

*Pratique de la Mesure*

# L'OSCILLOSCOPE

## Compilation du Haut Parleur



**Auteur  
Francis  
THOBOIS**

## Pratique de la Mesure

# L'OSCILLOSCOPE

Nos premiers articles de cette rubrique ont été consacrés au contrôleur universel, qu'il soit analogique ou numérique. Ce n'est pas un hasard et c'est parce que nous pensons que cet appareil est le **premier** dans la pratique quotidienne de l'électronique. C'est avec le contrôleur universel qu'il est possible de connaître les conditions de fonctionnement statique d'un montage.

Or, tout montage ne peut fonctionner dynamiquement que si ces conditions statiques sont assurées. Les dépanneurs ne nous contrediront pas lorsque nous affirmons que les trois quarts des pannes se découvrent avec ce très simple appareil. Quelques mesures de tensions en des points judicieusement choisis, quelques contrôles de continuité suffisent le plus souvent pour remettre en état de marche amplificateurs, téléviseurs et autres appareils ! Il est finalement assez exceptionnel de devoir recourir à la grosse artillerie ! Nous l'avons dit, en son temps : si vous voulez débiter en électronique, achetez donc en premier lieu un bon contrôleur universel puis éventuellement un fer à souder ! Jamais l'inverse !

Le contrôleur suffit dans les trois quarts des cas... Certes, oui, mais il reste... le dernier quart ! Alors là, le contrôleur ne suffit plus. On peut en effet comparer le travail au contrôleur à une recherche en aveugle : Ça brûle ! C'est froid ! C'est plus chaud !...

C'est que l'électricité... ça ne se voit pas ! Le contrôleur

nous indique que dans tel composant passe un courant électrique, puisque la tension aux bornes n'est pas nulle, mais il ne nous dit pas... quand et comment.

Pour savoir cela, il nous faudrait un œil électronique, le nôtre ne voyant pas l'électricité. Eh bien, cet œil existe : c'est **l'oscilloscope** ! Quel miracle, allez-vous vous écrier. Oui, bien sûr, mais c'est tout de même un tout petit miracle. L'oscilloscope n'est en effet qu'une sorte de voltmètre, assez médiocre d'ailleurs, nous allons le voir, mais extrêmement rapide et possédant un effet de mémoire.

Supposons, par exemple, que dans ce conducteur passe un courant alternatif de fréquence 1 MHz. 1 MHz donne 1 million d'oscillations par seconde. Nous voudrions suivre ces oscillations pour bien les connaître. Que voulez-vous que fasse le voltmètre à aiguille ! Son inertie est énorme en face de cette rapidité de variation. Il est quasi pétrifié ! Imaginons alors une sorte de voltmètre à inertie nulle, donc sans mécanique : l'aiguille immatérielle peut alors suivre les variations du signal. Parfait ! Mais ses mouvements sont si rapides que, cette fois, c'est notre œil qui ne suit plus et crie grâce ! Il ne peut suivre et... ne voit rien.

Alors, imaginons une plume immatérielle, écrivant presque sans limitation de vitesse et laissant une trace qu'il est possible d'observer, voire d'admirer tout à loisir ! Vous y êtes ! Vous venez d'inventer le tube cathodique, cœur de l'oscilloscope.

## I. Le tube cathodique

C'est à la fois la *plume* et le *papier*, dont nous avons parlé dans les lignes ci-dessus ! Le tube à rayons cathodiques est une extension particulièrement séduisante des *lampes radio* inventées, il y a quelque 80 ans par Lee de Forest. Les tubes radio (on dit maintenant *électroniques*) ont quasiment disparus de nos montages, mais le tube cathodique leur apporte une revanche de choix, car il est toujours là et sans doute pour longtemps encore !

Un tube cathodique est une ampoule de verre de forme allongée, presque parfaitement vide d'air et comportant plusieurs structures internes (fig. 1).

### 1. Le canon à électrons

Un filament est porté au rouge par passage d'un courant électrique et effet Joule. La chaleur dégagée porte indirectement au rouge une électrode appe-

lée *cathode*. Cette électrode est garnie d'une substance *électro-émissive* dans ces conditions (oxyde de baryum, par exemple).

Cela veut dire que les électrons *libres* des atomes surchauffés ont une telle agitation qu'ils *sautent* hors de la matière, pour y retomber ensuite, donnant un *brouillard d'électrons*, quasi libérés de la matière.

C'est l'*effet Edison* découvert par cet illustre américain. Sans précaution particulière, les électrons retombent sur la cathode, comme un caillou que l'on jette en l'air et que la planète attire à elle !

Mais si nous plaçons, à quelque distance de la cathode, une électrode polarisée positivement par rapport à elle (et de ce fait appelée *anode*), les électrons libérés vont être attirés par cette anode et vont se précipiter vers elle.

Dans le tube cathodique, différentes électrodes supplémentaires sont ajoutées pour contrôler plus précisément la trajectoire des électrons. Voir figure 1.

#### a) Le Wehnelt (ou grille)

C'est une électrode tubulaire percée, qui entoure la cathode et qui est polarisée *négativement*. Cette électrode tend à repousser les électrons. Elle a ainsi deux effets :

- Faire rebrousser chemin à quelques-uns.
- Resserrer le pinceau des électrons qui arrivent à la franchir.

Le Wehnelt permet essentiellement de régler la densité du faisceau électronique. Il peut aller jusqu'à l'annuler : tension de *cut-off* ou de blocage. Ce sera donc l'électrode de réglage de la luminosité du tube.

#### b) L'anode de concentration

Cette première anode, à tension positive relativement basse, a une forme telle qu'elle rend le faisceau d'électrons convergent, exactement comme le fait la lentille de l'appareil d'optique. Associée à une tension variable, elle permettra ainsi de régler la finesse de l'impact sur l'écran.

#### c) L'anode d'accélération

Cette seconde anode polarisée à tension un peu plus élevée a pour but d'augmenter la vitesse des électrons du faisceau afin de lui donner la meilleure *rigidité* possible, tout en augmentant la force de l'impact sur l'écran. Ces deux anodes b) et c) ont des formes tubulaires, ce qui explique que le faisceau ne fait que les traverser, après avoir subi leur action.

#### d) Anode et plaques de déviation

On trouve enfin l'anode proprement dite, également tubulaire. Toutefois, la forme choisie et la très grande vitesse des électrons du faisceau font que celui-ci la traverse et continue son chemin ! Les électrons partent alors en ligne droite, tels des objets dans l'espace, libérés de la pesanteur.

Les électrons rencontrent finalement l'écran sur leur chemin. Cet écran, recouvert d'une matière fluorescente, transforme l'énergie cinétique des particules en lumière, de teinte dépendant de la nature de la matière recouvrant l'écran. L'observateur voit ainsi se former un *spot* dont la luminosité est contrôlée par la tension de wehnelt et la finesse par celle de l'anode de concentration. Le petit tableau suivant donne la vitesse des électrons dans le tube, en fonction de la tension de l'anode finale.

Volts	km/s
1	595
10	1 850
100	5 950
1 000	18 800
10 000	58 600

On constate que les vitesses atteintes sont considérables. Cette vitesse tend d'ailleurs vers celle de

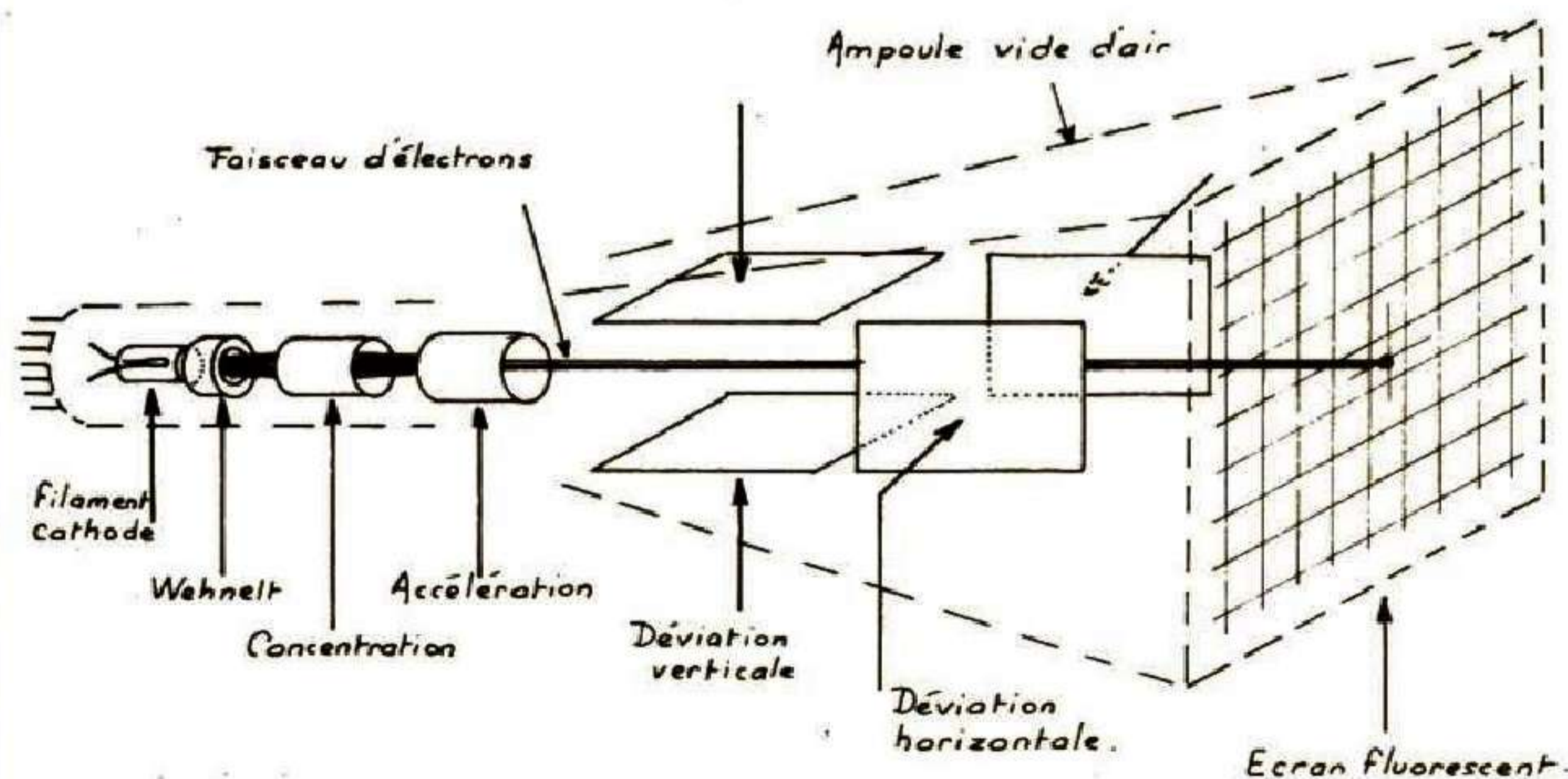


Fig. 1. - Structure interne du tube cathodique.

la lumière, lorsque la tension tend vers l'infini.

L'anode est finalement aussi constituée par le jeu de plaques de déviation qui sont portées à une tension positive sensiblement égale. Toutefois ces plaques ont à jouer un autre rôle particulier dont nous allons parler.

## 2. La déviation

Tant que les plaques de déviation sont au même potentiel, elles ne font que contribuer à l'accélération finale du faisceau, comme l'anode. Par contre, si l'on rend une des deux plaques d'une même paire plus positive que l'autre, la première va attirer le faisceau, l'autre ayant tendance à le repousser. Le faisceau va ainsi être dévié et le spot va se déplacer sur l'écran. C'est d'ailleurs bien le but de la manœuvre.

Pour provoquer une déviation **verticale** sur l'écran, il faut des plaques montées *horizontalement*. Inversement pour la déviation horizontale. Pour bien séparer les deux effets, verticaux et horizontaux, sans créer de couplages, les plaques sont décalées dans le sens de la longueur. Généralement les plaques verticales sont placées avant les horizontales. Nous verrons pourquoi plus loin.

L'analyse mathématique de la déviation électrostatique n'est pas très compliquée. Nous nous contenterons cependant de donner le résultat de cette étude. La longueur de la déviation sur l'écran est donnée par la relation :

$$y = k (V_1 - V_2) \ell L / dV$$
 (voir fig. 3). On constate que cette déviation  $y$  :

- est proportionnelle à la différence de tension des plaques :  $V_1 - V_2$ . C'est très bien, puisque l'image

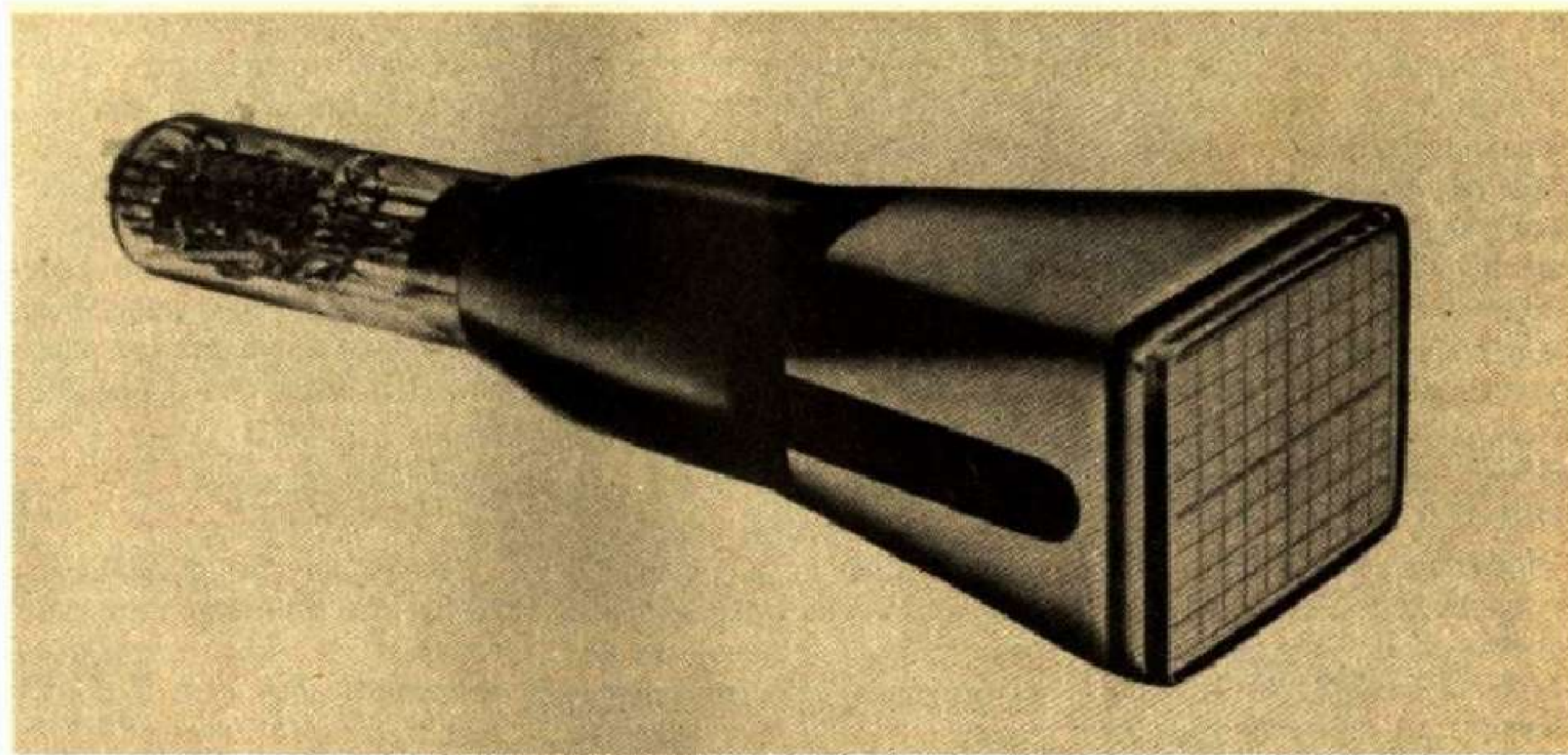


Fig. 2. — Exemple de caractéristiques d'un tube cathodique moderne :

Anode de post-accélération :	6 000 V
Plaques de déviation et anode :	600 V
Anode d'accélération :	600 V
Anode de concentration :	200 V
Tension de cut-off :	- 50 V
Sensibilité des plaques verticales :	10 V/cm
Sensibilité des plaques horizontales :	12 V/cm

est ainsi proportionnelle au signal électrique ;

- est proportionnelle à la longueur  $\ell$  de la plaque, à sa distance  $L$  de l'écran ;
- est inversement proportionnelle à la distance  $d$  des deux plaques ;
- est inversement proportionnelle à la tension  $V$  de l'anode finale.

En définitive, pour obtenir un tube **sensible**, à forte déviation pour un signal donné, il faut un tube **long** ( $\ell$  et  $L$ ), à plaques **rapprochées** ( $d$ ), et à **tension d'anode basse**.

De l'infinité des combinaisons possibles, en jouant sur ces paramètres, sont issus quelques centaines ou milliers de types de tubes cathodiques. Bien entendu, certaines exigences sont contradictoires avec une certaine qualité du produit fini. On ne peut pas, par exemple, envisager un tube très long !

On ne peut pas travailler avec une tension  $V$  trop basse, car alors l'accélération du faisceau est insuffisante, et la luminosité et la finesse du spot très mauvaises. Bien sûr, les fabricants actuels ont réussi à trouver des compromis de plus en plus satisfaisants : le tube cathodique moderne est très performant. Voir figure 2 et tableau joint.

**NB1.** Le jeu de plaques le plus arriéré est le plus sensible, car  $L$  est alors plus grand. On réserve ces plaques pour la déviation verticale, associée au signal observé. Les performances globales de l'oscilloscope sont ainsi améliorées, avec une meilleure sensibilité de la voie réservée à la mesure.

**NB2.** L'attaque électrique des plaques peut être :

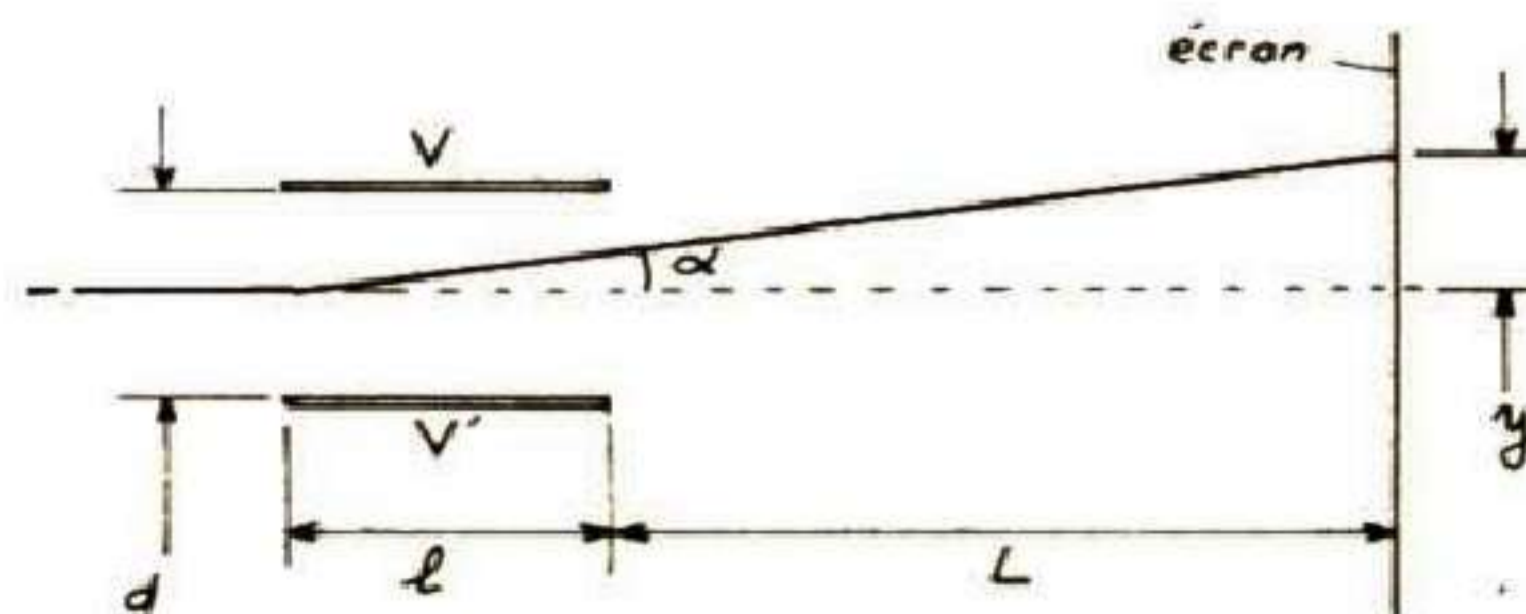


Fig. 3. — Calcul de la déviation du spot.

– **dissymétrique.** Dans ce cas, une des deux plaques est à tension fixe : celle de l'anode. L'autre est à tension variable. Plus positive pour attirer le faisceau et plus négative pour le repousser. Cette solution très simple a l'avantage de permettre l'emploi d'amplificateurs eux-mêmes dissymétriques, mais présente par ailleurs un gros inconvénient.

Il ne faut pas oublier que la tension des plaques contribue à l'accélération du faisceau. Si la plaque *chaude* est plus positive, le faisceau accélère et de ce fait, la déviation résultante diminue. Voir la formule.

Dans le cas contraire, le faisceau ralentit (V diminue) et la déviation augmente. On a dissymétrie des déviations avec  $y' > y$  ! Voir figure 4. Cela détermine

évidemment des distorsions géométriques fâcheuses de l'image observée, donnant la distorsion typique en *trapèze*.

– **symétrique.** Au contraire, si les plaques sont utilisées toutes deux pour contribuer à la déviation, comme on le voit en figure 4, alors les deux déviations « y » sont parfaitement égales.

A noter que certains tubes sont spécialement corrigés mécaniquement pour accepter le mode asymétrique avec un résultat correct. Ce sont toujours des tubes de bas de gamme.

**NB3.** La tension d'anode, donc des plaques de déviation est élevée : 1000 V au moins. Or l'utilisateur doit avoir accès à ces plaques et de telles tensions sont dangereu-

ses ! Pour supprimer le risque, le potentiel plus de l'alimentation Haute Tension est relié à la masse. C'est alors la cathode qui devient électrode *chaude* et qui se trouve portée à quelque - 1000 V ou plus par rapport à la masse. Les problèmes apportés sont plus faciles à résoudre ainsi.

### 3. Post-accélération

Dans le cas d'observations de phénomènes très rapides, le spot est dévié tellement vite que la luminosité résultante sur l'écran est si faible que la trace est à peine visible.

Pour améliorer la situation, on pourrait accélérer le faisceau, en augmentant la tension d'anode, mais cela entraînerait, corollairement, une réduction proportionnelle de l'amplitude

de déviation. Cette solution est donc à rejeter. Or, cet effet secondaire négatif n'existe plus si l'accélération supplémentaire se donne après le passage entre les plaques de déviation. L'angle de déviation est alors acquis et toute accélération ne joue que sur la *vitesse*.

C'est donc la solution adoptée sur tous les tubes à hautes performances. Il devient ainsi possible d'utiliser des tensions de **post-accélération** de plus de 4 kV, allant parfois jusqu'à 25 kV. L'anode supplémentaire finale est le plus souvent constituée par un graphitage de la paroi interne de l'ampoule de verre, côté écran, au-delà des plaques de déviation. La connexion de la THT se fait alors par ventouse. Voir figure 2.

(A suivre.)

F. THOBOIS

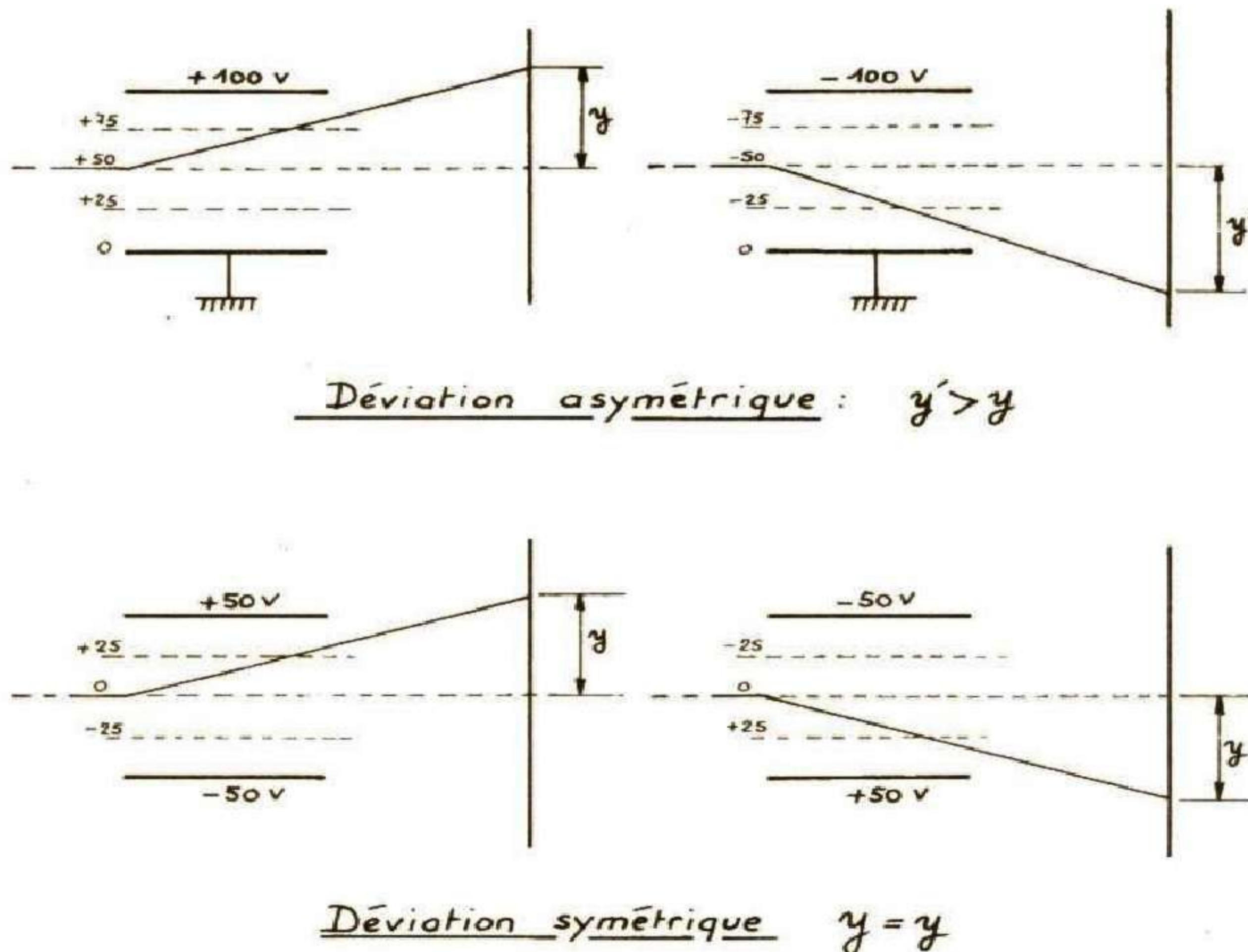


Fig. 4

## Pratique de la Mesure

# L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir N° 1706)

Comme nous l'avons vu le mois dernier, le tube cathodique permet de positionner, sur son écran, un spot lumineux assimilable à un point. La position de ce spot est parfaitement contrôlée par les plaques de déviation. Sa luminosité et sa finesse sont commandées par la tension de Wehnelt d'une part et par celle de l'anode de concentration d'autre part. Le tube cathodique est donc une sorte d'écrivoire magique dont la rapidité laisse loin derrière elle celle de tous les autres moyens connus. Le spot peut ainsi se déplacer à des milliers de kilomètres par seconde !

A une telle vitesse, ce spot pourrait être totalement invisible. Heureusement, deux phénomènes se conjuguent pour qu'il n'en soit rien :

– La rémanence de l'écran d'abord. La matière fluorescente rendue lumineuse par l'impact des électrons ne s'éteint pas immédiatement mais avec retard. Pour un tube normal, on peut compter cette rémanence en dixièmes de seconde. Certains écrans, pour applications spéciales, ont une rémanence allant à plusieurs dizaines de secondes.

– La persistance rétinienne de l'œil. La rétine se souvient pendant quelques dixièmes de seconde de l'impression visuelle reçue.

Finalement, si le spot se déplace à une vitesse suffisante sur l'écran, l'œil voit une ligne continue de luminosité régulière, et c'est ainsi qu'apparaîtront sur l'écran les oscillogrammes qu'il ne restera plus qu'à interpréter !

### Utilisation du tube cathodique

Nous avons vu que la déviation du spot sur l'écran est proportionnelle à la différence de potentiel existant entre les deux plaques de déviation. Le tube cathodique est donc un voltmètre.

$$y = K (V_1 - V_2)$$

La mesure de la longueur  $y$  est ainsi une mesure de la d.d.p.  $V_1 - V_2$ , à condition de connaître le coefficient  $K$ . ( $K = 1 L/d V$ , voir le mois dernier). Ce coefficient  $K$  est la déviation obtenue par vol de d.d.p. En effet, si  $V_1 - V_2 = 1 V$ , alors  $y = K$ .

On exprime donc  $K$  en  $cm/V$  et on l'appelle **sensibilité** de la paire de plaques correspondantes.

Disons tout de suite que le tube cathodique n'est pas un voltmètre très sen-

sible ! La valeur pratique de  $K$  dépend évidemment du type de tube, mais  $K$  est généralement compris entre  $0,2 mm/V$  et  $1 mm/V$ . Il s'agit donc d'une sensibilité faible puisque cela correspond pour  $1 V$  à une déviation ayant l'ordre de grandeur du spot et par conséquent, non mesurable ! Il est facile de deviner que, dans ces conditions, l'utilisation du tube cathodique est à peu près sans intérêt ! Le voltmètre à aiguille est nettement plus performant... lorsqu'il s'agit de mesurer des tensions continues ou à fréquence basse ! Quoi qu'il en soit, on se doute qu'il y a absolue nécessité d'intercaler entre le tube et la tension à mesurer un **amplificateur** étalonné destiné à augmenter l'amplitude de la déviation et à la rendre exploitable.

**N.B.** La sensibilité d'un tube cathodique est sou-

vent exprimée, non pas en cm/V comme ci-dessus, mais en V/cm, valeur inverse de la précédente : ainsi 0,2 mm/V ou 0,02 cm/V correspondent à 50 V/cm et 1 mm/V ou 0,1 mm/V à 10 V/cm.

### 1. L'amplificateur de déviation

Cet amplificateur est indispensable, nous venons de le voir, pour exploiter correctement le tube cathodique. Mais la réalisation d'un tel ampli n'est pas simple, compte tenu des impératifs difficiles qu'il doit respecter.

Devant procurer une sensibilité importante que le tube seul n'a pas, il doit être à **grand gain**. Ainsi, en raisonnant sur une sensibilité moyenne de 25 V/cm, si l'on désire observer correctement des tensions de 5 mV, sous 1 cm de déviation, il faut un gain maximum de  $25/5 \cdot 10^{-3} = 5\ 000$ .

Ce n'est pas négligeable et cela ne peut pas s'obtenir avec un seul étage, évidemment !

Il est indispensable d'amplifier les tensions sans les déformer : il doit donc s'agir d'un montage à haute **linéarité**, donc de grande qualité. De plus, la tension de sortie doit être importante, atteignant ou même dépassant la centaine de volts crête-à-crête, pour un balayage complet de l'écran. Un tel ampli nécessite alors une alimentation à tension au moins égale au potentiel le plus élevé désiré, donc de 100 V ou plus !

Il est nécessaire d'avoir une amplification constante dans une large bande de fréquences car – et c'est là l'intérêt du tube cathodique – les signaux appliqués seront souvent à fréquence

élevée, mais aussi parfois à fréquence basse, voire nulle, dans le cas d'une mesure sur courant continu !

La courbe de réponse en fréquence doit donc être plate de 0 à plusieurs mégahertz ! On a d'ailleurs assisté, ces dernières années, à une course vers les fréquences élevées. Il y a quelque 20 ans, les oscilloscopes dépassaient péniblement le mégahertz ! Il y a 10 ans, une bande de 10 MHz était considérée comme très correcte ! Aujourd'hui, on parle de 20, 50 et même 60 MHz pour des matériels presque... grand public !

L'intérêt de telles bandes passantes n'est d'ailleurs pas du tout dans le fait que, par exemple, le cibiste pourra examiner les détails de sa porteuse 27 MHz, mais dans celui que tout signal non sinusoïdal doit être considéré comme une somme de signaux comprenant une fondamentale et de nombreuses harmoniques. Ainsi, par exemple, un signal carré à 10 MHz comporte certes une fondamentale à cette fréquence, mais aussi des harmoniques à 20, 30, 40... mégahertz ! Ces harmoniques atteignant parfois le gigahertz ! (le 100° !). On peut admettre en approximation pratique que l'oscilloscope doit passer au moins le dixième harmonique de la fondamentale pour que le signal soit montré avec une forme correcte. Cela signifie que

pour passer un signal carré à 10 MHz, il faut un oscillo à bande atteignant au moins 100 MHz ! Sinon le signal est déformé, généralement arrondi, les angles droits disparaissant ! Avec un oscilloscope de bande 10 MHz ou même un peu plus, le signal carré sera vu comme... une sinusoïde, seule la fondamentale traversant l'amplificateur.

Il s'agit d'ailleurs d'un petit détail qui échappe à beaucoup d'électroniciens, même avertis ! Or, de tels signaux ne sont pas aussi rares qu'on le croit. Ils existent dans de nombreux montages logiques ! Les horloges des microprocesseurs, des synthétiseurs et autres circuits à division de fréquence travaillent souvent à des fréquences de plusieurs mégahertz ! Si vous observez de tels signaux carrés avec un oscilloscope à bande passante faible, non seulement vous ne les verrez pas sous leur vraie forme (ils seront le plus souvent très arrondis !), mais pas non plus sous leur vraie amplitude, car l'absence des harmoniques réduit d'autant l'amplitude finale. En somme, vous ne verrez qu'un signal présentant un très lointain rapport avec la réalité et dont l'observation est sans intérêt, hormis celui de constater que signal... il y a ! Mais, de grâce, n'en tirez pas d'autre conclusion ! Et nous ne parlons pas encore de la perturbation apportée par le prélèvement lui-même !

Nous avons vu, le mois dernier, les avantages de l'attaque symétrique des plaques de déviation. Pour y parvenir, il faut évidemment utiliser un ampli à sorties symétriques. Cette exigence supplémentaire ne facilite pas, on s'en doute, la conception de l'amplificateur !

Enfin, s'il est nécessaire d'observer des tensions faibles, 5 mV par exemple, il faut souvent aussi en observer de bien plus élevées, et alors il faut en principe réduire le gain de l'amplificateur. C'est une chose très difficile à réaliser. Il est en effet indispensable de garder intacte la courbe de réponse. Or, tout réglage de gain a tendance à la modifier. En fait, on va contourner cette nouvelle difficulté ! On laisse travailler l'amplificateur à gain maximum et on **atténue** le signal à observer. Ainsi, dans l'exemple précédent, nous ayant amené à un ampli de gain 5000, donnant 1 cm de déviation pour 5 mV à l'entrée, si nous injectons maintenant 10 V, en conservant le même gain, il faut atténuer de  $10/5 \cdot 10^{-3} = 2\ 000$  fois.

Cela va nous donner la configuration de la figure 1. On peut trouver cette solution un peu bizarre : atténuer pour amplifier ! Mais c'est la seule qui sauvegarde précision du gain et bande passante ! En effet, l'ampli fonctionne toujours dans les mêmes conditions et peut donc être parfaitement réglé pour le meilleur rendement, avec un gain très bien défini. D'autre part, l'atténuateur est très facile à réaliser en lui donnant des taux différents et eux aussi bien définis. Nous y reviendrons plus loin.

Un dernier point important : l'impédance d'entrée

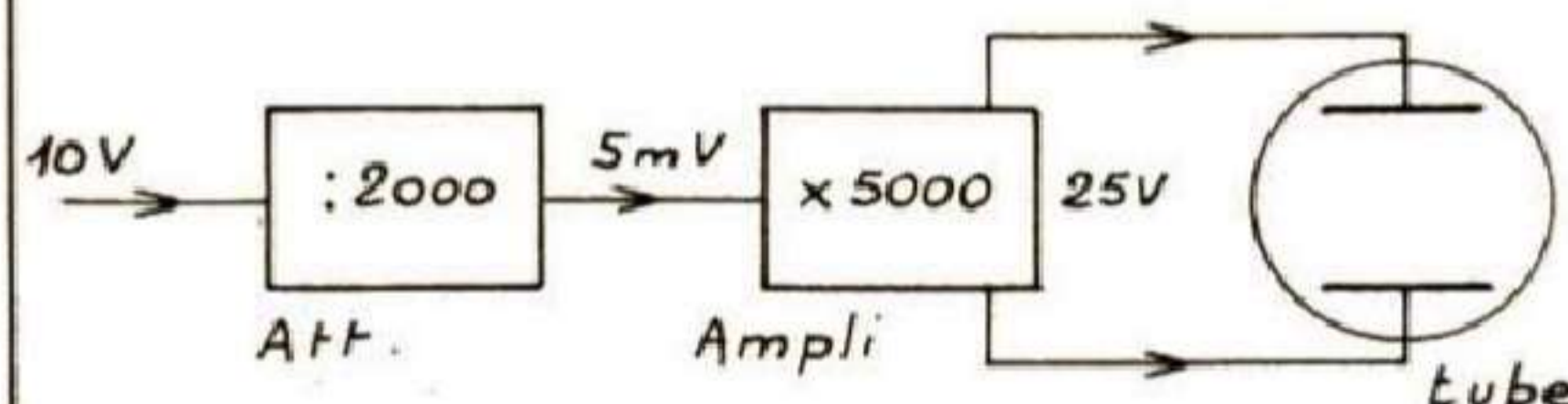


Fig. 1. – Circuits de déviation verticale.

de l'amplificateur doit être suffisamment élevée pour faire un voltmètre acceptable. On se rappelle cette nécessité longuement discutée lors de l'étude du contrôleur universel ! En fait, ici, c'est vers l'atténuateur qu'il faut regarder puisque c'est lui qui reçoit la tension à observer. Cependant, il est non moins sûr que l'ampli ne doit pas charger anormalement la sortie de cet atténuateur et de là en perturber le fonctionnement. Généralement, l'entrée de l'ampli est équipée de transistors à effet de champ (FET) et présente

donc une impédance de plusieurs mégohms, au moins. Il n'y a donc pas problème ! Quant à l'atténuateur, il est conçu pour présenter, sur son entrée, une impédance constante de  $1\text{ M}\Omega$ . Cette valeur étant normalisée sur tous les oscilloscopes normaux. Seuls les modèles montant très haut en fréquence (à échantillonnage, par exemple) ont des impédances normalisées à  $50\ \Omega$ .

Nous pouvons constater tout de suite que si  $1\text{ M}\Omega/5\text{ mV}$ , en sensibilité maximum, correspond à  $200\text{ M}\Omega/\text{V}$ , ce qui est très

bon pour un voltmètre, par contre  $1\text{ M}\Omega/10\text{ V}$  donne  $100\text{ k}\Omega/\text{V}$ , ce qui est nettement moins bon ! En gamme  $50\text{ V}$ , on tombe à  $1\text{ M}\Omega/50\text{ V}$ , soit  $20\text{ k}\Omega/\text{V}$ , ce qui nous ramène aux performances d'un banal contrôleur universel.

L'oscilloscope est donc un voltmètre de qualité très variable selon la gamme choisie. Il va nous poser les mêmes difficultés d'emploi que les autres voltmètres. Notons bien ce point et gardons-le bien présent dans notre esprit ! L'oscilloscope va ainsi se comporter comme le multimètre

numérique, lequel a aussi une impédance d'entrée constante, mais fixée en général à  $10\text{ M}\Omega$ . A ce point de vue, l'oscilloscope est 10 fois moins bon que le multimètre ! Le lecteur peut d'ailleurs se demander la raison du choix de  $1\text{ M}\Omega$ . Pourquoi pas  $10\text{ M}\Omega$ , comme le multimètre ? Simplement parce que l'oscilloscope doit monter beaucoup plus haut en fréquence et qu'il a fallu trouver un compromis acceptable entre haute impédance et réponse aux fréquences élevées ! C'est qu'il ne faut surtout pas oublier ces fa-

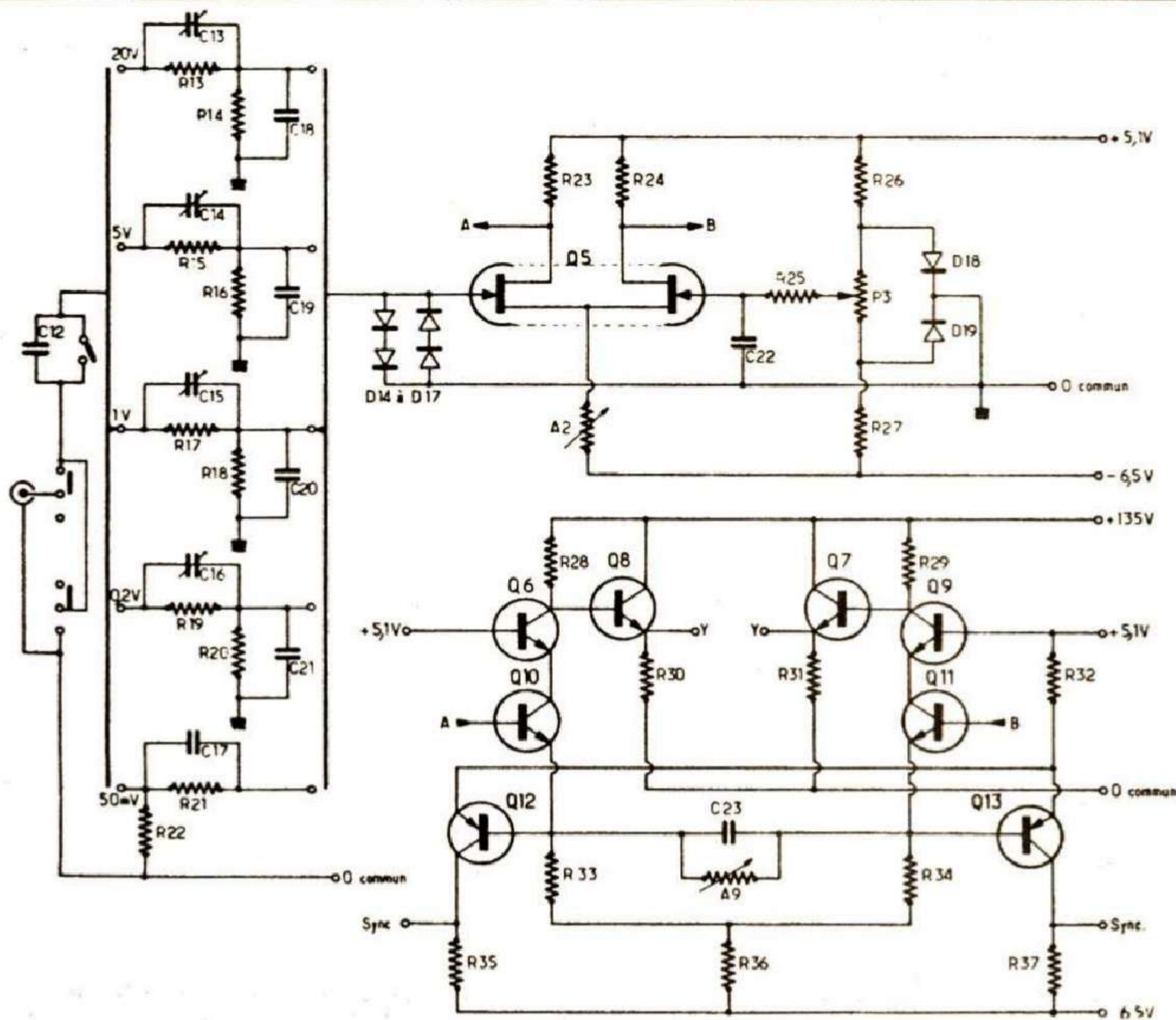


Fig. 2. — Un schéma d'amplificateur vertical d'oscilloscope.



meuses capacités parasites dont nous avons déjà parlé et qui viennent shunter les résistances matérielles ! Capacités du même ordre, que la résistance soit de  $1\text{ M}\Omega$  ou de  $10\text{ M}\Omega$  ! Si l'on fixe à  $15\text{ pF}$  leur ordre de grandeur, cela équivaut à une impédance parasite de :  $1/6,28\text{ F C}$ , soit à  $1\text{ MHz}$  de :  $1/6,28 \times 10^6 \times 15 \cdot 10^{-12} = 10\ 000\ \Omega$  environ, venant en parallèle sur la résistance prévue. C'est déjà terrible sur  $1\text{ M}\Omega$  ! C'est catastrophique sur  $10\text{ M}\Omega$  ! Nous verrons, plus loin, une solution à ce problème.

Nous montrons, en figure 2, le schéma d'un amplificateur de déviation verticale d'oscilloscope, pour servir à illustrer ces propos. Il s'agit d'ailleurs d'un montage à performances très modestes : une sensibilité de  $50\text{ mV/cm}$  et une bande passante de  $5$  à  $6\text{ MHz}$  ! On y trouve cependant toutes les particularités évoquées ci-dessus :

— Une entrée à double FET,  $Q_5$ . La section de gauche de ce transistor amplifie le signal utile, tandis que la section de droite reçoit une tension continue réglable par  $P_3$  et qui se trouve ainsi mélangée au signal. On obtient de cette manière le cadrage vertical de la trace,  $P_3$  permettant de monter ou de descendre la position moyenne du spot. Noter les diodes  $D_{14}$  à  $D_{17}$  évitant de claquer le double FET par excès de niveau.

— La sortie de  $Q_5$  est symétrique, préparant déjà l'attaque finale du tube. Les tensions sont disponibles en A et B. Elles attaquent alors l'ampli symétrique final, constitué des transistors  $Q_6$  à  $Q_{13}$ . Noter la tension élevée de l'alimentation :  $135\text{ V}$ , nécessaires pour obtenir les ni-

veaux de balayage du tube, niveaux prélevés en Y/Y.

— Notons simplement l'existence des sorties annexes marquées sync et dont nous verrons l'utilité plus tard.

## 2. L'atténuateur

On le distingue parfaitement sur la gauche de la figure 2. Ici, il est monté avec 5 sections seulement, alors que sur certains oscilloscopes beaucoup plus performants, on peut compter jusque 12 sections au moins !

L'atténuateur doit réduire l'amplitude du signal dans un rapport précis. Ce rapport est donné par les deux résistances de chaque section.  $R_1$  et  $R_2$  de la figure 3. Par ailleurs, la somme des deux résistances doit être constante et égale à  $1\text{ M}\Omega$ . On a donc une première équation de la cellule :

$$R_1 + R_2 = 10^6 \text{ en } \Omega$$

Par ailleurs, il faut atténuer dans un rapport donné, soit  $r$ , ce qui nous permet d'écrire la seconde équation de la cellule :

$$(R_1 + R_2)/R_2 = r$$

Voyons cela sur un exemple précis : cellule de la figure 2, section  $20\text{ V}$ . On peut évidemment remplacer  $R_1 + R_2$  par sa valeur dans la deuxième équation, ce qui donne :  $10^6/R_2 = r$

Ici, la tension de  $20\text{ V}$  doit être ramenée à  $50\text{ mV}$ ,

sensibilité typique de l'ampli de déviation, ce qui donne  $r = 20/50 \cdot 10^{-3} = 400$ , d'où  $R_2 = 10^6/400 = 2\ 500\ \Omega$ .

On peut alors tirer la valeur de  $R_1$  qui est de  $10^6 - 2\ 500 = 997\ 500\ \Omega$ . Les deux résistances de la cellule seront à  $1\%$  pour une bonne précision du rapport d'atténuation.

Les deux résistances seules ne donneraient un bon fonctionnement qu'aux fréquences basses. En effet, il est facile de comprendre que la même capacité parasite va apparaître aux bornes de ces deux résistances, mais que leurs valeurs étant très différentes, les effets produits ne seront pas les mêmes. Rappelons que  $15\text{ pF}$  à  $1\text{ MHz}$  équivalent à  $10\ 000\ \Omega$  ! Or,  $10\ 000\ \Omega$  en parallèle sur  $2\ 500\ \Omega$  ne font pas le même effet que sur  $997\ 500\ \Omega$  !

Il est indispensable de compenser l'atténuateur. Cela s'obtient en montant des condensateurs matériels en parallèle sur les deux résistances et en calculant leur valeur pour que les effets soient les mêmes sur les deux résistances, lesquelles seront ainsi réduites dans le même rapport, ce qui ne modifiera pas le rapport d'atténuation, mais seulement l'impédance d'entrée de la cellule. Pour obtenir un tel résultat, il suffit de respec-

ter la relation suivante :

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \text{ (voir fig. 3)}$$

Les inévitables capacités parasites sont comprises dans les valeurs réelles de  $C_1$  et  $C_2$ . Voyons un exemple de calcul, en reprenant la section  $20\text{ V}$  (fig. 2). Choisissons tout d'abord la valeur de  $C_1$ , soit  $25\text{ pF}$ . On a alors, en reprenant les résultats précédents :

$$997\ 500 \times 25$$

$$= 2\ 500 \times C_2$$

ce qui donne

$$C_2 = 997\ 500 \times 25 / 2\ 500 = 9\ 975\text{ pF}$$

Pratiquement, nous monterons un condensateur de  $10\ 000\text{ pF}$  ( $10\text{ nF}$ ) et nous adopterons pour  $C_1$  un ajustable de  $30\text{ pF}$ , ce qui permettra de tenir compte des capacités parasites, non incluses dans le calcul précédent.

La capacité d'entrée de la cellule d'atténuation équivaut à  $C_1$  et  $C_2$  en série, ce qui donne une valeur  $C_0$  telle que  $1/C_0 = 1/C_1 + 1/C_2$ . Cette relation permet de tirer la valeur cherchée :

$$C_0 = (25 \times 997\ 500) / (25 + 997\ 500)$$

soit  $C_0 \simeq 25\text{ pF}$ .

Il est astucieux, dans un montage simple, de calculer  $C_1$  et  $C_2$  pour avoir la même valeur de  $C_0$  pour toutes les cellules, ce qui est indispensable pour pouvoir utiliser une sonde, comme nous le verrons plus loin. Toutefois, comme cela est difficile à réussir pratiquement, on préfère souvent arriver à une valeur de  $C_0$  trop faible, par  $C_1$  et  $C_2$ , et amener la capacité d'entrée à sa valeur idéale par l'adjonction d'un condensateur ajustable  $C_{adj}$  entre l'entrée de cellule et la masse. Une valeur de  $30\text{ pF}$  est généralement retenue par les constructeurs d'oscilloscopes.

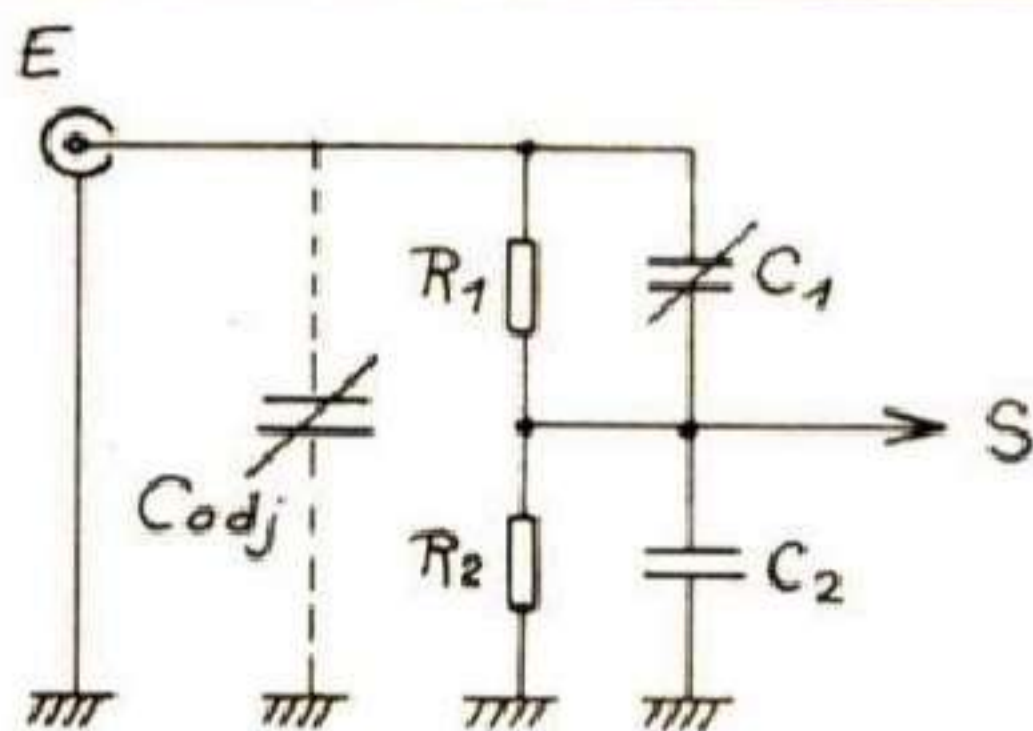


Fig. 3. — Cellule d'atténuation.

F. THOBOIS

# Pratique de la Mesure

# L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir N<sup>os</sup> 1706 et 1707)

Nous avons vu, le mois dernier, comment calculer les éléments des cellules d'atténuation de la voie verticale de l'oscilloscope.

Un réglage de chaque cellule doit être fait pour une bonne transmission. La méthode classique utilisée est celle du « signal rectangulaire ». On injecte le signal rectangulaire dans l'entrée de la voie verticale. Les cellules d'atténuation sont réglées pour que la forme du signal soit parfaitement respectée. Se reporter à la figure 1 redonnant le schéma de l'atténuateur :

- Si le condensateur  $C_1$  a une valeur insuffisante, les fréquences élevées passent mal et le signal est arrondi (voir fig. 2a).
- Si le condensateur  $C_1$  a, au contraire, une valeur excessive, les fréquences élevées passent trop et le signal est différencié et présente des dépassements (voir fig. 2b).

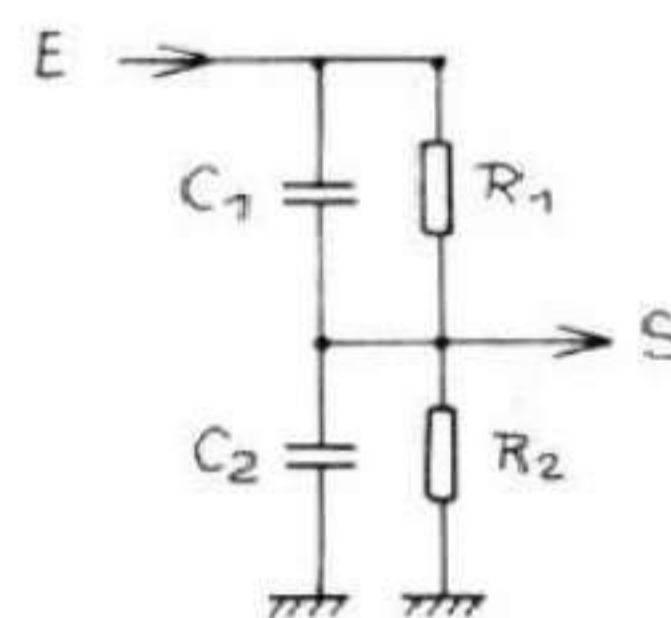


Fig. 1. - Cellule atténuatrice.

La cellule 50 mV de la figure 3, que nous vous redonnons, pour vous éviter de retourner au numéro précédent, n'est pas atténuatrice, puisque  $R_{22}$  est directement aux bornes du signal. Cette résistance fait uniquement fonction de retour de masse. Elle mesure donc  $1\text{ M}\Omega$ . La paire  $C_{17}/R_{21}$  est destinée à protéger l'entrée du FET et ses diodes associées. En effet, ces dernières évitent à la tension de gate de dépasser leur seuil critique : c'est  $0,6\text{ V}$  par diode, soit donc entre  $+ 1,2\text{ V}$  et  $- 1,2\text{ V}$ , puisque deux

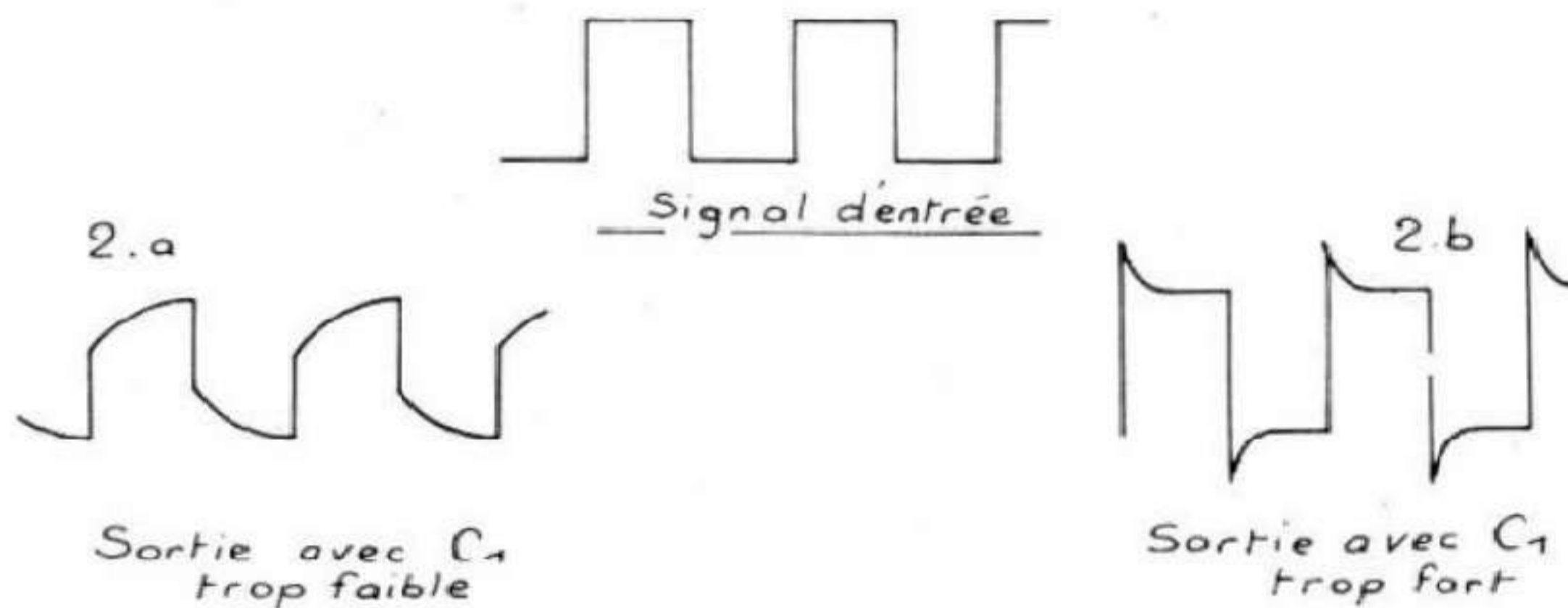


Fig. 2. - Réglage de l'atténuateur.

diodes sont en série. Toutefois, pour que cette protection se fasse, il faut limiter le courant. C'est le rôle de  $R_{21}$ .

Ainsi, si l'on applique 20 V sur l'entrée 50 mV, en choisissant  $R_{21} = 200 \text{ k}\Omega$ , par exemple, on a  $I = (20 - 1,2)/200\ 000 = 94 \mu\text{A}$ , que les diodes absorbent sans aucune difficulté. Sans  $R_{21}$ , il y aurait eu sans aucun doute claquage des diodes.  $C_{17}$  compense  $R_{21}$  aux fréquences élevées.

Observons enfin la liaison entre l'atténuateur et la borne d'entrée :

- Pour la position dessinée de l'inverseur double, cette borne d'entrée est reliée à l'entrée de l'atténuateur. C'est donc la position normale d'emploi.
- Si cet inverseur est commuté vers le bas, la borne d'entrée est décon-

nectée et l'entrée de l'atténuateur est reliée à la masse. Cette position permet de faire le réglage du zéro (comparable à l'ajustage de la position de repos de l'aiguille d'un galvanomètre). Ici l'ajustage se fait par  $P_3$  de cadrage. A noter, d'ailleurs, que si le zéro de la déviation se fait classiquement au milieu de l'écran, on peut aussi le déplacer vers le haut ou vers le bas pour l'observation de signaux essentiellement négatifs ou positifs. Pendant ce réglage, le signal à observer n'est pas court-circuité, ce qui pourrait être grave pour l'électronique le générant !

L'amplificateur de la figure 3, comme celui de tous les oscillos modernes, « passe le continu ». Toutes les liaisons entre étages sont directes : la bande passante va de 0 à

6 MHz ! L'avantage est important puisque le spot nous indique alors les niveaux instantanés exacts par rapport à une référence de potentiel (masse en général). Toutefois, il arrive souvent qu'une tension alternative faible soit superposée à une tension continue élevée. Difficulté que nous avons déjà rencontrée avec le contrôleur universel et qui avait donné naissance à la fonction OUTPUTMETRE, rappelez-vous ! Nous avons simplement intercalé un condensateur dans la liaison ! Ici, mêmes causes et même remède. C'est la raison d'être du condensateur  $C_{12}$ .

- Si l'interrupteur parallèle est fermé,  $C_{12}$  est court-circuité et l'ampli transmet la composante continue du signal. Ce sera le cas de tous les si-

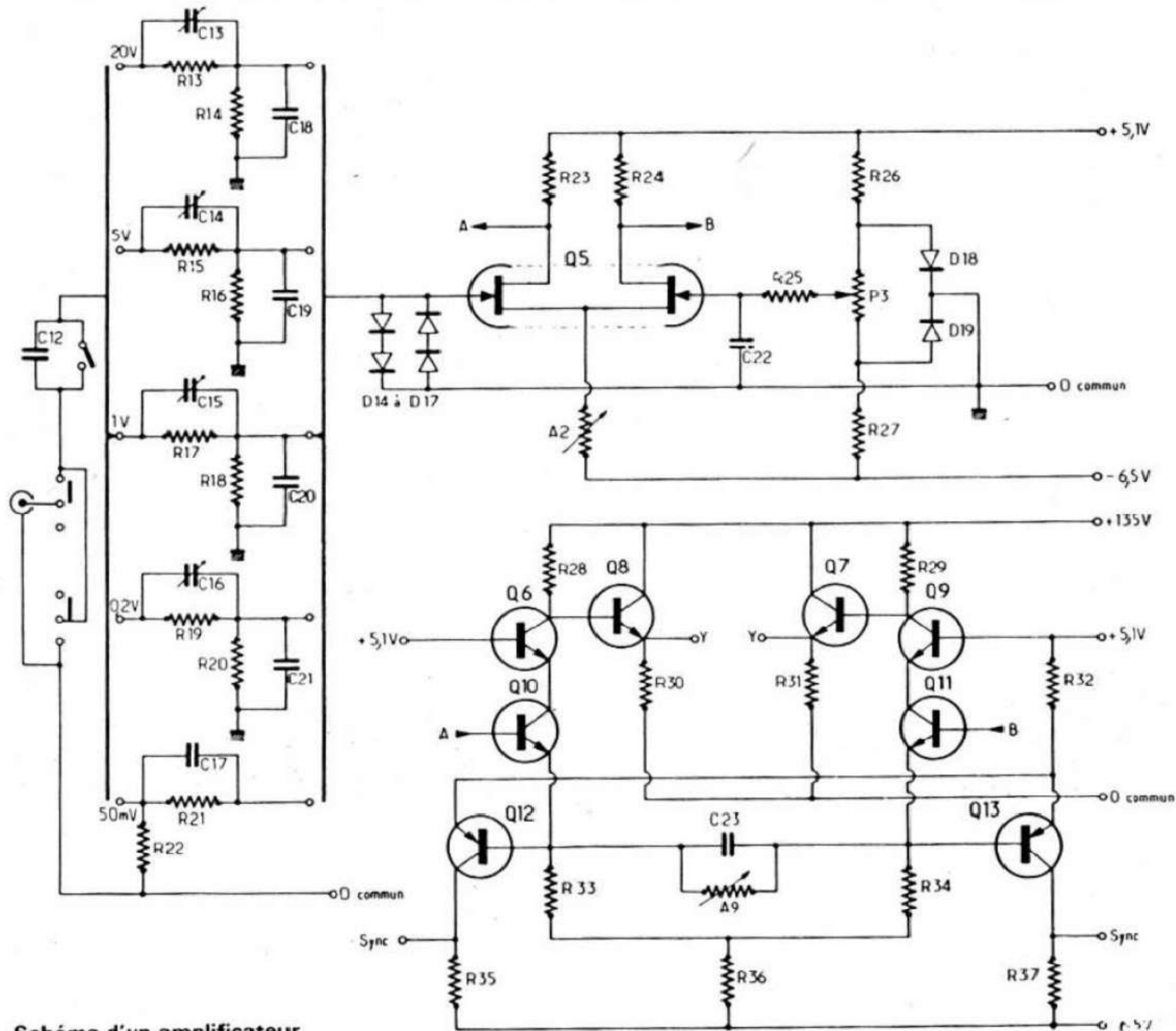


Fig. 3. - Schéma d'un amplificateur de déviation verticale.

gnaux alternatifs pour lesquels la tension moyenne est de l'ordre de grandeur de la tension crête-à-crête.

— Si l'interrupteur est ouvert, la composante continue est bloquée. Seules passent les variations alternatives à fréquence suffisante ( $C_{12}$  et  $R_0$ , de l'oscilloscope, constituant en fait un filtre passe-haut !). On utilise ce mode à chaque fois que le niveau continu du signal est important en face de ses variations. L'exemple typique étant celui de l'observation de la tension de ronflement de la sortie d'une alimentation. C'est le cas aussi des signaux BF faibles, observés sur le collecteur d'un transistor amplificateur.

## Sonde d'entrée

L'oscilloscope seul est un voltmètre assez médiocre, nous l'avons vu ! Son impédance d'entrée de  $1\text{ M}\Omega$  est souvent trop basse, ce qui perturbe le montage sous test. De plus, nous avons également parlé de la nécessité de la compensation des cellules de l'atténuateur, rendue nécessaire par les inévitables capacités parasites du câblage, mais aussi par les capacités dynamiques des semi-conducteurs d'entrée de l'ampli. Il est très difficile de descendre en dessous de la vingtaine de picofarads. En fait, la quasi-totalité des oscilloscopes accusent une trentaine de pF. Ce n'est pas négligeable ! La connexion d'une telle capacité est très perturbante pour de nombreux montages. Mais un autre élément doit aussi être considéré. C'est la liaison oscillo-montage. Certes, il est possible de se servir d'un simple fil, tant côté froid (masse) que côté chaud (entrée Y). Si les signaux sont prélevés à fort niveau (plusieurs volts !), en des points où l'impédance est basse (de l'ordre de la centaine d'ohms au moins !), la solution est acceptable ! Mais, dès qu'il s'agit d'observer des signaux faibles, sous impédance moyenne ou élevée ( $> 100\text{ k}\Omega$ ), un fil de liaison nu captera malheureusement des parasites d'induction très perturbants : en particulier un « ronflement » à 50 Hz provenant des appareils et lignes secteur de l'environnement. L'observation va alors s'avérer impossible ! Il faut dans ce cas avoir recours à une liaison blindée, séparant « le bon grain de

l'ivraie » et montrant le signal utile sans anomalie. Un tel câble blindé de liaison est presque toujours indispensable !

Mais, revers de la médaille, ce câble constitue entre âme et blindage un superbe condensateur, dont la capacité va s'ajouter à la trentaine de pF déjà existants. Quand on sait qu'un câble, genre TV, fait environ 70 pF au mètre, on comprend vite qu'un problème supplémentaire se pose ! Il serait surprenant que les fréquences élevées du signal atteignent bien l'entrée de l'oscillo si elles sont « court-circuitées » par une centaine de picofarads !

La solution de tous ces problèmes : le sonde atténuatrice ! Il s'agit tout simplement d'une cellule atténuatrice additionnelle, le plus souvent de rapport 1/10, pour simplifier son utilisation (voir fig. 4). On y retrouve les deux parties de la figure 1 :

—  $R_1$  et  $C_1$  en bout de câble blindé, dans la pointe de touche.

—  $R_2$  et  $C_0$  sont la résistance et la capacité d'entrée de l'oscilloscope.

Exemple :  $R_2 = 1\text{ M}\Omega$

$C_0 = 30\text{ pF}$

Mais la capacité  $C_2$  effective de la deuxième partie de la cellule est constituée en fait de  $C_0$  en parallèle avec la capacité  $C_c$  du câble de liaison.

$C_2 = C_0 + C_c$

soit :

$C_2 = 30 + 70 = 100\text{ pF}$  environ.

Pour une atténuation de 10, il faut

que  $R_1 + R_2 = 10 R_2$

$R_1 = 10R_2 - R_2 = 9R_2$

$R_1 = 9 \times 1\text{ M}\Omega = 9\text{ M}\Omega$

La sonde atténuatrice devra être compensée comme les autres cellules de l'atténuateur. Il faut que :

$R_1 C_1 = R_2 C_2$

soit :

$C_1 = 1 \times 100/9 \approx 11\text{ pF}$

La capacité d'entrée de la sonde est constituée de  $C_1$  en série avec  $C_2$ , soit :

$C_s = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$

$C_s \approx 10\text{ pF}$

Nous pouvons alors remarquer :

- que l'impédance d'entrée « sonde + oscillo » passe à  $10\text{ M}\Omega$  ( $R_1 + R_2$ ), ce qui améliore de 10 fois les performances *voltmètre* de l'oscilloscope. Nous nous retrouvons à égalité avec le voltmètre numérique ;
- que la capacité d'entrée est réduite à 10 pF, ce qui est nettement meilleur, même si ce n'est pas parfait !
- que l'influence néfaste du câble blindé de liaison est totalement éliminée, sa capacité parasite contribuant à la compensation de l'atténuateur ainsi constitué. De plus la liaison est blindée et donc exempte de perturbations diverses ;
- que la bande passante de l'oscilloscope est sauvegardée si la sonde est parfaitement compensée par le réglage de  $C_1$ .

Attention cependant : comme  $C_0$  (capacité d'entrée de l'oscillo) fait partie de  $C_2$ , il est indispensable que cette valeur soit bien constante, de gamme en gamme de l'atténuateur de l'appareil. Faute de quoi, chaque changement de gamme nécessitera une retouche de  $C_1$  pour refaire la compensation. Ce serait très gênant !

Nous vous renvoyons à la fin de l'article du mois dernier dans lequel nous avons déjà évoqué ce problème. Vous devez maintenant mieux comprendre le rôle de  $C_{adj}$  justement prévu en conséquence.

Seul point négatif de la sonde : elle « atténue » ! Et donc réduit la sensibilité de l'oscilloscope. Par exemple, si celui-ci présente un maximum de 50 mV/division, cela ne fera plus que 500 mV/div. avec la sonde 1/10 !

Il peut donc y avoir parfois limite d'utilisation de cette sonde. Cependant, à chaque fois que sensibilité de l'oscilloscope et amplitude des signaux sont compatibles avec le prélèvement par sonde, il faut utiliser celle-ci, car c'est la seule manière de faire, permettant de voir les signaux sous une forme proche de la réalité. Tout

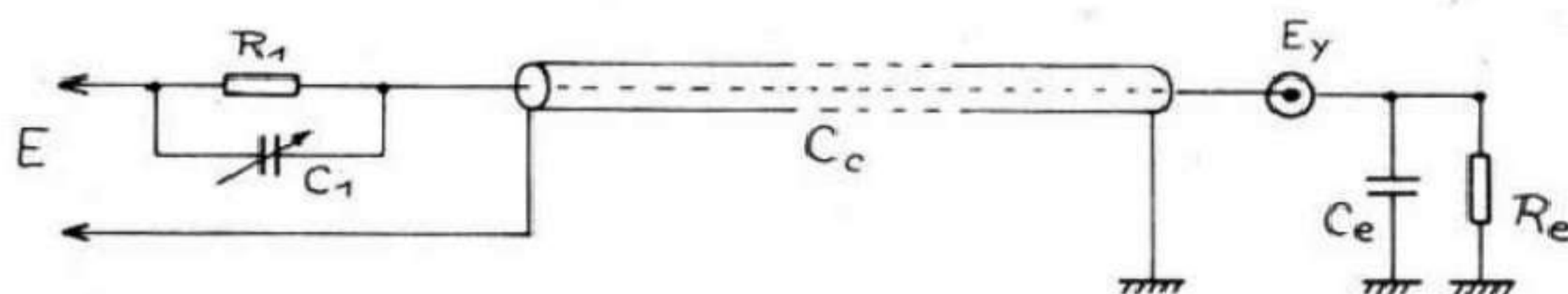


Fig. 4. — La sonde atténuatrice.

autre mode de prélèvement est perturbant, ne l'oublions pas :

- par impédance insuffisante,
- par capacité parasite trop grande,
- par induction possible, si le fil de liaison n'est pas blindé.

### Formation de l'oscillogramme

Jusqu'à présent, nous ne nous sommes pas inquiété de la formation de l'image sur l'écran du tube cathodique, ne faisant intervenir que la déviation verticale  $Y = K(V_1 - V_2)$ , provoquée par le signal.

Certes, cette déviation seule est déjà intéressante puisqu'elle permet de mesurer  $V_1 - V_2$ , mais elle n'est pas suffisante puisqu'elle ne donne pas la forme du signal ! Pour obtenir cela, il va falloir faire intervenir les plaques de déviation horizontales du tube cathodique.

Généralement, le signal observé varie dans le temps de manière périodique. C'est donc en fonction du temps que l'observation va être faite. Pour cela c'est très simple : il suffit de dévier le spot à vitesse constante de gauche à droite. A chaque position horizontale de ce spot, correspond par la déviation verticale une position verticale du point lumineux, ce qui fait que la position sur l'écran a des coordonnées qui dépendent, pour l'ordonnée, de l'amplitude du signal et, pour

l'abscisse, du temps ! Le résultat, on le devine, est une belle représentation graphique du signal en fonction du temps ! C'est exactement ce que l'on voulait !

Hélas, l'écran est trop court et le temps trop long ! L'observation va donc s'arrêter à la limite droite de cet écran, la suite étant perdue ! Dans de telles conditions, l'oscillogramme n'est qu'un très bref aperçu d'un phénomène qui dure bien plus longtemps !

Pour passer de cet aperçu à une observation en continu, il suffit de pratiquer un balayage répété de l'écran. Le spot revenant à gauche quand il est arrivé au bout de la trace.

Le phénomène peut alors s'illustrer selon la figure 5. Dans les conditions représentées, les traces successives vont se superposer et l'observateur verra une image fixe. Mais pour en arriver là, il faut que certaines conditions soient bien remplies :

- Le phénomène observé doit être périodique, c'est-à-dire se répéter identique à lui-même, à intervalles de temps constants (la période !). C'est le cas de la figure 5, évidemment.
- Pour qu'il y ait superposition des traces, il faut qu'elles soient identiques, donc doivent commencer exactement au même point (noté sur la figure *point de déclenchement*) et durer exactement le même temps.

Il faut donc avoir un balayage en

parfait synchronisme avec le signal observé. Comme il n'est pas question d'intervenir sur ce signal, c'est le balayage qui doit être amené à égalité de vitesse.

Deux méthodes sont utilisées pour cela :

### Le balayage relaxé

Dans ce cas, un oscillateur à relaxation (c'est-à-dire du type RC) génère les tensions nécessaires au balayage. On notera tout de suite que, la tension en question, devant déplacer le spot à vitesse régulière, doit être elle-même à variation régulière ou *linéaire*. C'est donc une rampe à pente constante. A la fin du balayage, on revient automatiquement à zéro pour un nouveau départ et on recommence. Une telle tension est dite en dents de scie (voir fig. 6). En mode relaxé, le balayage est permanent, même hors observation. La vitesse est bien sûr réglable, de quelques périodes par seconde, à quelques centaines de milliers. Il est indispensable de prévoir plusieurs gammes, avec un vernier de réglage agissant dans toutes ces gammes.

Les oscillateurs à relaxation, étant d'un tempérament assez instable, sont difficilement étalonnables avec précision.

Pour l'observation, on va jouer sur le commutateur de gammes, puis sur

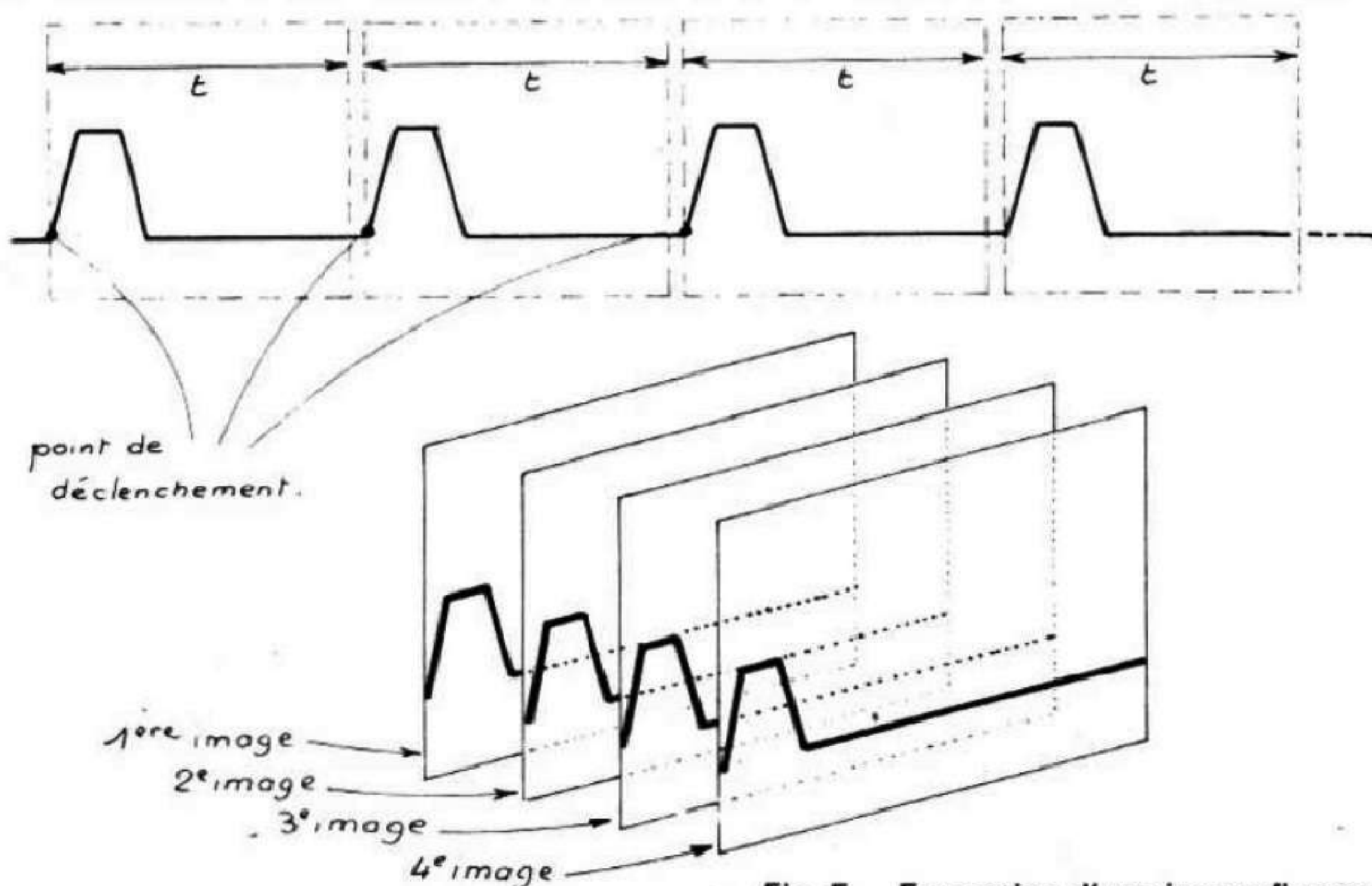


Fig. 5. - Formation d'une image fixe sur l'écran.

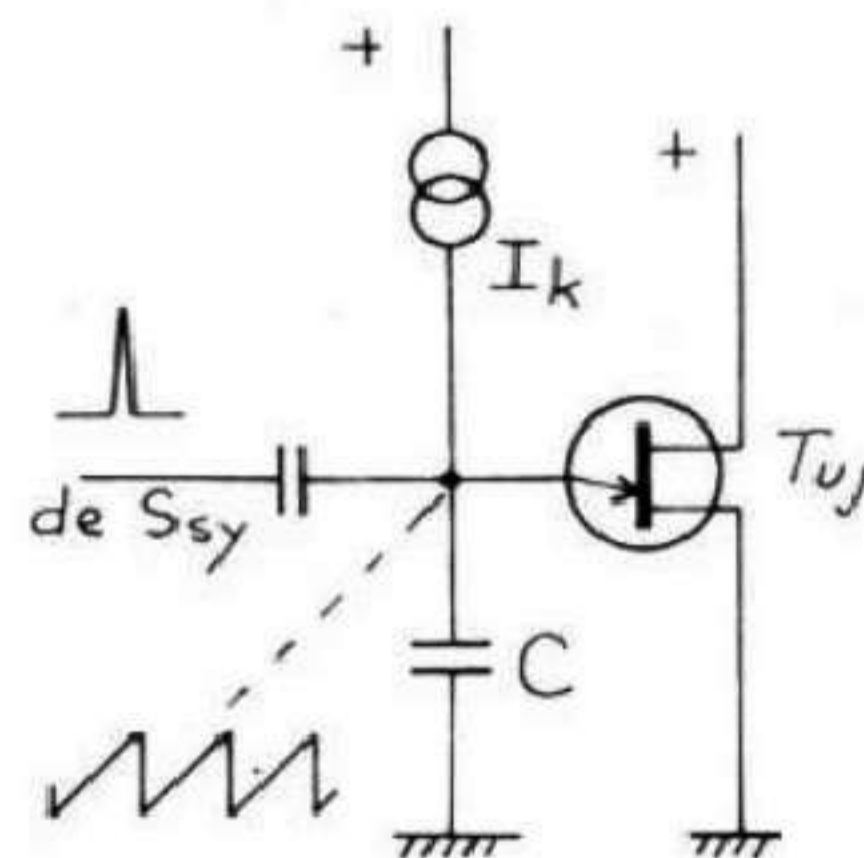


Fig. 6. - Tension en dent de scie, générée par unijonction.

le vernier jusqu'à amener signal et oscillateur à égalité de fréquence. Alors l'image s'immobilise (comme la roue de la diligence, dans les westerns !). C'est de la « stroboscopie » ! Mais l'oscillateur de balayage étant instable, cet arrêt ne dure pas et l'image se remet à défiler, soit vers la droite si le balayage « avance », soit vers la gauche s'il « retarde » !

Un verrouillage s'impose donc : c'est la synchronisation !

Pour en comprendre le fonctionnement, il faut se retourner vers l'oscillateur de relaxation. La rampe est générée par la charge, à courant constant  $I_K$ , d'un condensateur  $C$ , associé à un dispositif de décharge, par exemple un transistor *unijonction*. Un tel transistor a la propriété de se « court-circuiter » lorsque la tension d'entrée atteint un seuil donné. Ce court-circuit décharge  $C$ . La charge peut alors recommencer : il y a génération de la fameuse tension de balayage, en dents de scie ! Imaginons maintenant que, en fin de rampe, nous injectons sur l'entrée, par  $S_{SY}$

une impulsion positive brève, laquelle, ajoutée à la tension instantanée de rampe, la fait « crever le seuil » de court-circuit. Celui-ci se produit alors à cet instant, terminant prématurément la rampe. Si l'impulsion est injectée à chaque période, la fin de charge (ou le début de la décharge) va donc parfaitement coïncider avec cette impulsion. L'oscillateur en dents de scie est **synchronisé sur les impulsions**.

Notons que :

- La période propre du relaxateur est raccourcie dans des proportions assez mal définies, ce qui augmente encore les difficultés d'étalonnage éventuel de la vitesse de balayage.
- L'impulsion doit nécessairement se produire en fin de rampe, pour provoquer le retour de balayage prématuré.
- L'amplitude de la dent de scie est légèrement réduite.

Les impulsions synchronisantes sont obtenues à partir du signal à observer, lequel est prélevé sur les sorties « sync », dans le cas de la figure 3. Les deux sorties « sync »

permettent de disposer de polarités opposées, d'où possibilité de synchro, soit sur les pentes positives du signal, soit sur les négatives.

Un comparateur est chargé de créer les impulsions. Le signal est appliqué sur une entrée, l'autre recevant la tension réglable de seuil. Quand le signal dépasse la tension de seuil, à l'instant  $t_1$ , la sortie bascule brusquement, passant au niveau haut et y restant jusqu'à ce que, à  $t_2$ , le signal repasse sous le seuil. La sortie rectangulaire est différenciée. L'impulsion négative est éliminée par  $D$  et la positive est injectée, comme vu plus haut, dans le relaxateur. Le réglage du niveau de seuil permet d'ajuster le point de synchronisation, donc le point du signal apparaissant au début de la trace.

Pour conclure sur ce premier mode :

- Beaucoup de difficultés pour faire un étalonnage en temps de la déviation horizontale, puisque celle-ci est fonction d'un relaxateur instable et surtout des conditions exactes de synchronisation.

- Difficulté pour obtenir l'immobilisation de la trace, le balayage devant être amené aux conditions permettant la synchronisation. D'où zones étroites de stabilité, séparées par de larges zones d'instabilité.

Le balayage relaxé est donc une méthode simple convenant aux oscilloscopes de bas de gamme. Une autre méthode plus performante est retenue pour les bons oscilloscopes. Nous l'étudierons le mois prochain.

F. THOBOIS

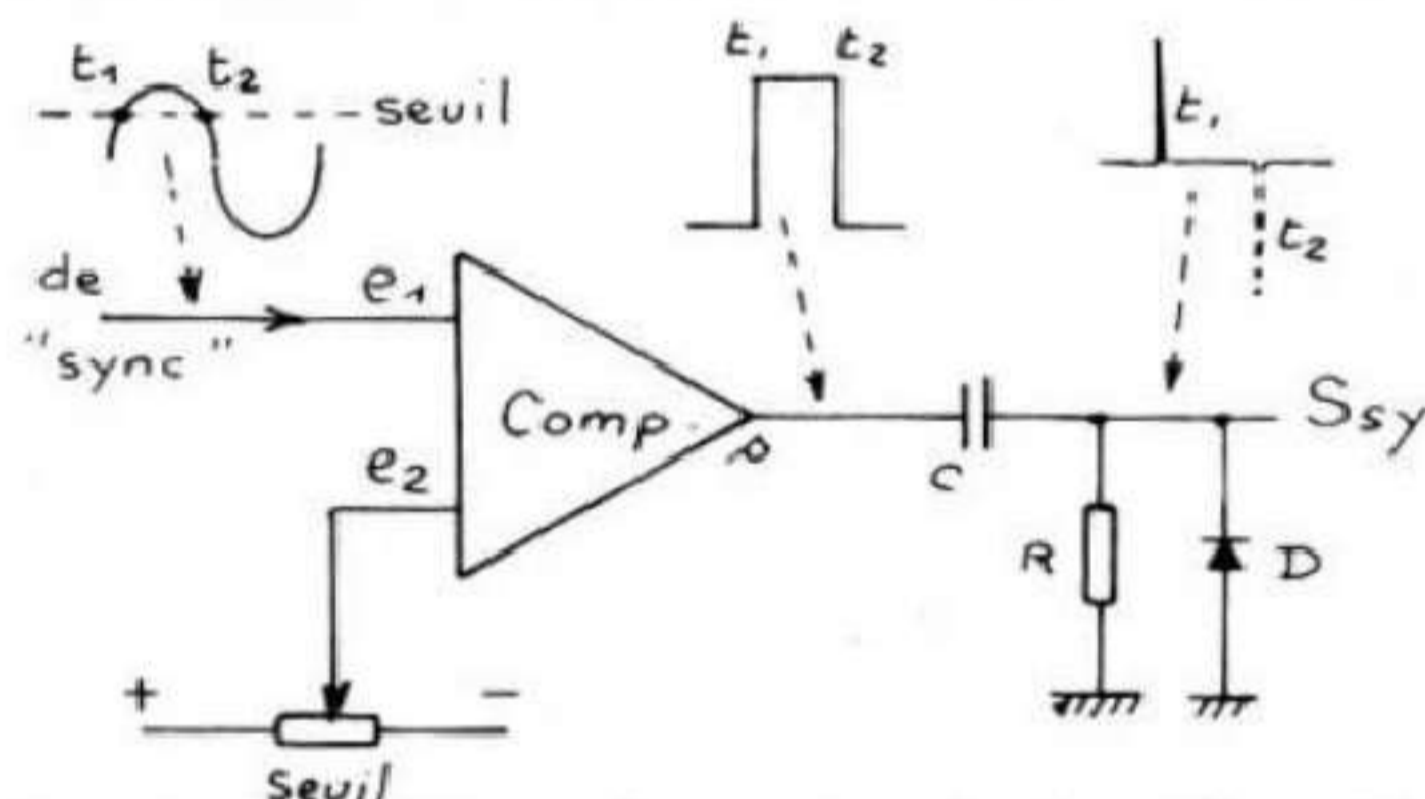


Fig. 7. - Formation des impulsions de synchronisation (l'impulsion négative est supprimée par  $D$ ).

# L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir nos 1707 et 1708)

Nous avons parlé, le mois dernier, du balayage relaxé et vu quelques-uns de ses inconvénients. Rappelons qu'il s'agit d'un balayage spontané du tube, à vitesse réglable, amenée à égalité avec celle du signal observé, lequel apparaît alors immobile sur l'écran. L'immobilisation peut être rendue stable par le mécanisme de la synchronisation.

## Le balayage déclenché

C'est le procédé utilisé sur la quasi-totalité des oscilloscopes modernes. Cette fois, l'oscillation en dents de scie produisant le balayage, n'est plus spontanée, mais elle est provoquée, « déclenchée » par le signal à observer.

Nous avons vu que le balayage relaxé pouvait être produit par un tran-

sistor du type unijonction. C'est un procédé très simple, mais il y en a d'autres peut-être plus souples. C'est le cas du montage de la figure 1.

Le condensateur C se charge à courant constant  $I_k$ , donc linéairement. Sa tension aux bornes augmente. Lorsque cette tension dépasse le seuil du comparateur, celui-ci bascule, fait conduire T qui décharge C et le phénomène peut recommencer. La synchronisation se fait encore, avec

ce montage, en provoquant une décharge anticipée de C, par commande directe du transistor T.

Modifions maintenant ce montage, en ajoutant une bascule B (voir fig. 2). A la mise sous tension du système, le circuit  $R_1/C_1$  active la bascule et la fait passer au « travail », donnant  $Q = 1$ . De ce fait, le transistor T conduit et court-circuite le condensateur C, qui ne peut se charger.

Les choses restent en l'état jusqu'à l'arrivée d'un top de synchro sur l'entrée de remise à zéro de la bascule. Alors Q revient à 0 et T se bloque, permettant la charge du condensateur C, dont la tension croissante atteint le seuil de basculement du comparateur. La sortie de ce dernier, passant au niveau haut déclenche à

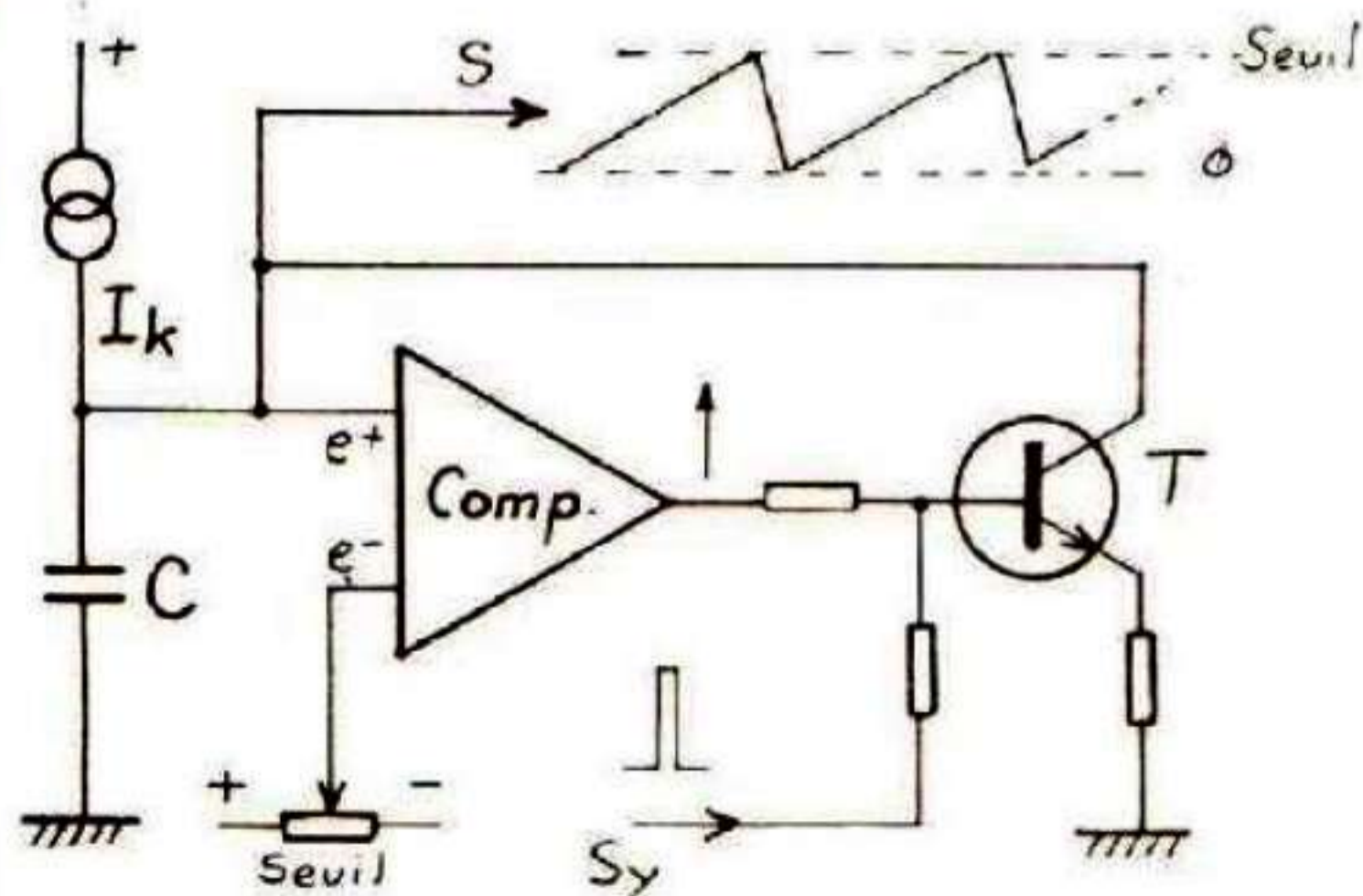


Fig. 1. - Balayage relaxé.

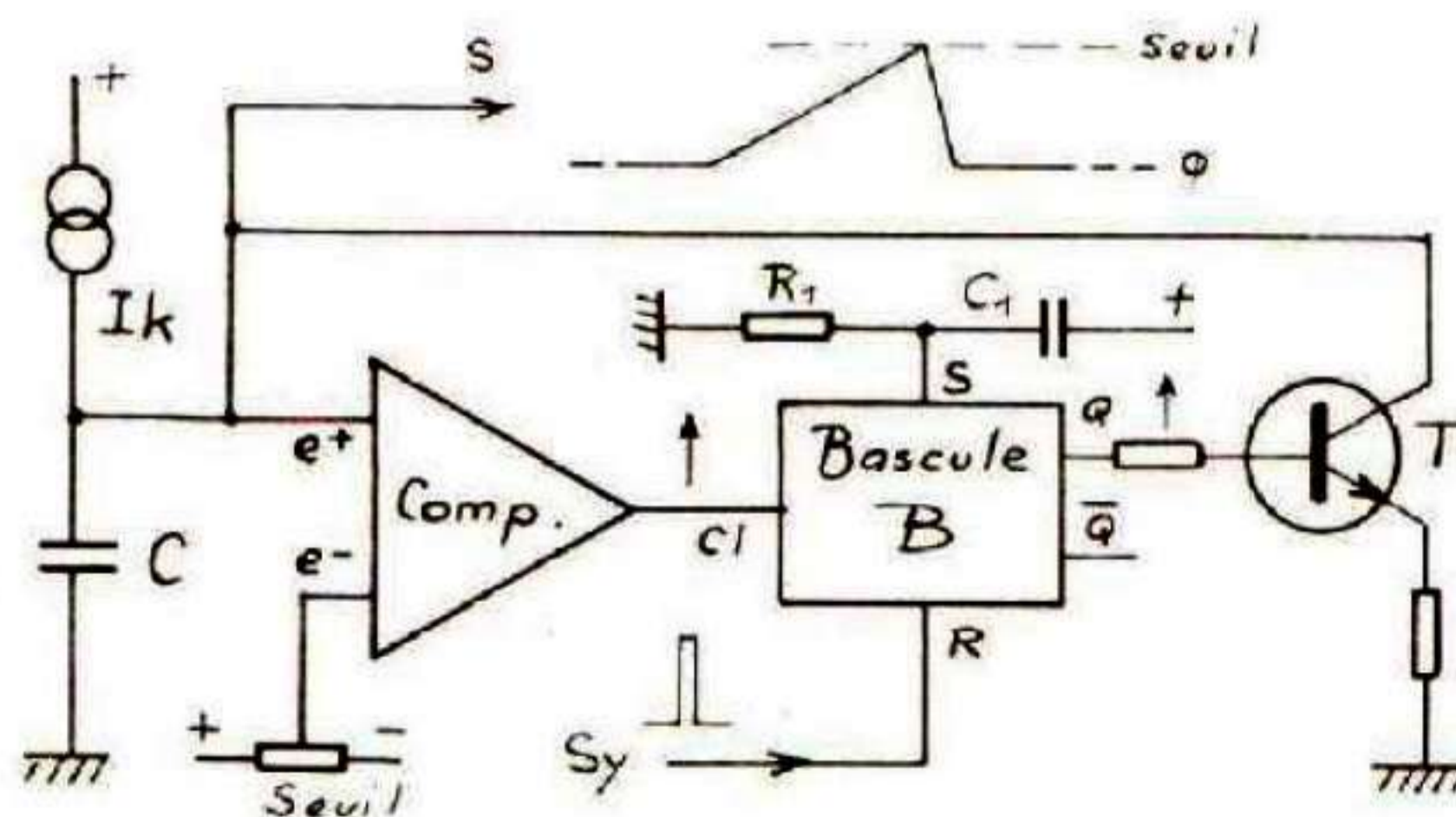


Fig. 2. - Balayage déclenché.

son tour la bascule qui se remet en position travail. Le transistor T décharge C. Il faut attendre un nouveau top de synchro, pour avoir un second cycle charge/décharge de C.

La rampe de balayage ne se produit ainsi qu'à la demande, donnant par exemple les signaux illustrés en figure 3.

Chaque top déclenche une rampe, c'est-à-dire un aller de balayage. Nous pouvons remarquer que le troisième top qui se produit pendant un aller, ne peut rien déclencher, puisque ce top agit sur la remise à 0 d'une bascule qui y est déjà. Bien entendu,

les tops de synchro sont fabriqués à partir du signal à observer. Ce signal impose donc sa propre vitesse à ces tops et par conséquent au balayage lui-même. Il ne peut donc plus y avoir de problème de synchronisation : aucun défilement de l'image n'est possible ! Il y a aussi séparation totale entre la vitesse du signal et la vitesse du balayage. Cette dernière peut donc varier dans de très grandes limites sans le moindre inconvénient. Ainsi, comme le montre la figure 4, en faisant varier progressivement cette vitesse, on passe de l'oscillogramme 1 à l'oscillogramme 3, ce qui est très

pratique, l'impulsion pouvant être observée exactement à l'échelle voulue.

L'impulsion de synchro n'agissant plus du tout sur la fin de charge de C, mais sur son instant de démarrage, il est possible d'étalonner soigneusement la durée de la rampe et ainsi de faire des mesures de temps très précises sur les signaux observés. Les vitesses de balayage sont d'ailleurs données en tps/div. Pour un oscilloscope performant, on va ainsi de 2s/div à 0.1  $\mu$ s/div. Soit pour un graticule de 10 divisions, des durées de rampe allant de 20 s à 1  $\mu$ s. La variation n'est pas continue entre ces deux valeurs extrêmes, mais elle se fait par bonds respectant les coefficients 1, 2 et 5. Ainsi, dans l'exemple ci-dessus, aurions-nous une commutation de vitesse à 23 positions :

– 2, 1, 0.5, 0.2, 0.1 seconde/div.

– 50, 20, 10, 5, 2, 1 milliseconde/div.

– 500, 200, 100, 50, 20, 10, 5, 2, 1, 0.5, 0.2, 0.1 microseconde/div.

Ces 23 positions sont généralement très suffisantes en pratique (des oscilloscopes plus modestes n'en ayant qu'une bonne dizaine !). Cependant, un vernier de réglage fin est toujours prévu. Cela pour faire certaines observations particulières dont nous aurons plus tard l'occasion de reparler. Si le vernier est utilisé, l'étalonnage précis de la vitesse de balayage est évidemment perdu.

Dans le mode « balayage relaxé », le mouvement du spot sur l'écran est permanent, puisque l'oscillation n'est jamais arrêtée. Ce n'est pas le cas du balayage déclenché pour lequel le spot est souvent immobile, à gauche de l'écran, attendant le top de déclenchement. Or, cet état est très dangereux pour le phosphore de l'écran qui risque d'être irrémédiablement brûlé, au point d'immobilité. Un tel point très lumineux serait d'ailleurs particulièrement désagréable pour l'observateur.

Pour supprimer ce phénomène et en même temps supprimer la trace de retour du spot (le même problème existe pour cette trace de retour, en relaxé !), le spot n'est « allumé » que pendant l'aller du balayage. Il est éteint pendant le retour et pendant l'attente du top de déclenchement.

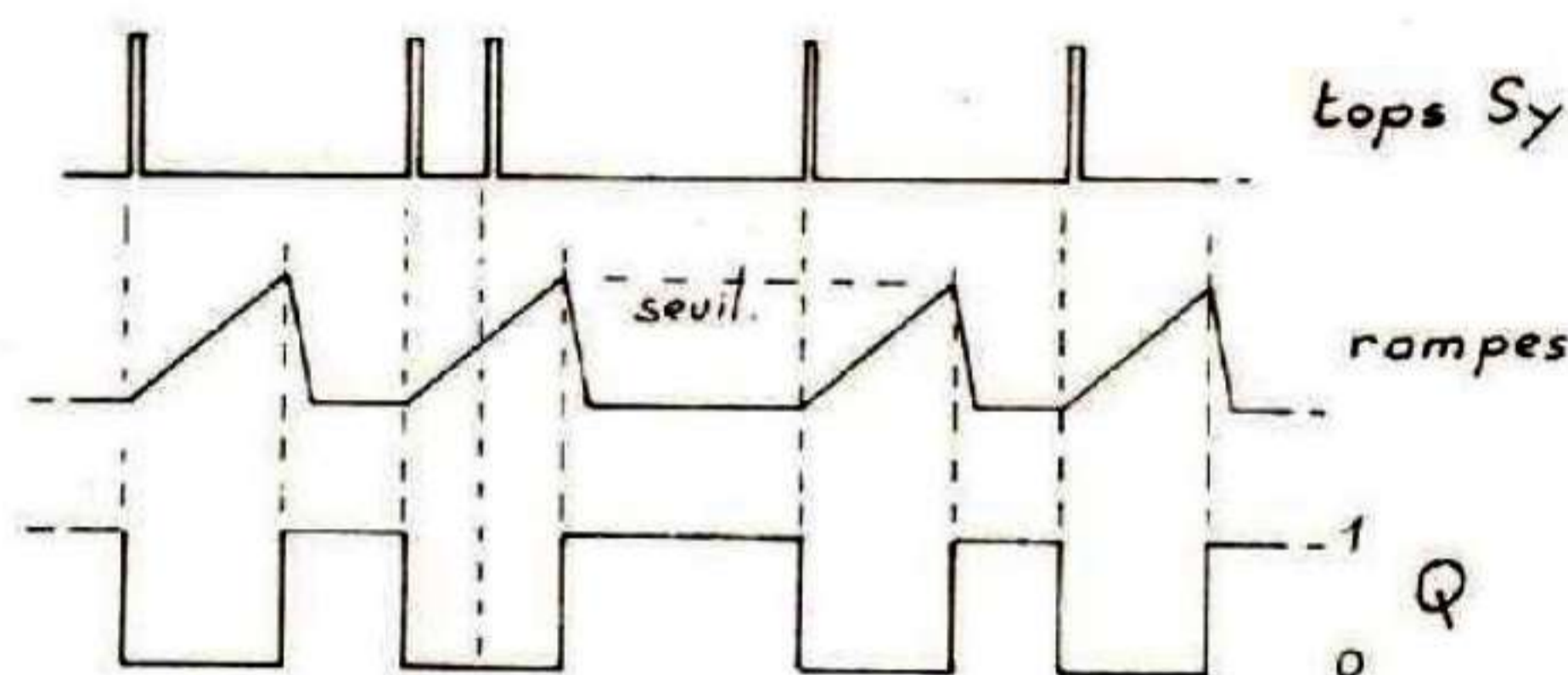


Fig. 3. – Signaux du circuit de la figure 2.

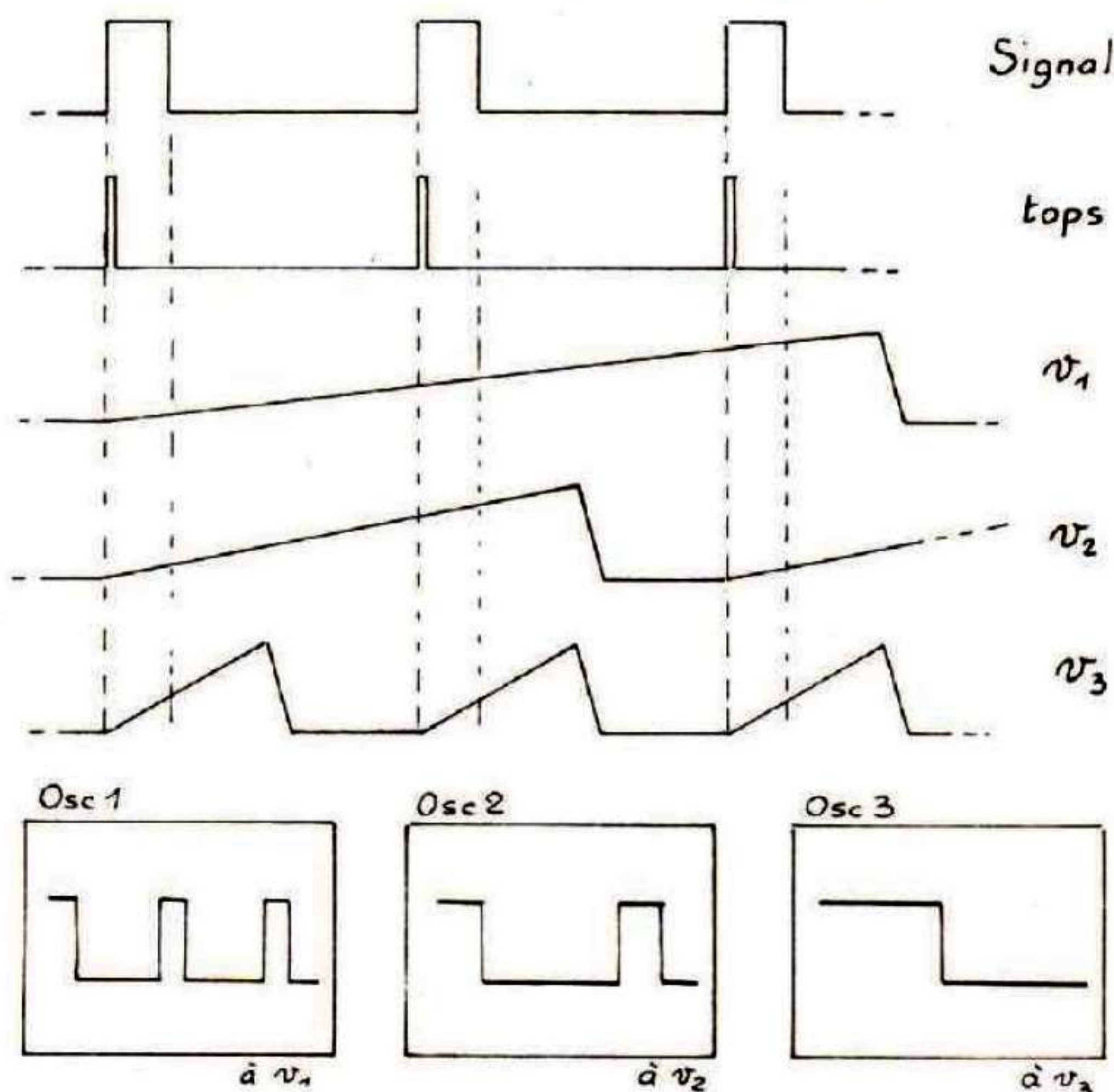


Fig. 4. – Effet de la variation de la vitesse de balayage.



La figure 5 montre comment on peut obtenir ce résultat simplement, en même temps que la commande de luminosité du tube. Rappelons que celle-ci est déterminée par la tension existant entre la cathode et la grille (ou wehnelt) du tube cathodique. Le wehnelt est négatif par rapport à la cathode. Plus la différence de potentiel est importante et plus le faisceau est réduit et la luminosité faible. Dans le cas de la figure 5, si le potentiomètre de lumière est tourné vers la masse, on a une différence de potentiel de  $1\ 100 - 1\ 000 = 100\text{ V}$  entre cathode et wehnelt : le tube est bloqué (cut-off). Par contre, lorsque le potentiomètre est tourné vers le  $+ 100\text{ V}$ , la tension de wehnelt devient :  $- 1\ 100 + 100 = - 1\ 000\text{ V}$ , donc égale à la tension de cathode : le tube est au maximum de luminosité. On peut alors régler la lumière en réglant P.

Par ailleurs, le transistor T, dont nous n'avons pas encore parlé, peut

court-circuiter la tension du curseur de P et ainsi la mettre à 0 V. Dans ce cas, quel que soit le réglage du potentiomètre, le tube se bloque et passe au cut-off. Le transistor T est simplement commandé par la bascule B du montage de la figure 2. Comme on peut le voir sur les signaux représentés en figure 3, Q est à 0 uniquement pendant l'aller du balayage. T est alors bloqué et la luminosité réglable par P. Par contre, pendant le retour de rampe et pendant l'attente du top, Q est à 1, donc T conducteur et le tube est éteint.

Ce mode de fonctionnement est évidemment indispensable en mode déclenché. Il présente peut-être un petit inconvénient : lorsque l'oscilloscope ne reçoit pas de top de déclenchement, le tube est éteint ! C'est normal, mais l'observateur peut aussi se demander si son appareil n'est pas... en panne ! Pour rassurer les anxieux et aussi, bien sûr, parce que c'est utile dans certains cas, un mode

de balayage « automatique » est prévu. En somme, en absence de top de synchro, le balayage déclenché se transforme en relaxé !

Pour obtenir ce résultat, on peut faire appel à un montage, tel celui de la figure 6. Nous constatons que le générateur de rampe peut être déclenché, soit par les tops normaux, soit par des tops créés artificiellement par un générateur « de secours » démarquant avec un délai de retard. Un détecteur de tops normaux passe en action dès qu'il constate leur absence et fait démarrer le générateur de remplacement. Bien entendu, le délai de détection d'absence doit être assez long pour permettre le fonctionnement avec synchro sur des signaux lents. Ce délai est souvent de l'ordre de la demi-seconde. Si l'on veut observer des signaux plus lents que le délai ci-dessus, il n'est plus possible de choisir ce mode « auto » et il faut revenir en mode normal.

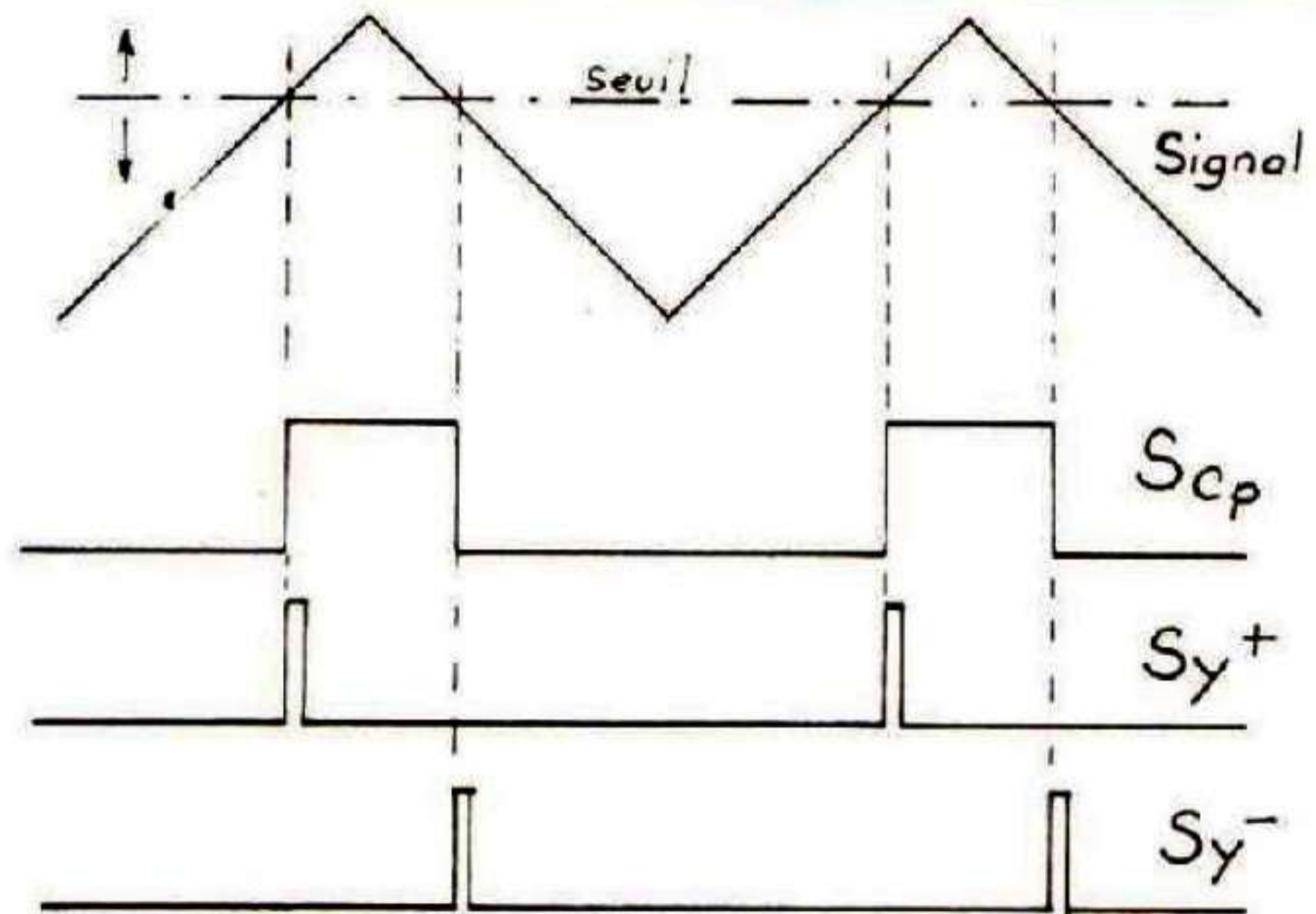
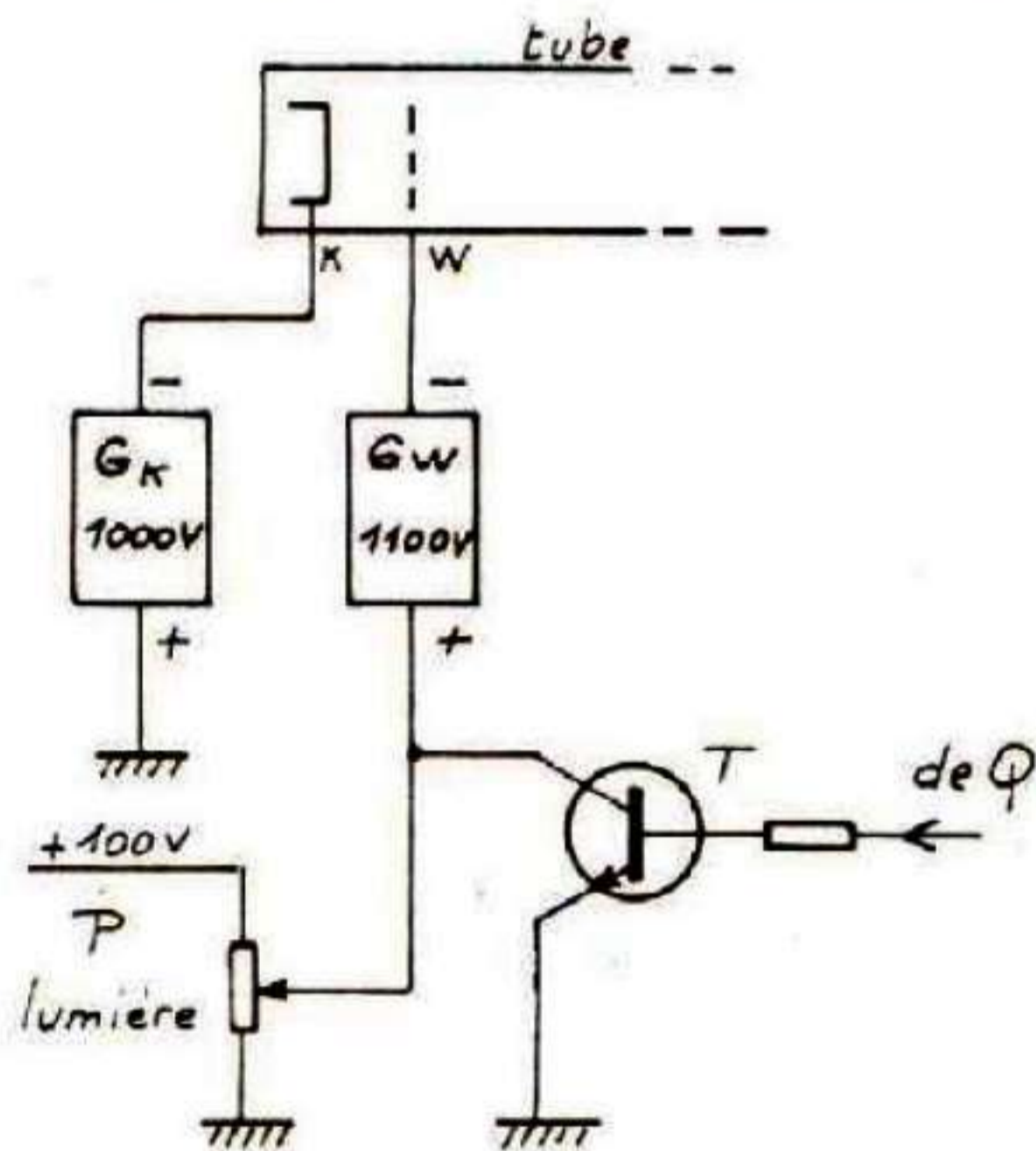


Fig. 5. - Commande de luminosité et extinction du tube cathodique.

Fig. 7. - Formation des tops de synchro.

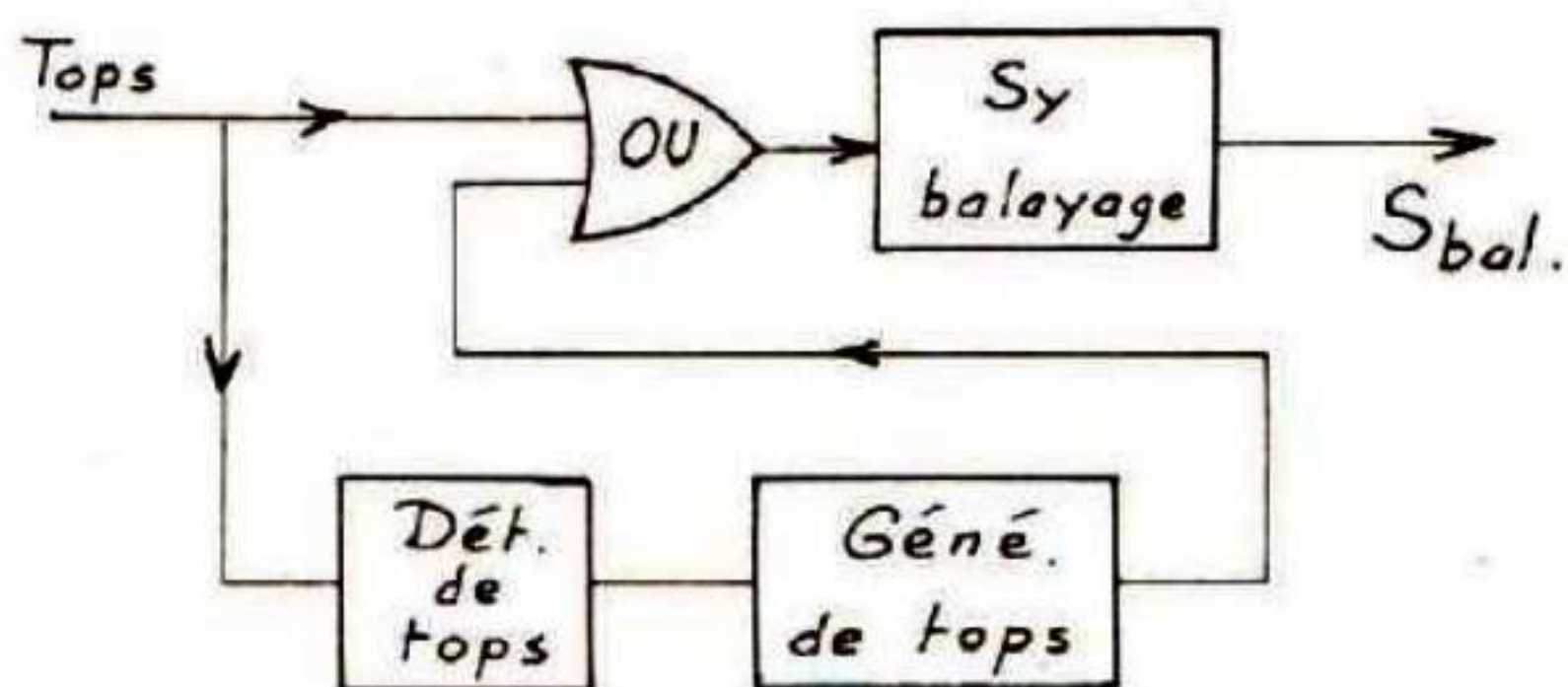


Fig. 6. - Balayage en mode « Auto ».

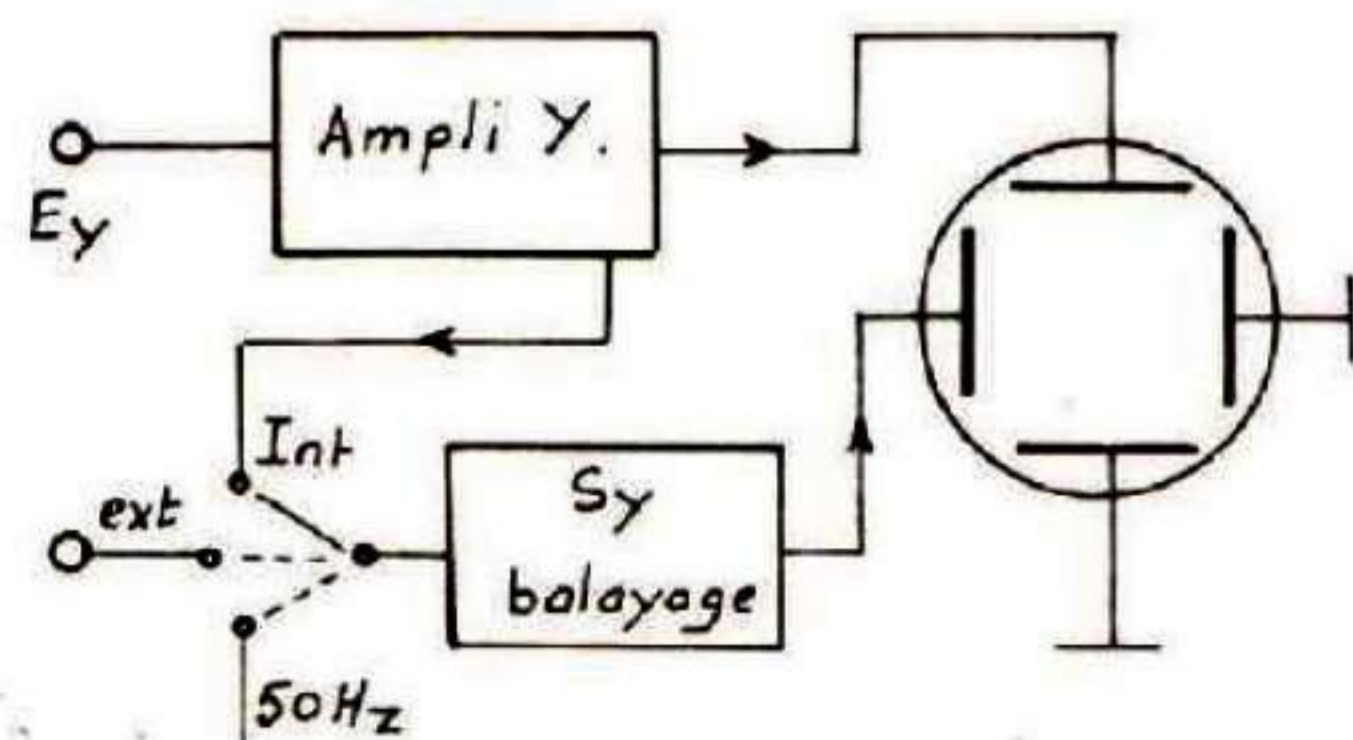


Fig. 8. - Choix de la nature du signal synchronisant.

## Choix du signal déclencheur

### Origine (fig. 8)

– **Interne.** C'est le signal observé lui-même qui fournit les tops de synchro. Rappelons le mécanisme de cette formation, en observant la figure 7. Le signal est appliqué à l'entrée d'un comparateur dont la tension de seuil est ajustable. A la sortie du comparateur, on obtient un signal rectangulaire dont les flancs montants et descendants sont extraits par différenciation. On a alors deux signaux, l'un correspondant au flanc montant du signal et l'autre au flanc descendant et constitué des fameux

tops servant au déclenchement. Chaque top donne le début exact de l'aller du balayage et par conséquent fixe le début de la période du signal observée. Si le seuil de comparaison change, ce point de début change aussi. Cela est évidemment très pratique et permet de choisir la partie du signal que l'on désire étudier.

– **Externe.** C'est un signal prélevé hors oscilloscope qui sert à fabriquer les tops de synchro. Cette méthode, un peu exceptionnelle, est retenue lorsque le signal observé est trop complexe pour se prêter à la génération des tops. Par exemple, si ce signal est un signal vidéo, issu d'une caméra !

– **50 Hz.** Cette position est parfois

utile pour l'observation de signaux en relation directe avec le secteur : par exemple, pour observer la tension de ronflement existant à la sortie d'une alimentation. Cette tension est souvent faible et se prête mal à la synchronisation. En mode « 50 Hz », il n'y aura plus de problème.

### Nature

– **Continu.** Le signal servant à fabriquer les tops de synchro est le signal observé, y compris la tension continue de cadrage. Cette tension permettant de placer l'oscillogramme à la hauteur désirée sur l'écran. Le potentiomètre de seuil de la figure 7 permet alors de choisir à quel niveau vertical de l'écran se fera le déclenchement. Le point de déclenchement est ainsi fixé par rapport au graticule, indépendamment du signal. Bien sûr si le signal existe à ce niveau, il y aura déclenchement effectif, par contre, s'il ne s'y trouve pas, le balayage ne se produira pas. Les photos A et B montrent bien le phénomène.

– **Alternatif.** Le signal retenu est ici le signal observé débarrassé de la composante continue de cadrage. Le réglage de seuil se fait alors par réfé-

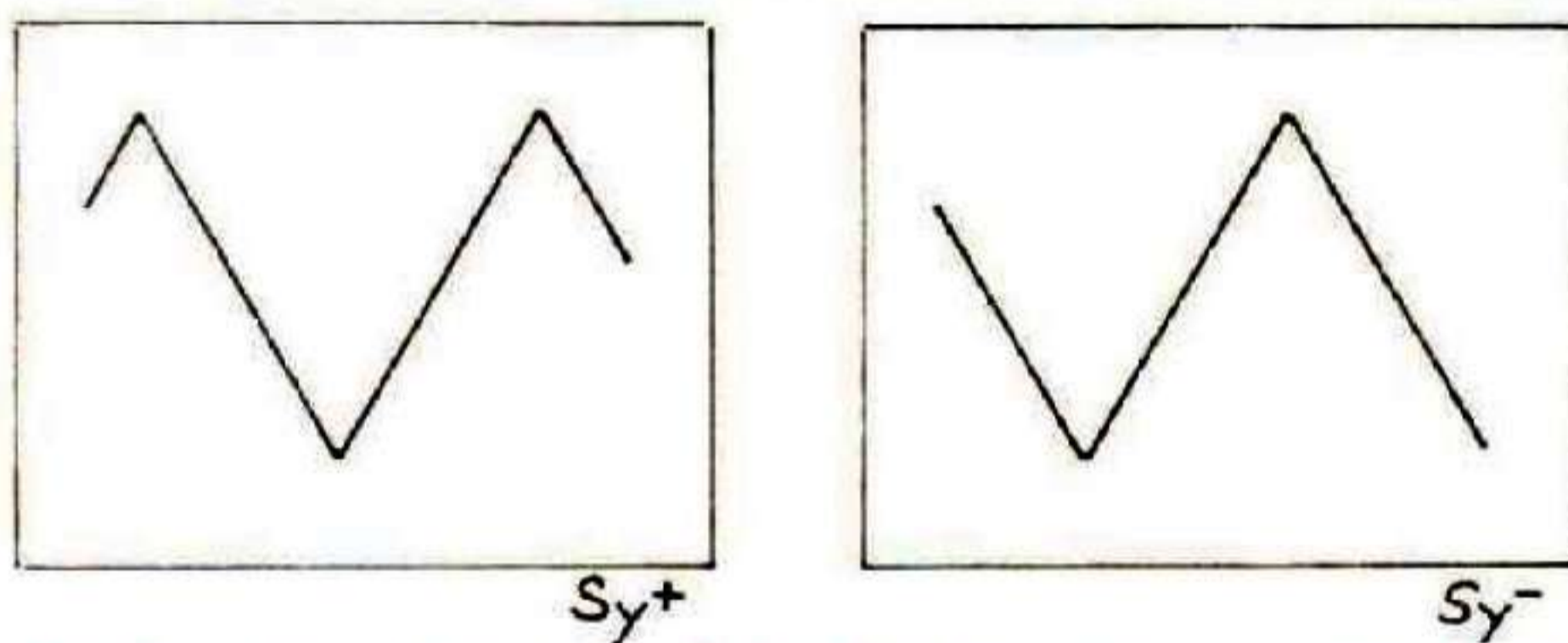


Fig. 9. – Oscillogrammes obtenus en  $Sy^+$  et  $Sy^-$  du signal triangulaire de la figure 8.

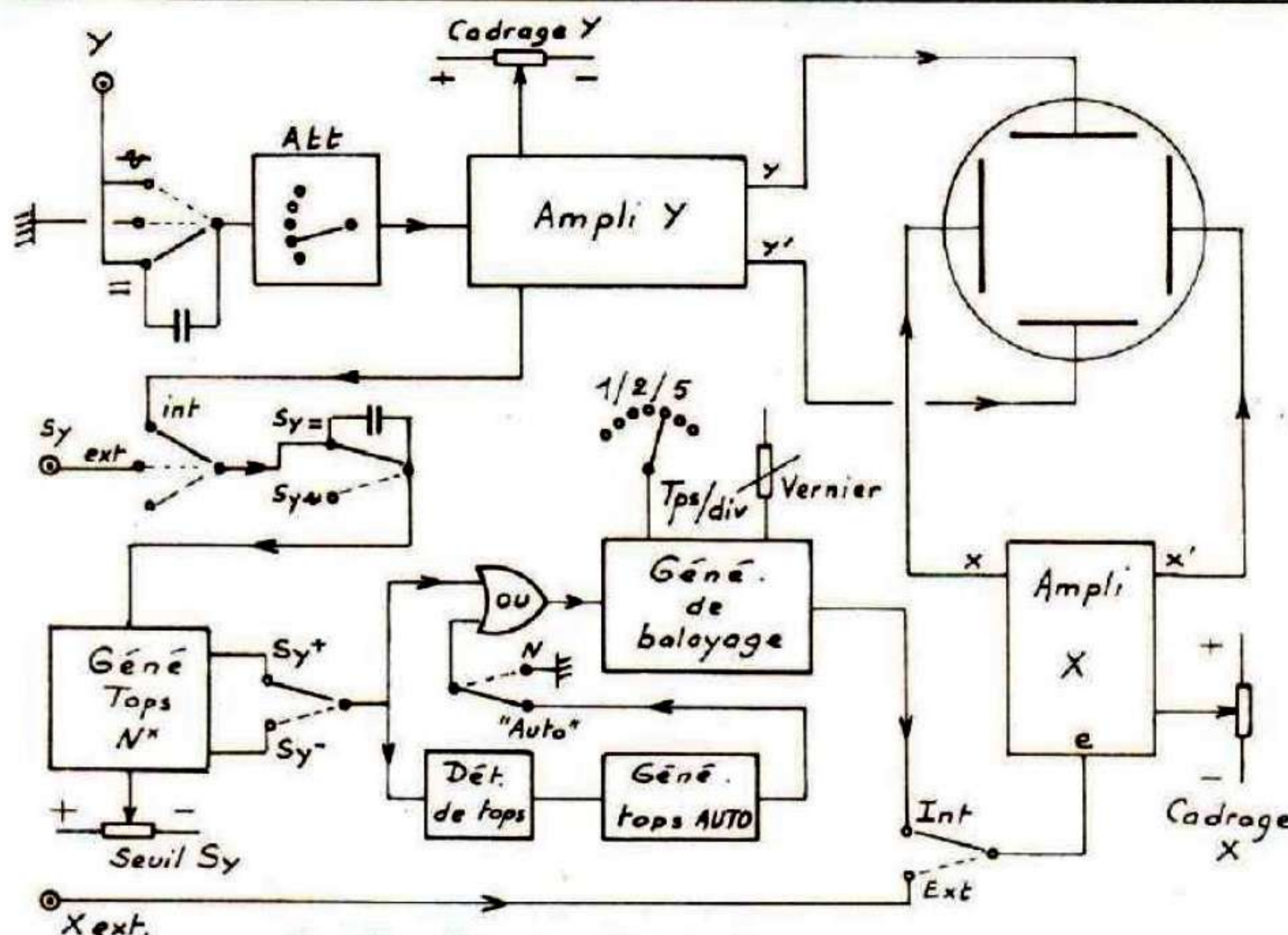
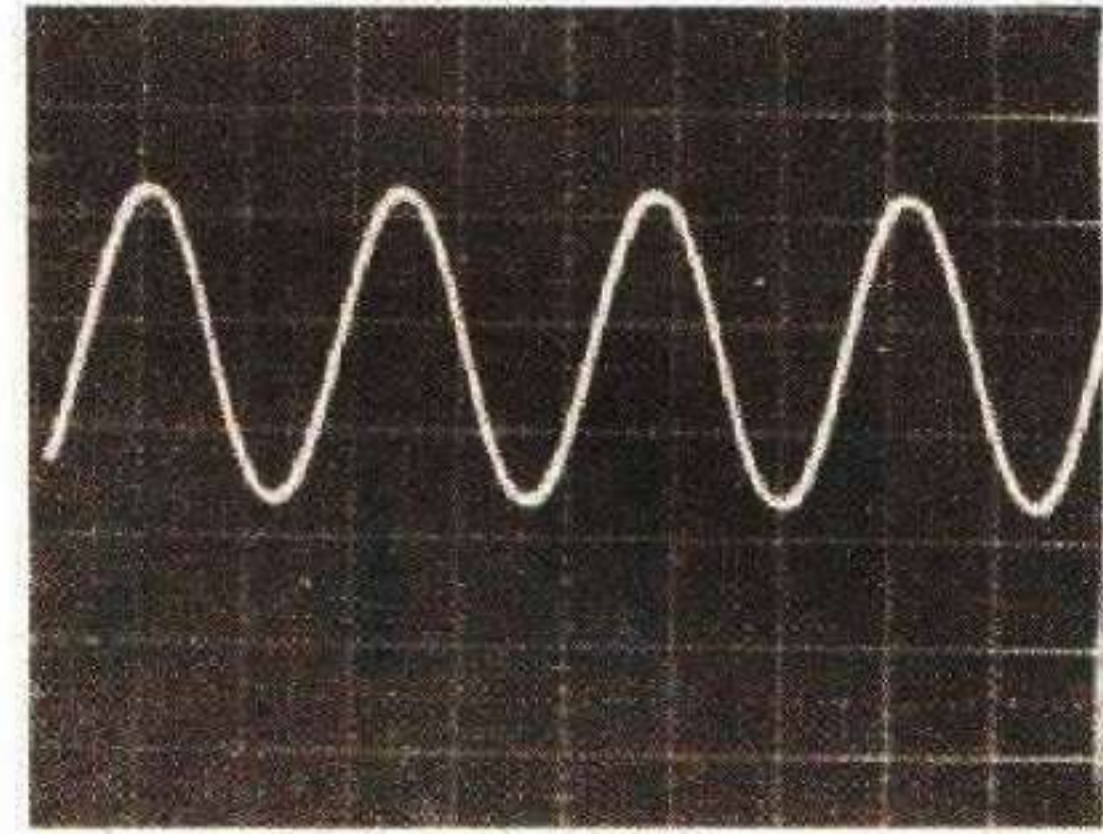
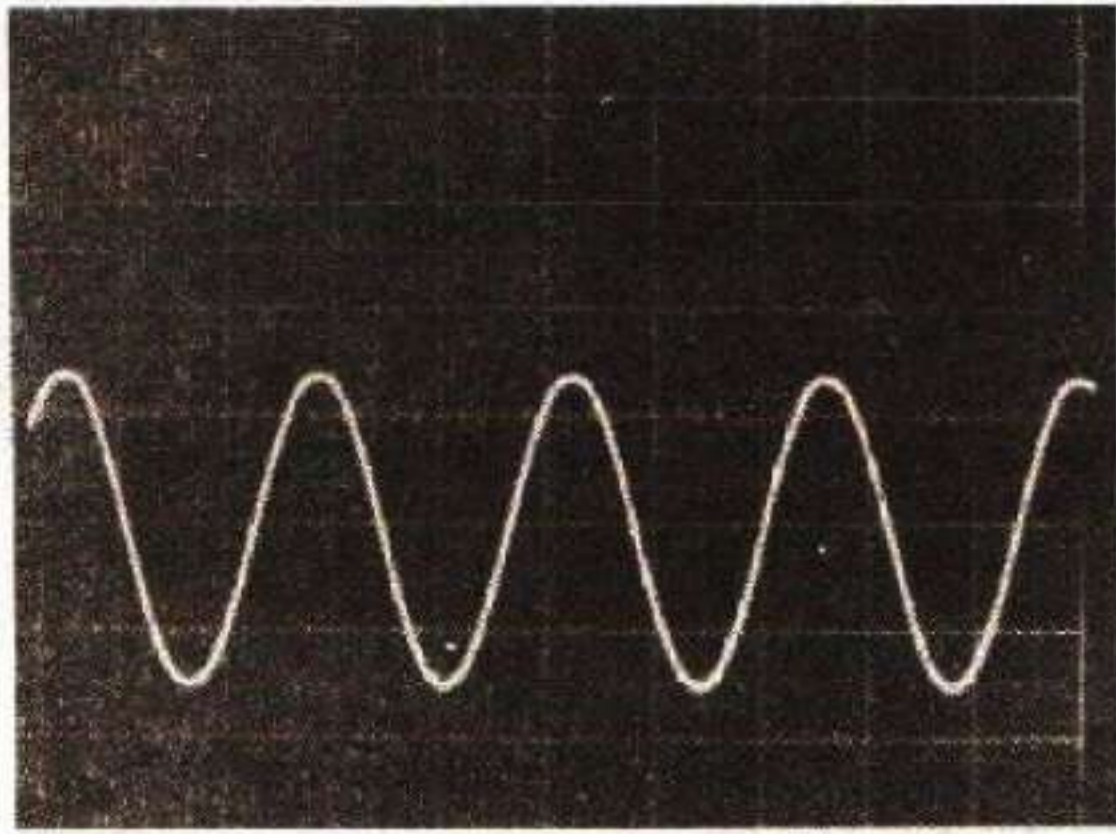
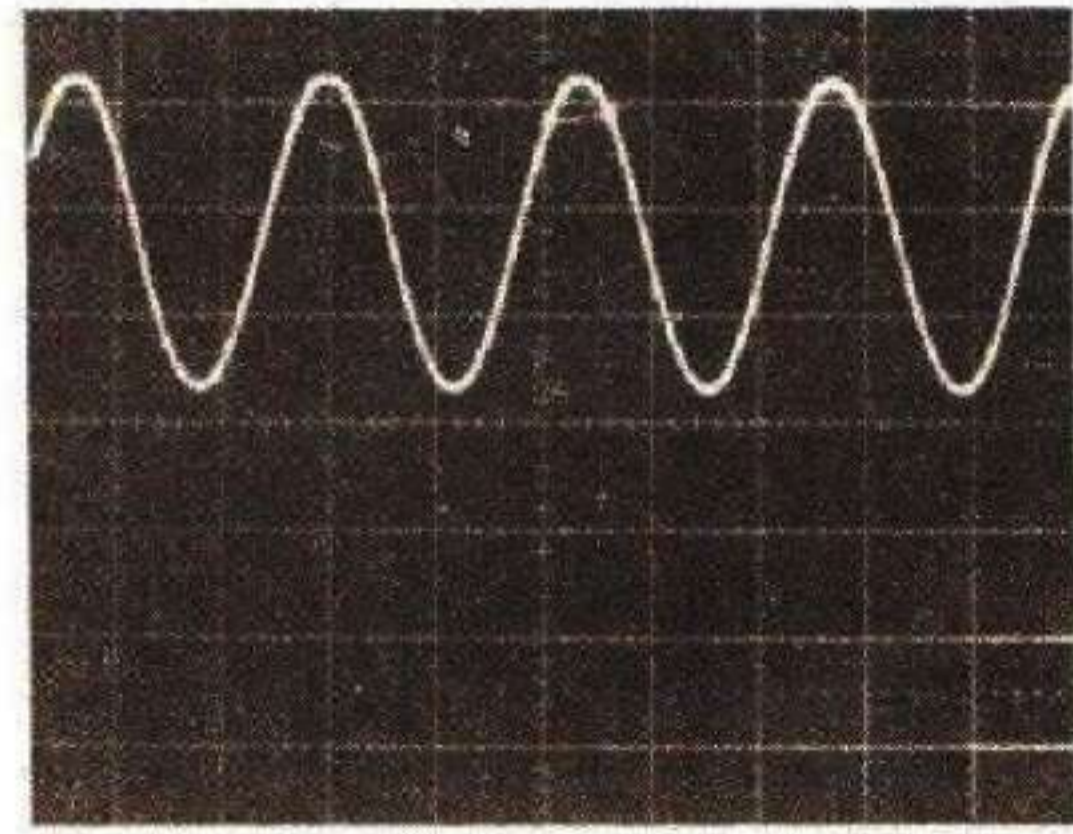
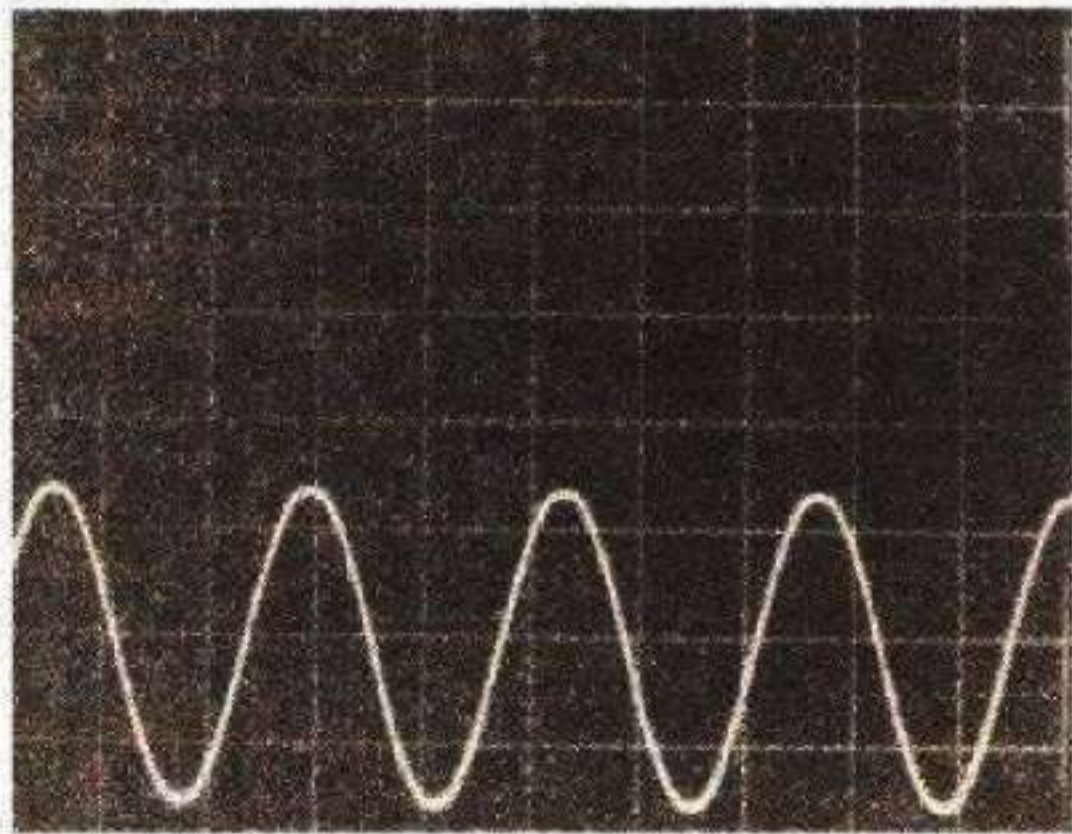


Fig. 10. – Structure d'un oscilloscope regroupant les différentes fonctions étudiées.



Photos A et B. – Synchro en mode continu. Remarquer que le niveau du déclenchement est fixe par rapport à l'écran. Il ne suit pas le cadrage.



Photos C et D. – Synchro en mode alternatif. Le point de déclenchement suit le signal, même en jouant sur le cadrage.

rence au signal seul et le point de départ de l'oscillogramme observé ne dépend pas du réglage de cadrage. Voir photos C et D.

**Polarité (fig. 9)**

Nous avons vu, lors de l'examen de la figure 7, que le générateur de tops de synchro fournissait deux types d'impulsions notées  $Sy^+$  et  $Sy^-$ . Un commutateur permet le choix entre ces deux signaux.

- Lorsque  $Sy^+$  est choisi, le déclenchement se fait sur le flanc montant du signal visualisé.
- Lorsque c'est  $Sy^-$  qui est retenu, ce déclenchement se fait sur le flanc descendant.

Dans le premier cas la synchronisation est dite « positive », dans le second elle est dite « négative ». Cette possibilité est très utile pour choisir la partie visible du signal en début de trace. Dans le cas de l'observation d'une impulsion, c'est très important :

si vous choisissez la  $Sy^+$ , en observant une impulsion négative, vous allez déclencher sur le front montant, donc sur le front arrière. C'est lui qui va se placer en début de trace. Résultat pratique : vous ne verrez rien ! L'impulsion se produisant avant le déclenchement ! Dans ce cas, il fallait évidemment choisir  $Sy^-$  !

**Balayage extérieur**

Le balayage généré intérieurement par l'oscilloscope est toujours linéaire. C'est une rampe à pente constante, donnant un déplacement du spot proportionnel au temps. C'est d'ailleurs presque toujours ce qui est demandé par l'observateur qui désire connaître les variations d'un signal en fonction du temps :  $Y = f(t)$ .

Pourtant, il existe d'autres cas où le déplacement horizontal du spot doit

suivre une autre loi. C'est par exemple le cas des fameuses figures de Lissajous, dont nous reparlerons plus tard. C'est aussi le cas lorsque l'oscilloscope est associé à un wobulateur. Dans cet appareil, pour des raisons de simplicité, la wobulation, c'est-à-dire le glissement de la fréquence est souvent provoquée par un signal sinusoïdal à 50 Hz. Dans ces conditions, il faut que le balayage soit également sinusoïdal, pour retrouver une représentation linéaire.

Pour toutes ces applications, un peu spéciales, le balayage interne ne convient plus. C'est pourquoi tous les oscilloscopes comportent toujours une entrée de balayage par signal externe. Un simple commutateur suffit d'ailleurs, comme le montre la figure 10, sur laquelle nous avons regroupé les différentes possibilités présentées dans les lignes précédentes.

F. THOBOIS

## Pratique de la Mesure

# L'OSCILLOSCOPE

Nous avons discuté, dans les derniers articles, de la manière d'obtenir la représentation graphique des signaux observés sur l'écran de l'oscilloscope. Nous avons vu qu'il fallait provoquer un « balayage horizontal linéaire de l'écran » à vitesse réglable, selon la propre vitesse du signal observé. Ce balayage linéaire pouvant soit se produire spontanément – et alors il faut le synchroniser sur le signal –, soit être déclenché par le signal lui-même. La seconde solution étant de loin la meilleure, c'est elle qui est retenue sur tous les oscilloscopes de fabrication récente.

Avant de passer aux chapitres concernant l'utilisation proprement dite de l'oscilloscope, nous allons encore étudier quelques perfectionnements de cet appareil qui en augmentent beaucoup l'efficacité et le confort !

### La double base de temps

Lors de la visualisation d'un signal, il peut être utile d'observer de plus près un détail apparaissant en un point quelconque de la courbe. Il peut, par exemple, exister un petit accident sur un des flancs du signal rectangulaire de la figure 1.

Notons que cet accident se situe sur le front montant du créneau. Il sera donc préférable d'adopter un déclenchement négatif, plaçant le front descendant en début de balayage. Le choix de la vitesse d'observation nous permet alors de visualiser une « tranche de temps » plus ou moins longue du signal.

Ainsi, avec  $t_1$ , nous verrons...  $n$  périodes. Avec  $t_2$ , nous verrons deux périodes (donc deux fois l'accident), avec  $t_3$ , une seule période et une fois l'accident. Enfin, avec  $t_4$ , une demi-période et une fois aussi le détail en question. C'est bien entendu avec  $t_4$  que le « grossissement » sera le plus fort ! Pourtant l'accident, tout « grossi » qu'il est, n'en reste que peu visible, occupant une partie insignifiante de l'écran.

Pour pallier cette difficulté, on peut faire appel à deux techniques :

### METHODE DE L'EXPANSION HORIZONTALE

Pour bien voir le détail de la deuxième impulsion de l'oscillogramme A, il suffit de le regarder « à la loupe », c'est-à-dire d'en donner

une image dilatée agrandie. Pour obtenir ce résultat à l'écran, c'est très simple : imaginons un instant que, en mode normal, la dent de scie de balayage ait une amplitude de 50 Vcc, donnant une longueur de 10 cm. Multiplions par 10 la tension de balayage, la portant à 500 Vcc. Dans ces conditions, sur l'écran, la balayage aura une longueur de  $10 \times 10$  cm, soit 100 cm ! Pratiquement, bien sûr, ce n'est pas possible, le tube ne faisant toujours que 10 cm : le balayage va donc déborder du tube, 45 cm à gauche perdus, 45 cm à droite de même, et il reste les 10 cm du centre qui vont effectivement balayer le tube. On ne verra donc à l'écran que la partie centrale de l'ancien balayage, soit 10 cm sur 100 ou  $1/10$ . Les détails se trouvant précisément dans cette

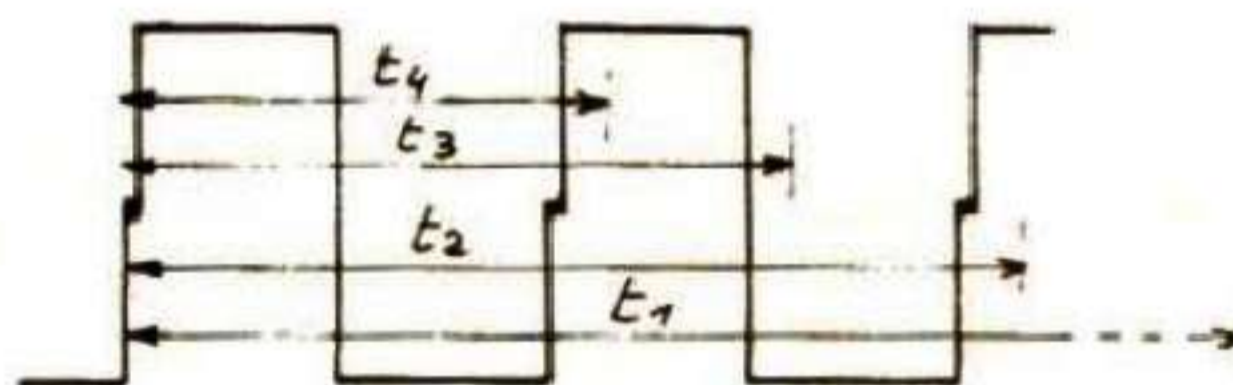


Fig. 1. – Examen d'un détail en simple balayage.

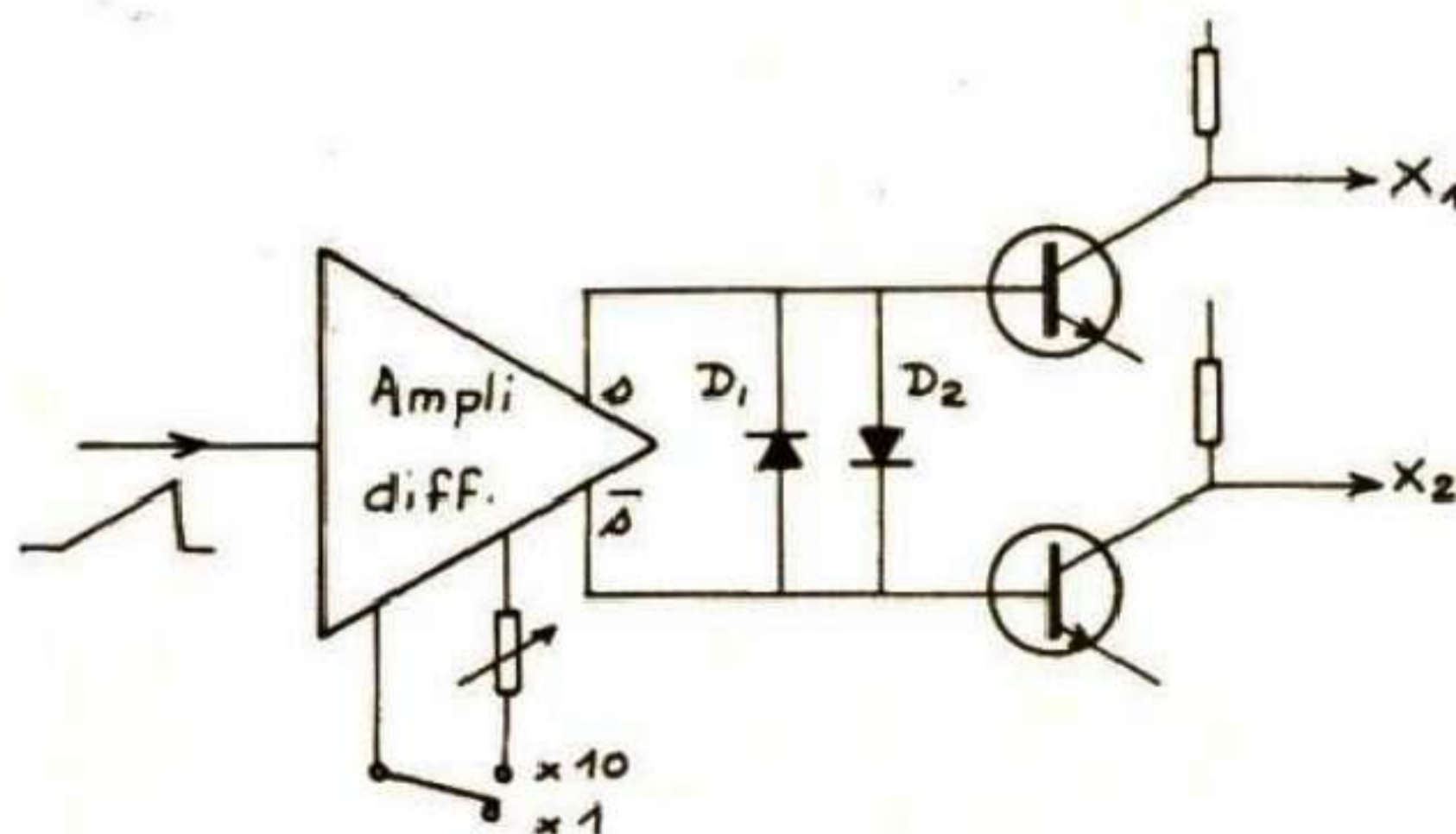


Fig. 2. – Circuit d'expansion de balayage.

partie centrale seront aussi dilatés 10 fois dans le sens horizontal et ainsi bien visibles.

Pour obtenir ce résultat, de nombreux oscilloscopes disposent d'une commande « d'expansion horizontale » de facteur 10, car c'est plus pratique !

Ainsi, en actionnant cette commande, l'impulsion centrale de l'oscillogramme A apparaît-elle suivant l'oscillogramme B. Gros avantage : elle est bien centrée dans l'écran et on voit parfaitement tant le flanc montant que le descendant.

Sur le plan de la réalisation de l'oscilloscope, la complication est relativement minime, comme le montre la figure 2. Il suffit, en effet, de prévoir une commutation de gain d'un étage de l'amplificateur horizontal. Dans la figure, il s'agit de l'étage différentiel attaquant la paire de transistors de

« puissance » de la déviation. Le gain est multiplié par 10 et les tensions d'attaque du final sont 10 fois plus élevées. Toutefois, afin d'éviter d'appliquer des tensions excessives sur les bases, en risquant le claquage, des diodes  $D_1$  et  $D_2$  font un écrêtage sévère. Le balayage ne fait donc pas 1 m mais reste à amplitude relativement constante, comme le montre la figure 3.

**Inconvénients de la méthode**

Si la calibration du balayage en « normal » est facile et précise, généralement elle est beaucoup moins bonne en mode « expansé ». Il est donc plus difficile d'y faire des mesures exactes.

De par le principe même de l'expansion, c'est la partie centrale de la trace qui est visible. Pour observer ainsi un détail, il est donc nécessaire de l'amener d'abord au centre de

l'écran, ce qui n'est pas toujours facile, puis d'actionner l'expansion. Les détails en dehors de la partie centrale ne sont jamais visibles.

C'est bien pourquoi les fabricants d'oscilloscopes ont mis au point une seconde technique, plus efficace que la première, mais beaucoup plus coûteuse et beaucoup plus complexe.

**METHODE DU DOUBLE BALAYAGE**

L'oscilloscope possède cette fois deux bases de temps générant des rampes. Ces deux bases de temps sont identiques. Par exemple, si l'une a 23 positions, l'autre aussi ! Elles sont par ailleurs absolument indépendantes.

Le signal servant au balayage effectif de l'oscilloscope sera issu de l'une ou de l'autre, ou des deux en même temps.

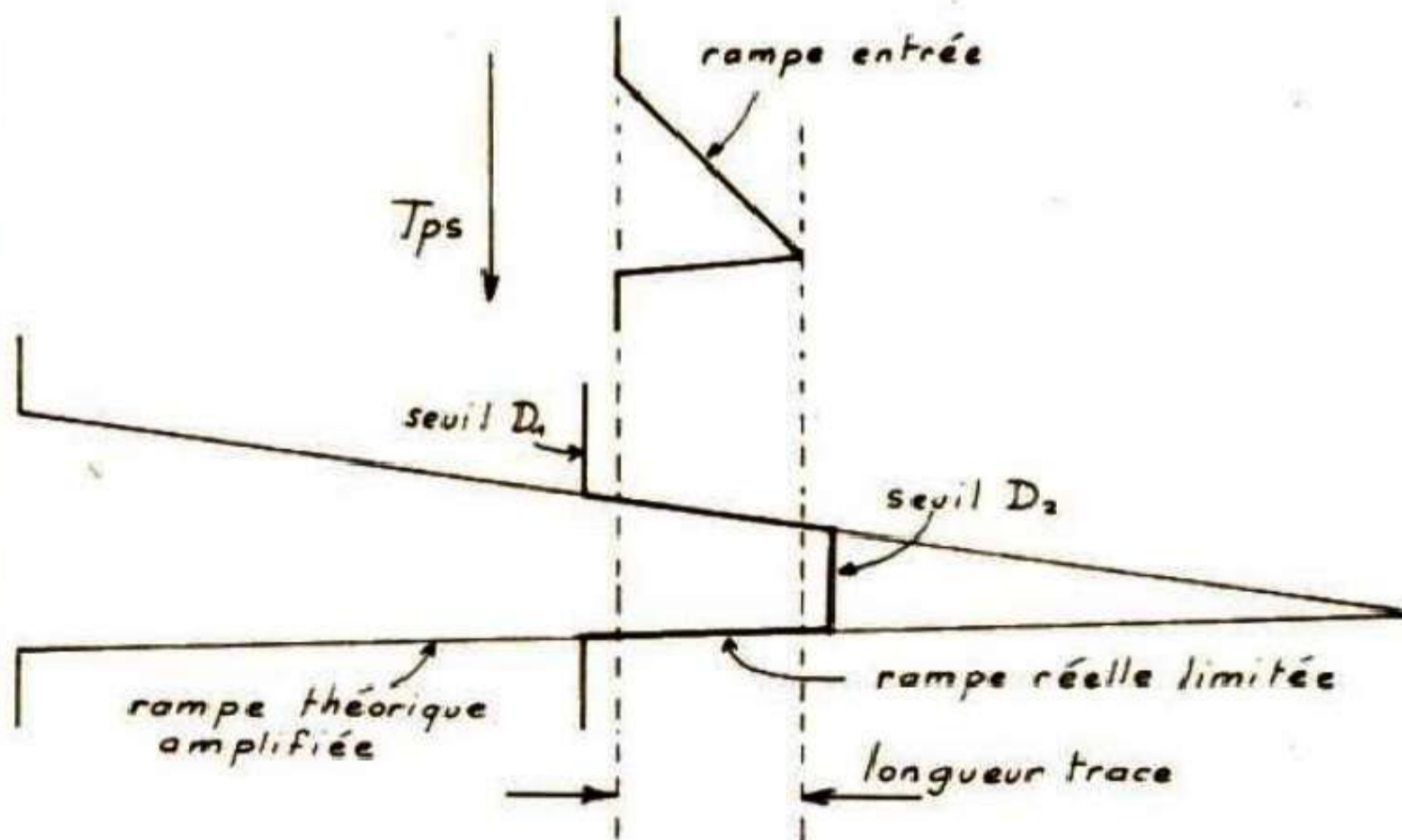


Fig. 3. — Signaux en expansion X 10.

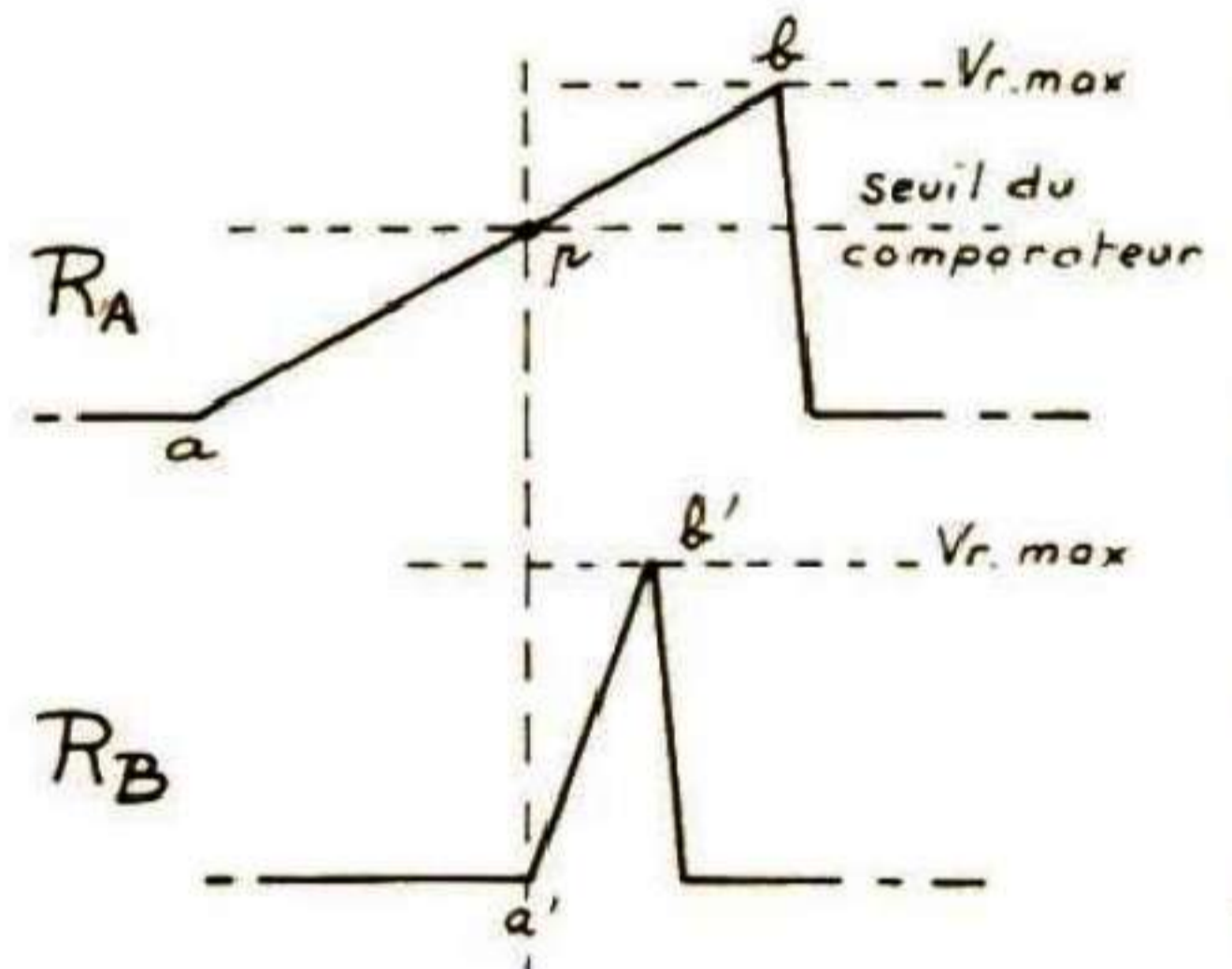
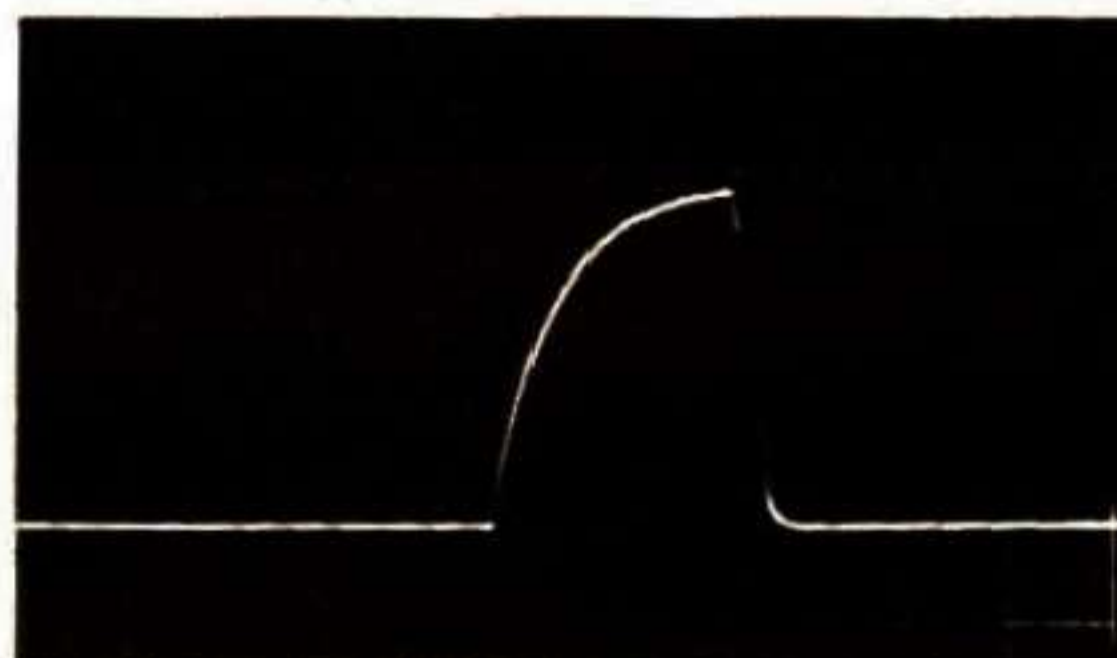


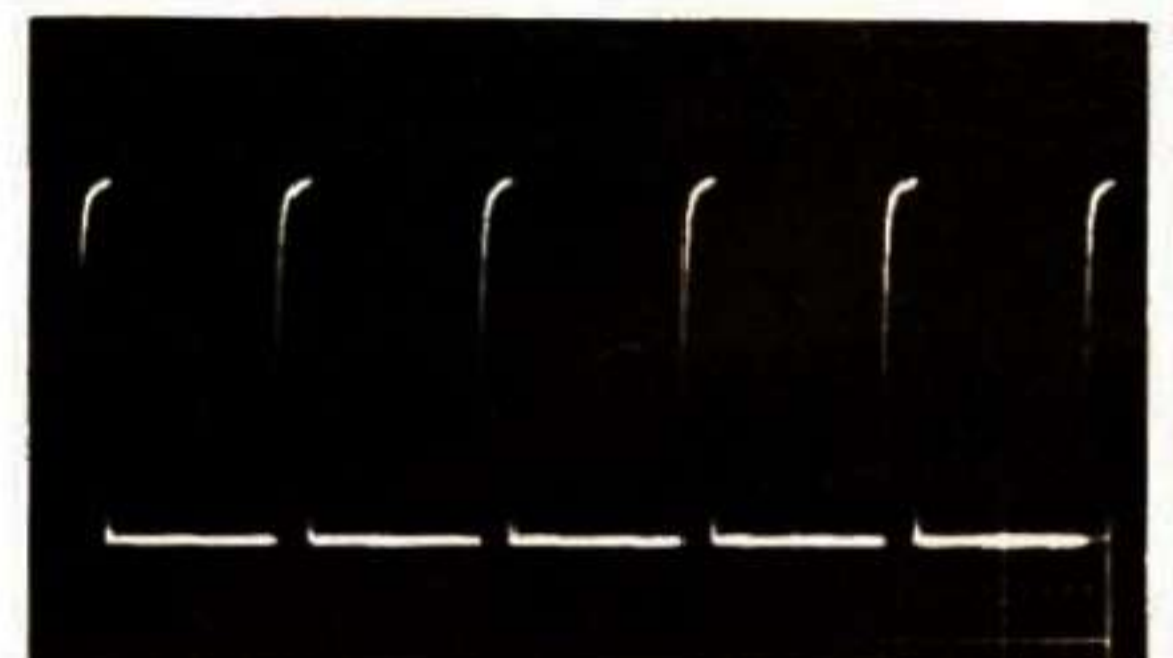
Fig. 4. — Les rampes A et B du double balayage.



Oscillogramme A. — Observation d'impulsions positives fines. L'impulsion centrale va subir une expansion dans la vue suivante.



Oscillogramme B. — La commande d'expansion X 10 permet de dilater 10 fois l'impulsion centrale précédente. L'impulsion étant centrée, on distingue parfaitement les flancs montant et descendant.



Oscillogramme C. — Un train de six impulsions observé en mode normal.

La première de ces bases de temps, que nous nommerons A, est parfaitement conforme aux descriptions précédentes et possède les mêmes possibilités de fonctionnement :  $Sy^+$ ,  $Sy^-$ , Auto,  $Sy^{continu}$ ,  $Sy^{altern}$ ...

La seconde base de temps, que nous nommerons B, est auxiliaire. Elle est déclenchée par un comparateur sensible au niveau de la rampe A. La base de temps B va donc démarrer au moment où la rampe issue de A atteint le niveau p variable de a à b (voir fig. 4.)

La rampe B a la même amplitude que celle de A, mais a une durée variable indépendante de celle de A.

Que fera-t-on de la rampe B ? Eh bien, plusieurs choses, selon le choix de l'utilisateur.

**A avec surbrillance par B**

Rappelons que le tube est allumé par un signal rectangulaire issu de la bascule de base de temps (voir numéro précédent). Ce créneau a la même durée que l'aller du balayage. (donc de a à b). Bien sûr, la section B possède aussi sa propre bascule. Dans le mode « A intensifié par B », le créneau venant de B est ajouté à celui de A, de manière à augmenter la luminosité pendant la durée de l'aller a'b' (voir fig. 5).

Ainsi B va-t-il provoquer une surbrillance de la trace normale A, celle-ci commençant au point p et durant

la rampe B (théoriquement de 20 s à  $1 \mu s$  pour une base de temps à 23 positions). La surbrillance démarre donc après le début de la trace A, avec un retard ou délai ajustable très finement (généralement par un potentiomètre multitours).

Si le balayage B ne servait qu'à intensifier la luminosité de la trace A, son utilité serait bien mince ! En fait, cette première possibilité sert à « repérer » une partie intéressante de la courbe que l'on désire observer de plus près. Par exemple, dans l'oscillogramme D, nous mettons ainsi en évidence, une impulsion que nous désirons examiner plus en détail. Les deux réglages : position du point p et durée t permettant « d'encadrer »

exactement la partie jugée intéressante. A ce moment, on passe à la deuxième possibilité.

**B retardé par A**

Sur l'écran, le balayage A est remplacé par B, toujours déclenché par A, dans les conditions exactes du mode précédent. Par conséquent, l'observateur va voir sur l'écran la partie du signal correspondant à la surbrillance du mode précédent. La trace va donc débuter au point p et durer le temps t, l'oscillogramme ayant exactement la longueur de celui donné par A.

**Avantages de la méthode**

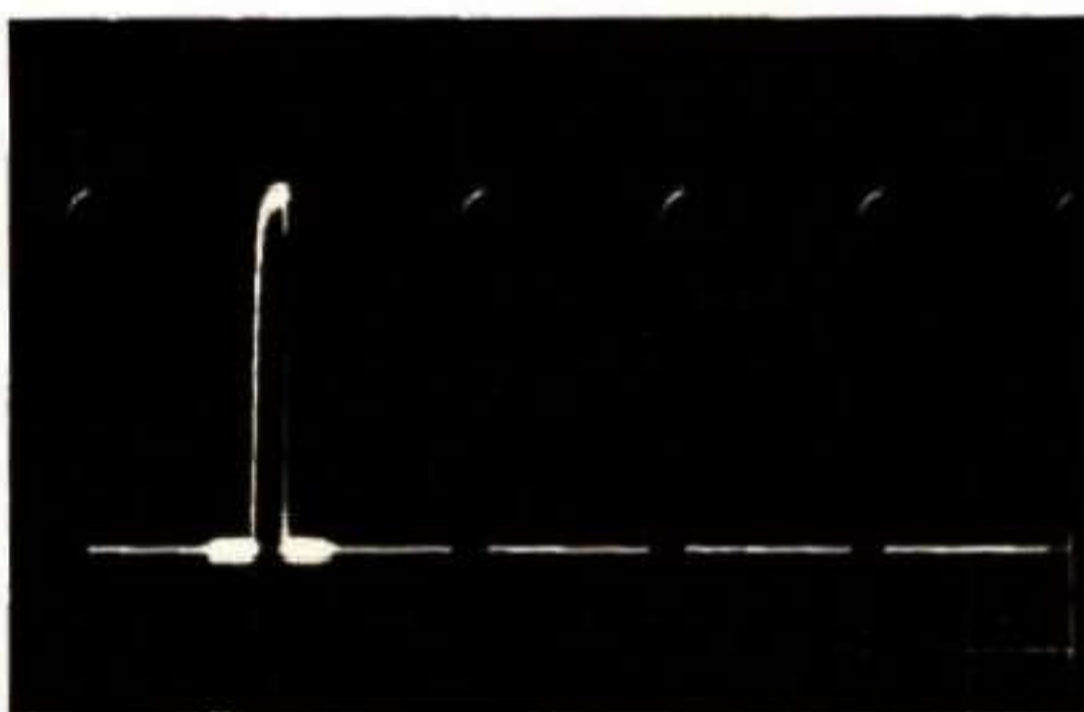
La base de temps B est parfaitement calibrée, comme A, donc toutes les mesures de temps ont exactement la même précision.

Cette fois, l'observateur peut amener le point p exactement où il le veut (de a à b). Il n'est plus limité à la partie centrale seule. L'avantage est très important et la souplesse d'emploi appréciable !

La partie a'b' étant maintenant « étalée » sur la longueur totale de l'écran, soit sur ab, le grossissement est égal à  $ab/a'b'$  ou  $ab/t$ . (ab étant la durée de la rampe A et t, celle de B).

Mais comme t peut varier à volonté, l'observateur est parfaitement maître du « grossissement » à choisir.

Ainsi, par exemple, si  $ab = 1 \text{ ms}$



Oscillogramme D. — Utilisation de la surbrillance par la base de temps B. On constate que B est 10 fois plus rapide que A (1 division pour les 10 du balayage total). Le départ de la surbrillance est ajusté par le point p.

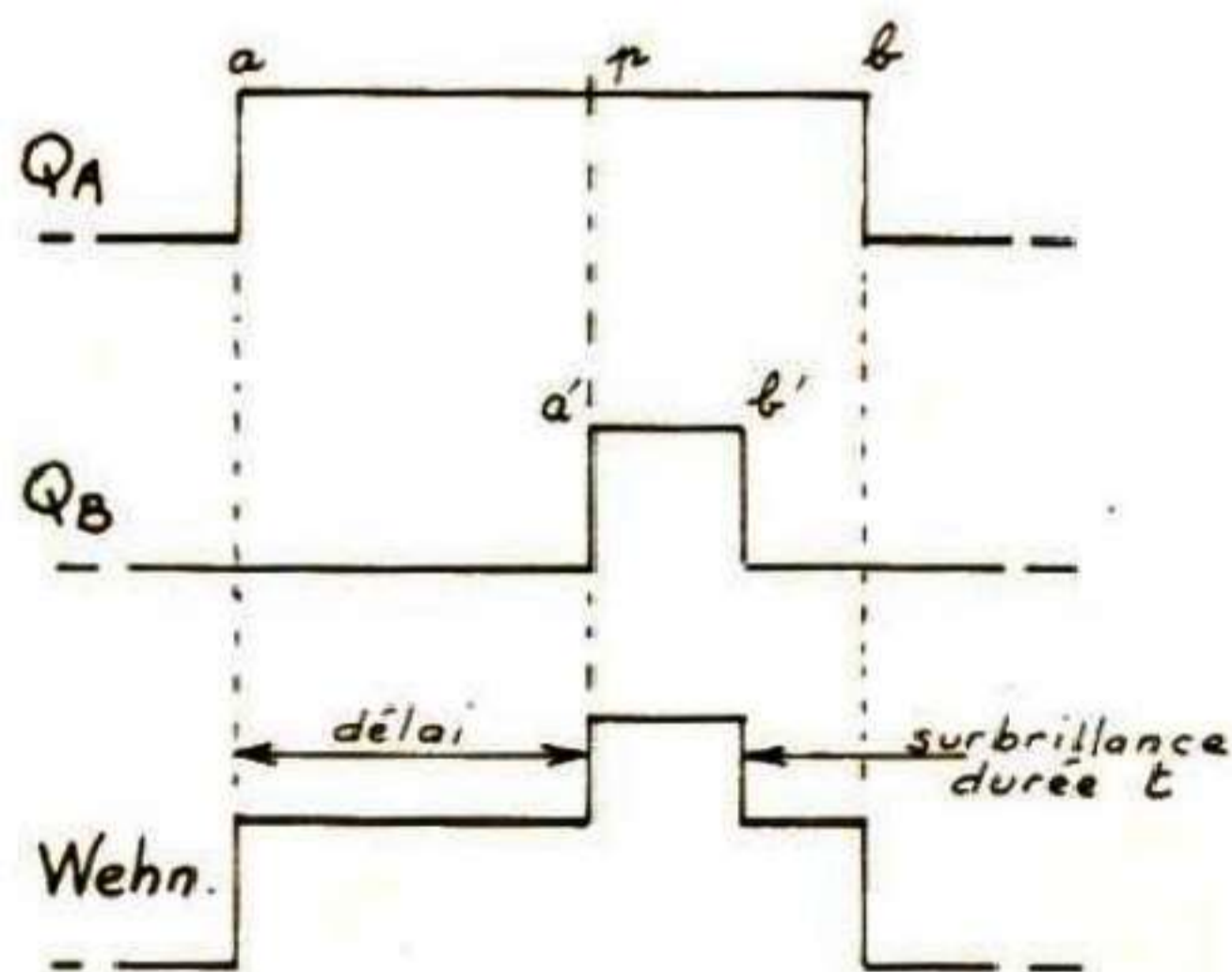


Fig. 5. — Signaux de surbrillance.

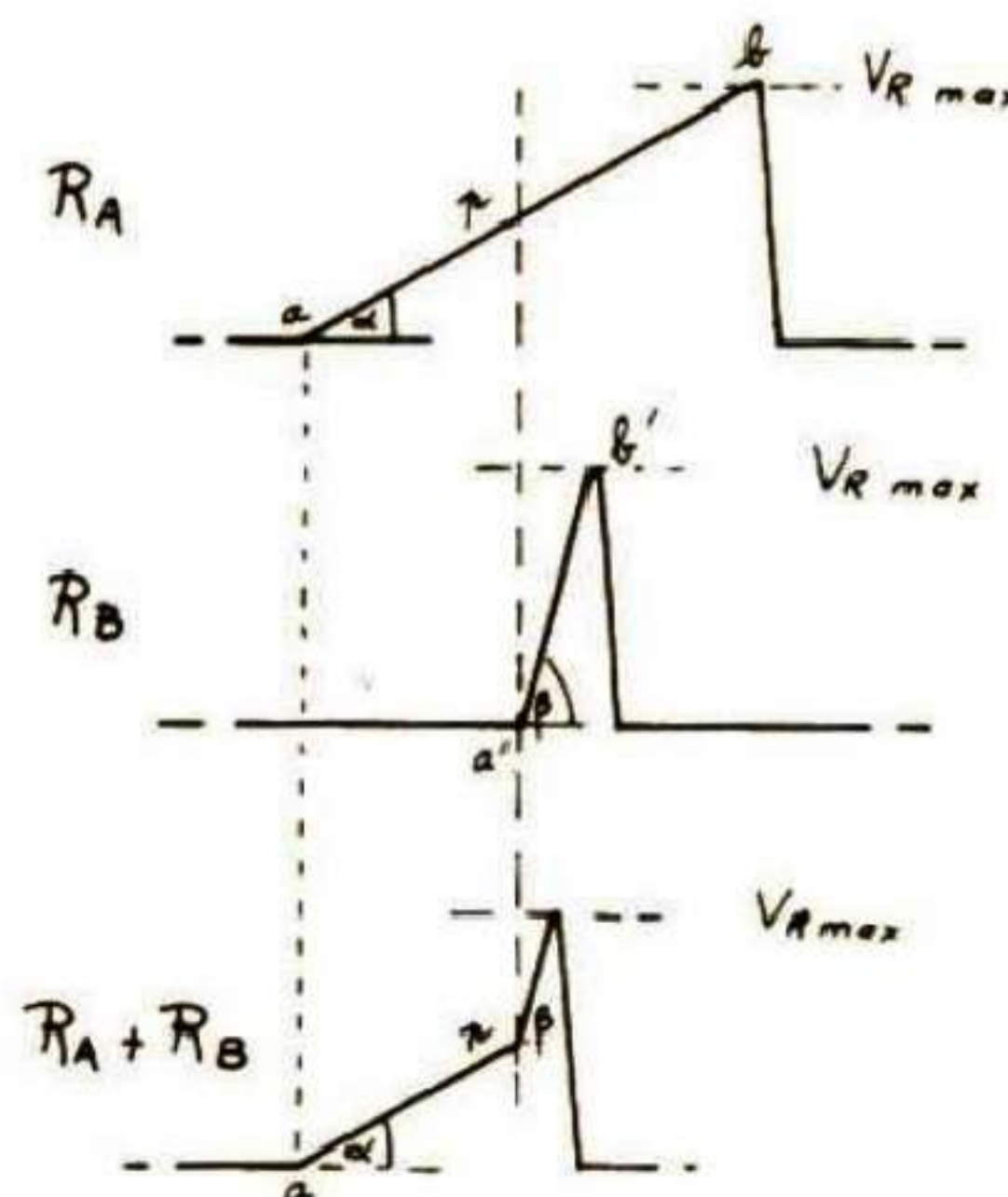
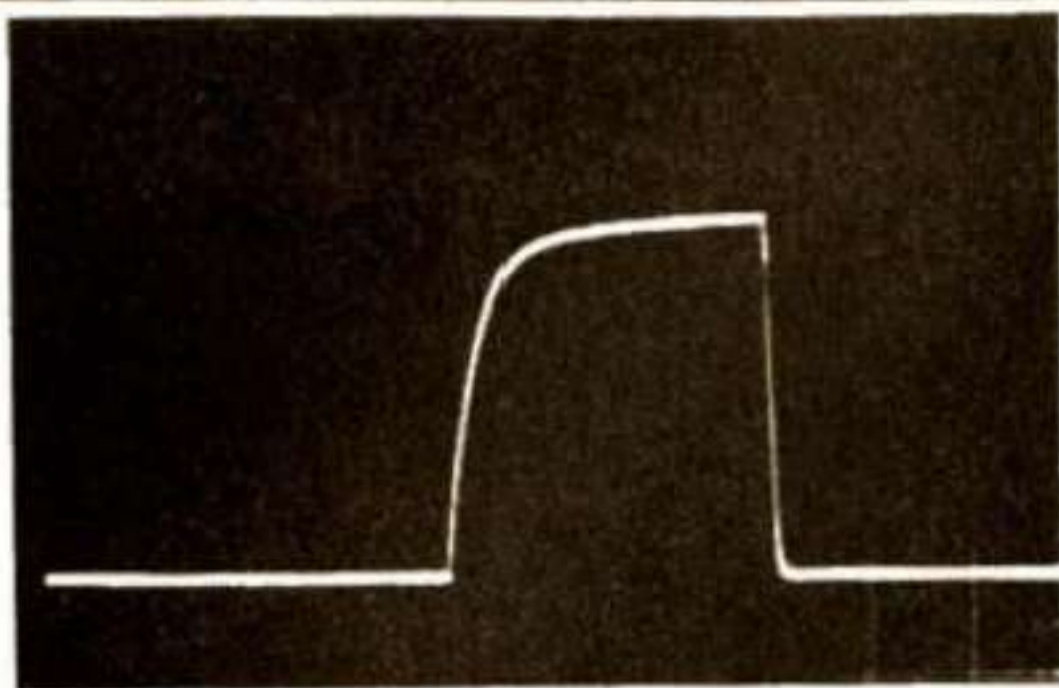
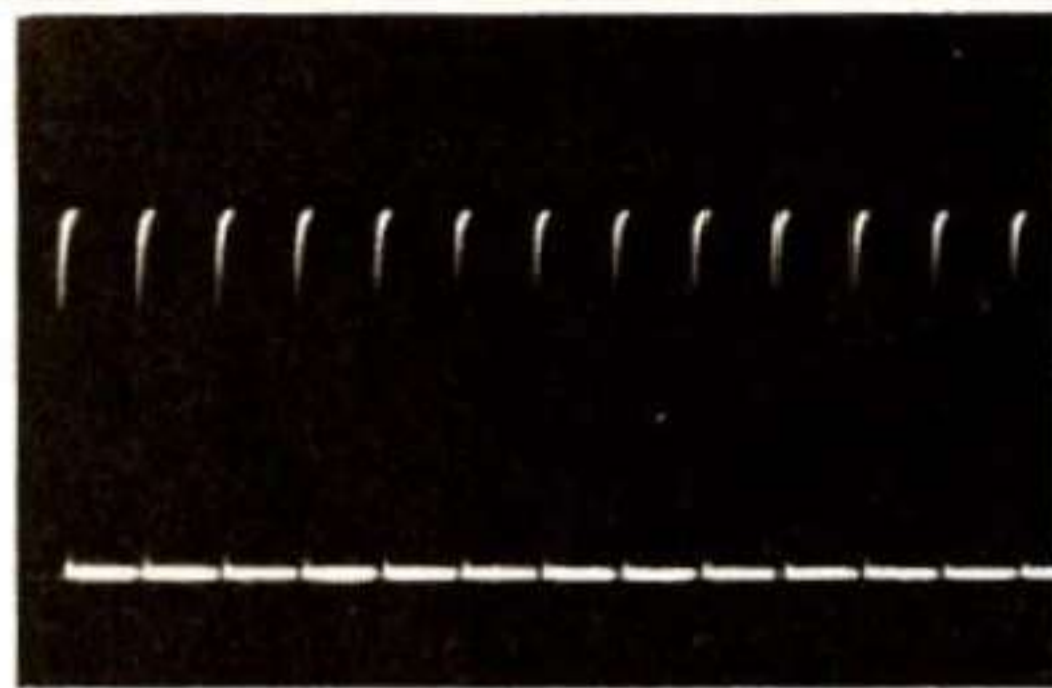


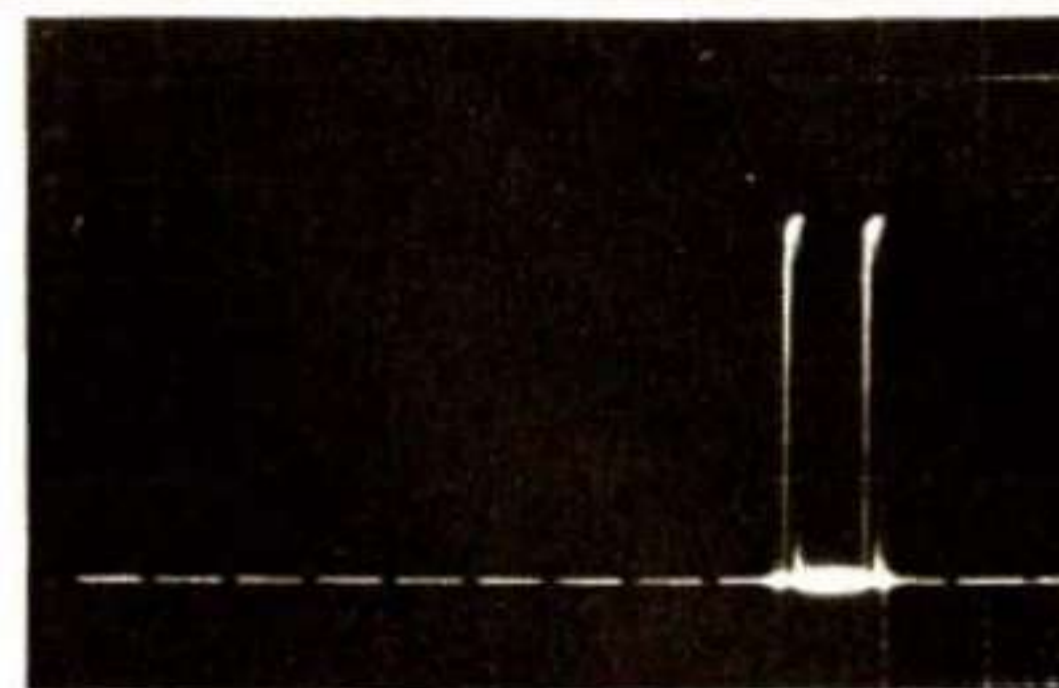
Fig. 6. — Mélange des rampes A et B.



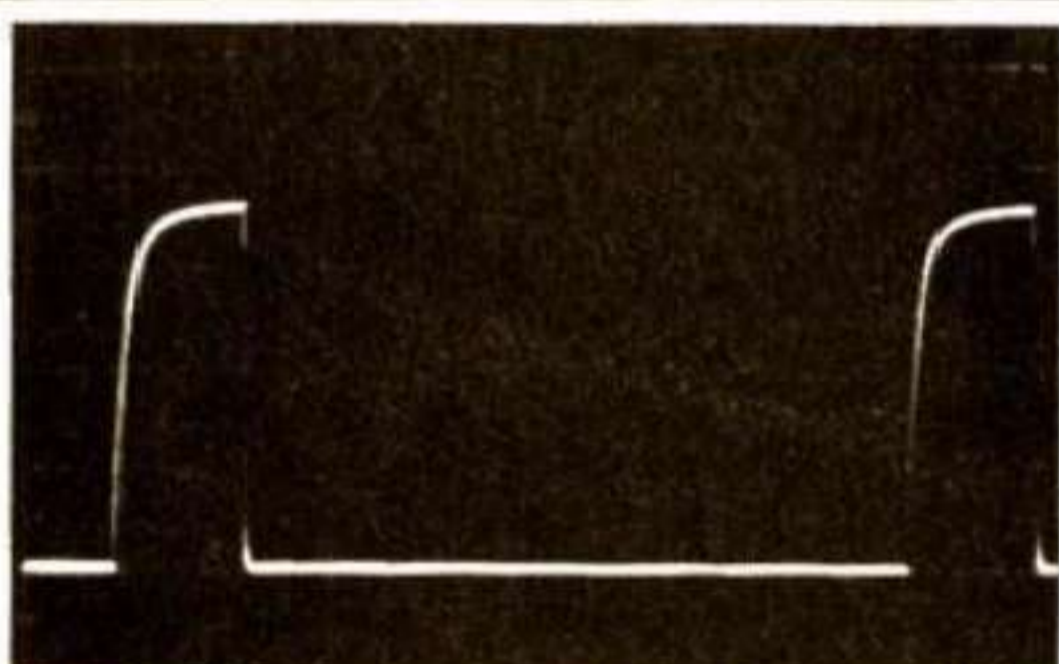
Oscillogramme E. — Mode B retardé par A. Réglages identiques à ceux du cliché précédent. On voit donc « grossie 10 fois » l'impulsion en surbrillance de l'oscillogramme D.



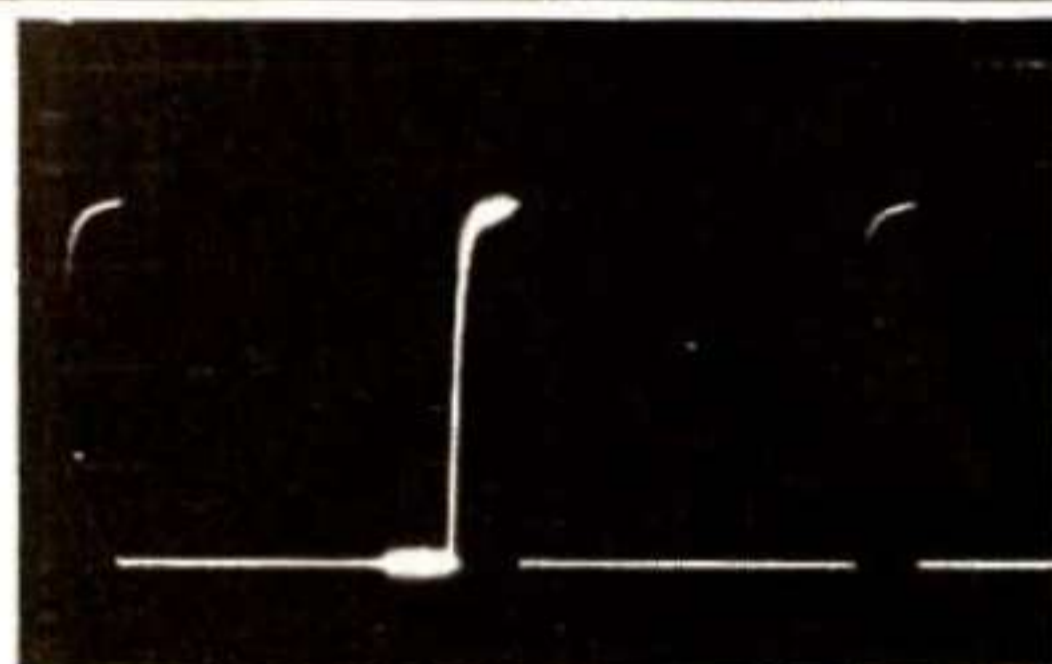
Oscillogramme F. — Mêmes impulsions qu'en oscillogramme D, mais à une fréquence un peu plus rapide. Balayage normal par A.



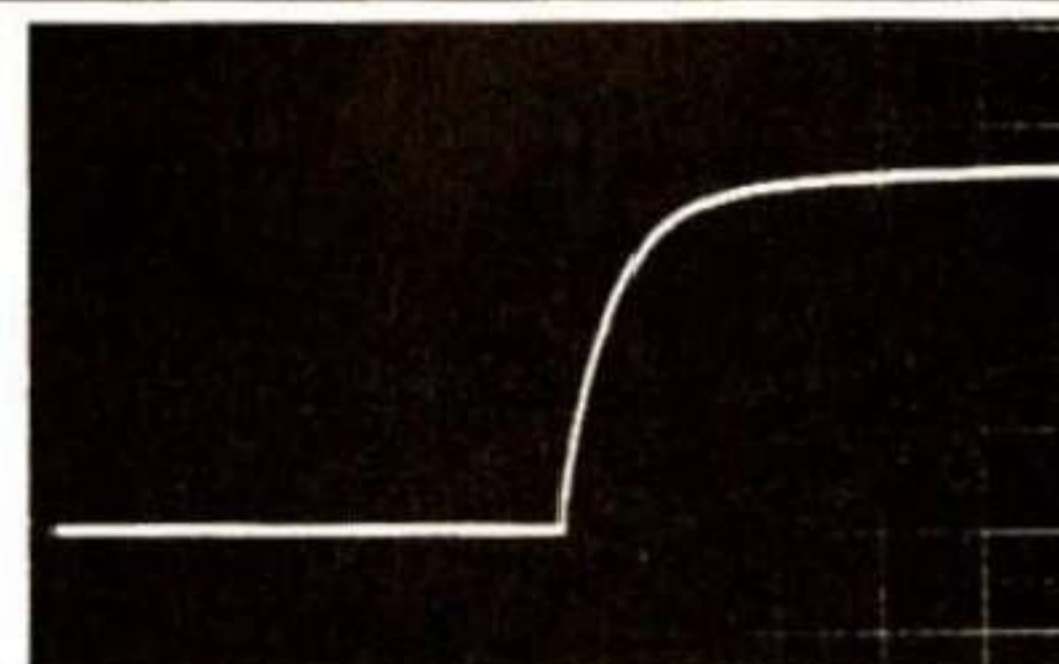
Oscillogramme G. — Surbrillance par B, amenée sur deux impulsions que l'on désire observer en détail.



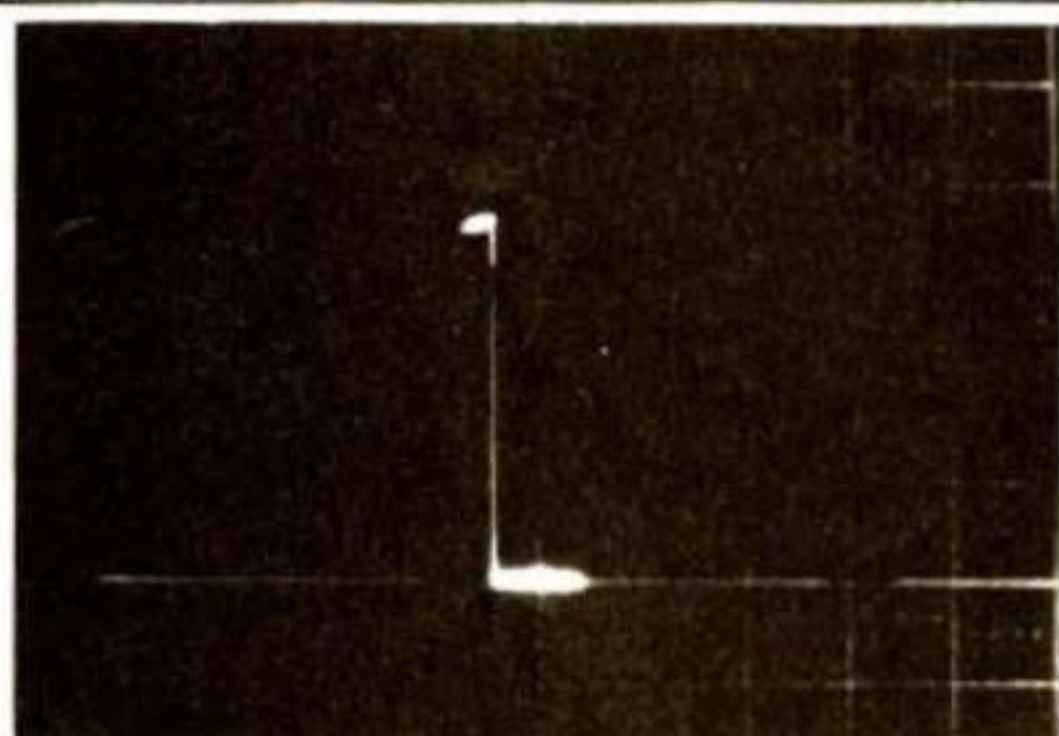
Oscillogramme H. — Mode B retardé par A, donnant un gros plan des impulsions précédentes.



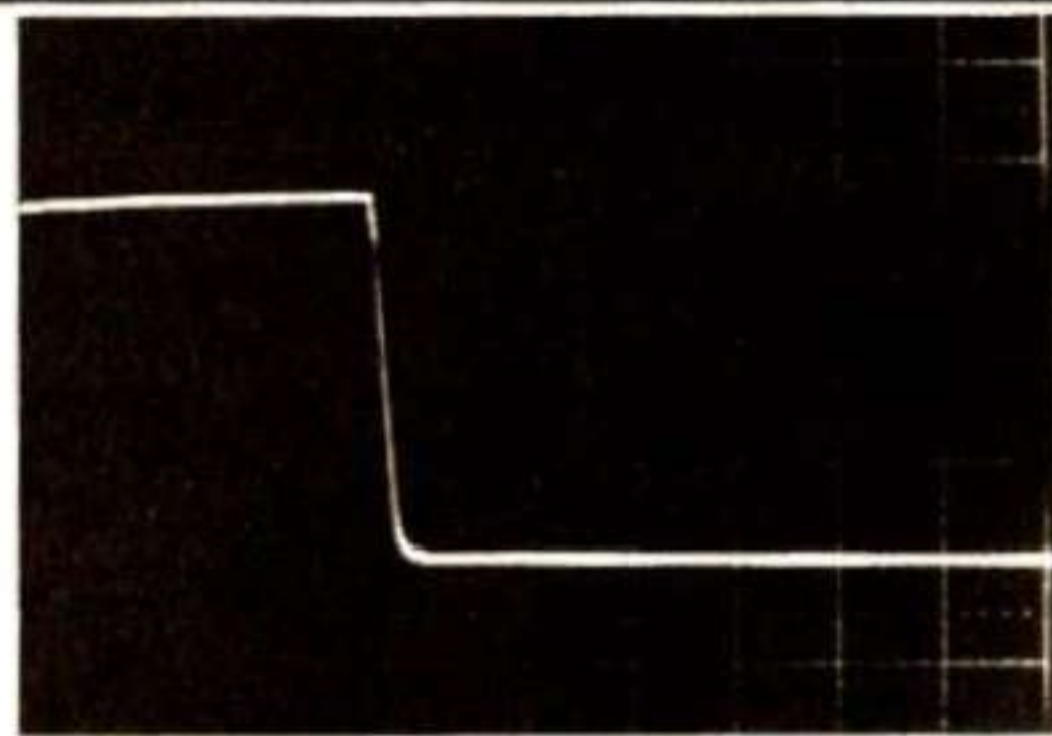
Oscillogramme I. — La surbrillance est amenée sur le flanc montant de l'une des impulsions.



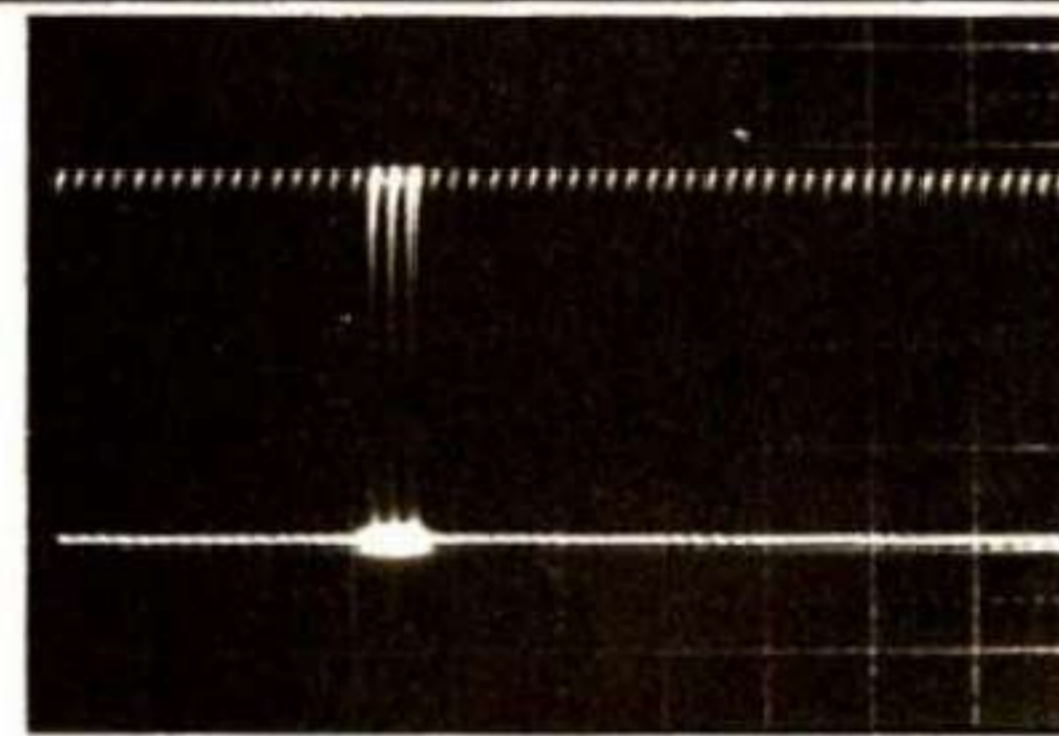
Oscillogramme J. — Mode B retardé par A, avec gros plan sur le flanc montant.



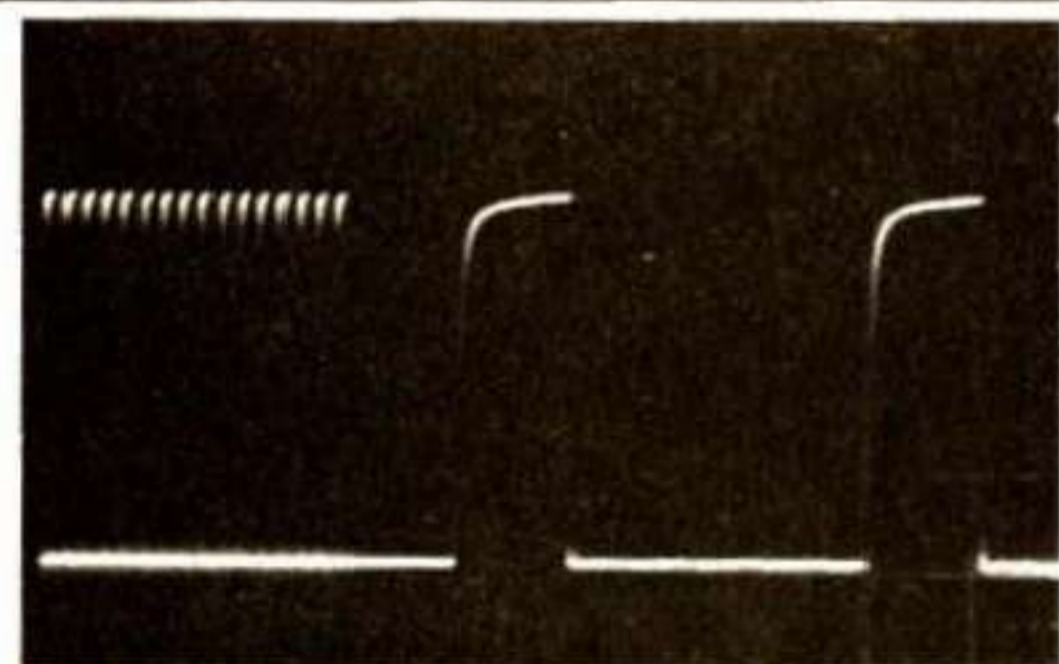
Oscillogramme K. — Surbrillance amenée cette fois sur le flanc descendant.



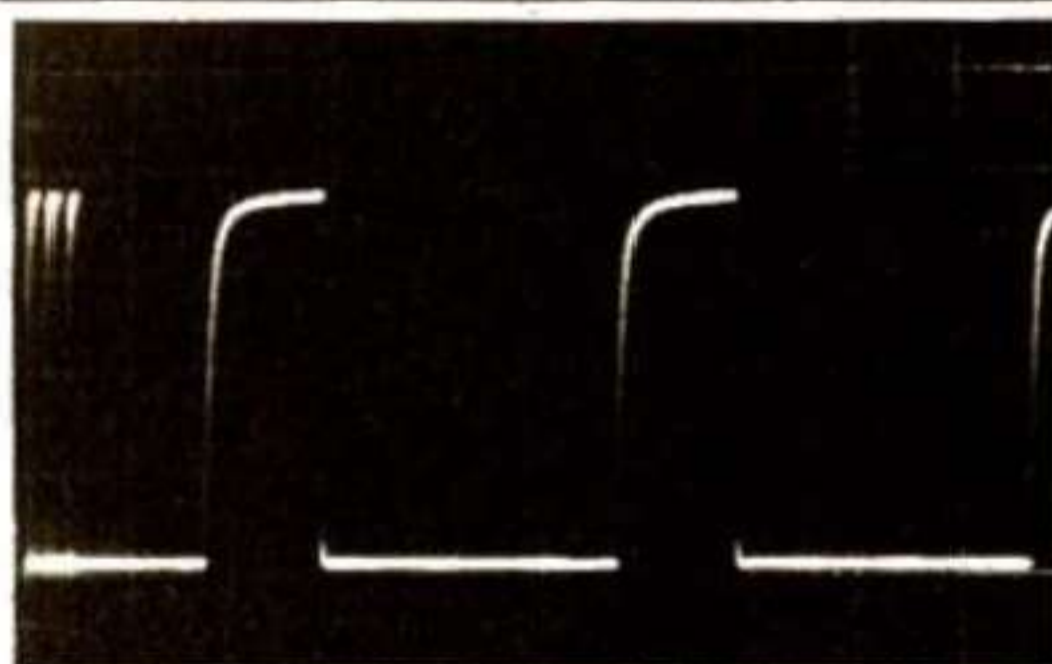
Oscillogramme L. — Le flanc arrière dans tous ses détails, en mode B retardé par A.



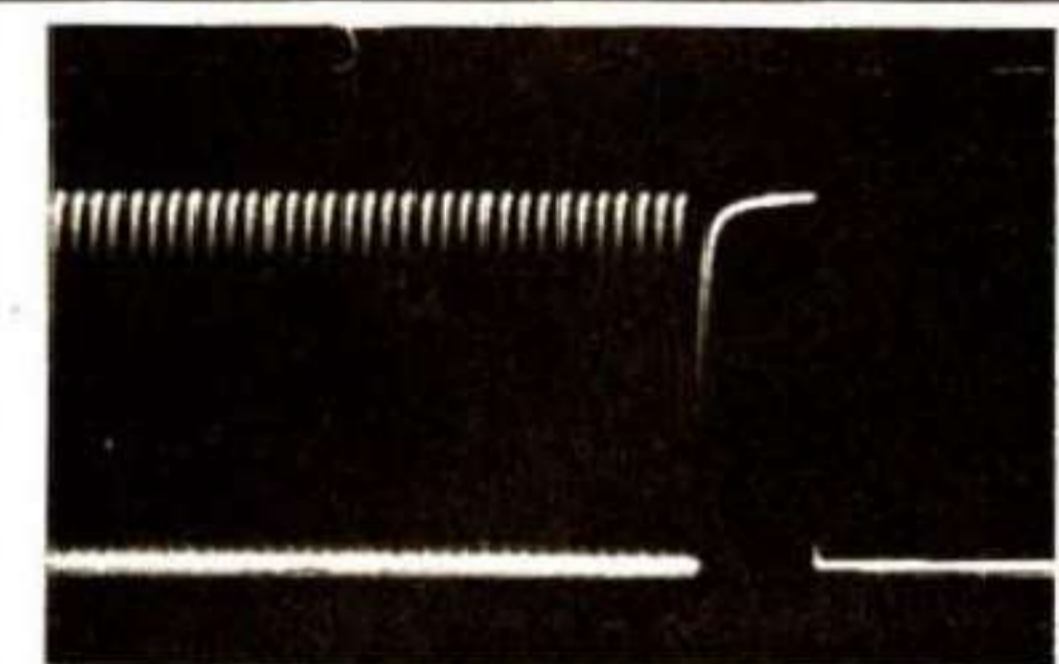
Oscillogramme M. — Mêmes impulsions à fréquence encore plus élevée et en balayage normal, avec surbrillance des 17<sup>e</sup>, 18<sup>e</sup> et 19<sup>e</sup> impulsions.



Oscillogramme O. — Mode « A et B mélangés ». La première partie du balayage est identique à celle du cliché M précédent. On y voit donc les 16 premières impulsions. La seconde partie du balayage est faite par B, à une vitesse plus grande. On voit ainsi en gros plan les 17<sup>e</sup> et 18<sup>e</sup> impulsions.



Oscillogramme P. — Même observation que ci-dessus, mais avec modification du point p. Cela permet de voir la 4<sup>e</sup> et la 5<sup>e</sup> impulsions.



Oscillogramme Q. — Mêmes conditions avec gros plan sur la 34<sup>e</sup> impulsion.

et  $t = 100 \mu\text{s}$ , on a :

$$G = 10 \cdot 10^{-3} / 100 \cdot 10^{-6} = 10.$$

Si  $ab = 1 \text{ ms}$  et  $t = 10 \mu\text{s}$ , alors

$$G = 1 \cdot 10^{-3} / 10 \cdot 10^{-6} = 100.$$

En faisant  $t = 1 \mu\text{s}$  on aurait...

$$G = 1000 !$$

Oui, mais !

L'oscillogramme initial avait une certaine luminosité, dépendant du réglage de « lumière », bien sûr, mais aussi de la durée relative du balayage dans le temps. N'oublions pas que le spot est tantôt allumé, tantôt éteint, et que la luminosité résultante est fonction étroite de cette alternative.

Ainsi un balayage de 1 ms se répétant toutes les 5 ms est beaucoup plus lumineux que le même balayage de 1 ms se répétant toutes les 100 ms ! (probablement à peu près 20 fois plus !).

C'est bien ce qui se passe avec le balayage retardé, car les allers de B se répètent à la même cadence que ceux de A (puisque c'est A qui provoque le déclenchement de B), mais ils durent autant de fois moins que le « grossissement » choisi est fort. Soit 10 fois ou 100 fois ou... 1 000 fois ! Les luminosités qui en résultent décroissent d'autant ! Dans ces conditions, on devine que la dernière éventualité est inexploitable, car l'image existante serait invisible, même à fond de la commande de lumière.

Un autre problème apparaît d'ailleurs : c'est le jitter !

C'est le point p qui provoque le déclenchement de la base de temps B, mais il est certain qu'une certaine imprécision préside à la détermination exacte de ce point : la rampe A ne se reproduit jamais exactement identique à elle-même. Le comparateur a, lui aussi, ses imperfections de basculement ! Ce point p n'est donc pas en béton ! Il bouge très légèrement, sa position est entachée de « bruit », il est affligé de « jitter », comme disent les Anglo-Saxons !

Tant que le « grossissement » est raisonnable, ce jitter passe inaperçu, mais si on demande trop, l'oscillogramme donné par B devient quelque peu tremblotant et finalement d'observation incertaine et désagréable. Bien sûr, à ce niveau, la qualité de l'oscilloscope intervient beaucoup !

Quoi qu'il en soit, malgré les limites pratiques évoquées ci-dessus, le

double balayage est un progrès considérable dans l'observation, permettant un examen minutieux de n'importe quel détail d'une courbe.

### A et B mélangés

La longueur de l'écran est balayée d'abord par A, de a à p, puis la fin du balayage est assurée par B. Chaque balayage ayant sa vitesse propre, mais B devant être au moins aussi rapide que A (voir fig. 6). Le balayage commence donc avec la rampe A. Quand le point p est atteint, le balayage est assuré par B, prenant le relais, exactement là où A a été remplacé. C'est alors la rampe B qui termine le balayage, l'amplitude finale étant constante et égale à celle que A aurait donnée seule.

Ainsi sur l'oscillogramme O, la partie gauche est explorée à 10 ms/div, tandis que la partie droite l'est à 2  $\mu\text{s}/\text{div}$ . La manœuvre du potentiomètre de retard (point p) donne l'impression d'un « déroulement » du signal. Les impulsions tassées à gauche sont détassées à droite et observables à grande échelle UNE à UNE. C'est très efficace et spectaculaire !

Si toutes les impulsions sont identiques, l'intérêt peut être faible. Il n'en est pas de même, lorsque l'on observe un signal vidéo, par exemple ! On peut alors visualiser, par A seule, une trame entière, puis avec A et B mélangées, observer cette trame ligne après ligne, jusqu'à la ligne n° XXX, si le cœur vous en dit et si vous avez la patience de compter !

Bien entendu, nous aurons l'occasion de revenir plus tard aux possibilités de la double base de temps, lors des chapitres « Utilisation ». Nous donnons cependant déjà, ce mois, un certain nombre de photos commentées, montrant les grandes possibilités de cette technique. Dommage que ce perfectionnement n'existe que sur les appareils d'un certain prix. Cependant, si vous êtes sur le point de choisir un oscilloscope, réfléchissez bien ! Il s'agit d'un appareil que vous conserverez sans doute des années. Il vaut donc mieux consentir un effort supplémentaire pour des mois et des mois de plaisir et de satisfaction ! Les articles prochains vous permettront d'ailleurs, nous l'espérons, d'y voir

encore plus clair, et ce sera une de leur raison d'être, s'il fallait leur trouver justification !

Sur un autre plan, ayant déjà décrit dans les colonnes du « Haut-Parleur », au moins un bon oscilloscope, le TFOX1, de performances modestes tout de même, nous nous sommes souvent demandé s'il intéresserait les lecteurs de trouver la description d'un modèle beaucoup plus performant : large bande passante, double trace, double balayage, etc. Certes, il n'est pas du tout évident que l'opération soit rentable, financièrement parlant, mais simplement passionnante dans son étude et sa concrétisation ! Le plaisir de « l'avoir fait soi-même » est inappréciable, sans parler de la facilité ultérieure du dépannage d'un engin que l'on connaît par cœur... et pour cause !

Nous serions heureux d'avoir l'avis des lecteurs intéressés par ce projet ! Il s'agit d'une étude assez longue et difficile. La mener à bien pour deux ou trois lecteurs est stupide ! Il n'en serait pas de même si ce nombre était de plusieurs dizaines ! Il en sera donc comme vous le désirez !

F. THOBOIS



## Pratique de la Mesure

# L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir N° 1710)

Les deux derniers articles de cette série ont été consacrés à l'étude des bases de temps d'un oscilloscope. Après avoir constaté les limites des systèmes relaxés, nous avons analysé des montages plus performants : les bases de temps déclenchées. Nous avons aussi indiqué quelques-unes des extensions rendant leur emploi plus efficace. C'est à cette occasion que nous avons traité des doubles bases de temps !

Bien entendu, la base de temps d'un oscilloscope provoque le balayage horizontal de l'écran et produit un déplacement du spot exactement proportionnel au temps, ce qui permet la graduation horizontale de cet écran en secondes, millisecondes et microsecondes, selon la vitesse du déplacement choisi.

Mais pendant ce temps, nous l'avons déjà dit, la déviation verticale assure un déplacement du spot proportionnel à la tension instantanée du signal étudié. Ainsi, le spot ayant à chaque instant des coordonnées proportionnelles, d'une part au temps (X), et d'autre part à la tension du signal (Y), trace la représentation graphique du signal observé.

Tout est donc pour le mieux dans l'éventualité de l'étude d'un signal isolé. On peut ainsi analyser tout à loisir sa forme, sa durée, ses variations en fonction des paramètres du montage générateur.

Malheureusement, dans de nombreux cas, cette analyse ne suffit pas. En effet, dans un montage, il existe presque toujours de nombreux signaux différents, les uns déterminant les autres. Il est alors capital de connaître ou de pouvoir étudier la relation qui lie ces signaux entre eux !

Bien entendu, il est possible d'observer l'un, puis d'observer l'autre, et ainsi, par retouches successives, d'essayer d'arriver au résultat escompté. Une telle technique peut satisfaire s'il n'est question que de la forme, même si le procédé a en soi un caractère fastidieux !

Par contre, dès qu'il est nécessaire de situer, dans le temps, un signal par rapport à l'autre, le procédé simpliste ci-dessus ne convient plus du tout, on le comprend aisément ! Il est indispensable de voir les deux signaux en même temps, afin de bien situer la position de l'un par rapport à celle de l'autre. Il faut donc écrire les deux oscillogrammes sur le même écran.

Pour parvenir à un tel résultat, plusieurs procédés sont possibles, les uns onéreux, les autres plus économiques. Nous allons les étudier !

### 1. Utilisation d'un tube cathodique spécial

#### a) Tube bicanon

Dans ce cas, on ne lésine pas sur les moyens et on installe carrément deux tubes cathodiques complets

dans la même enveloppe de verre (voir fig. 1).

Tout est en double ! On a deux oscillos en un, seul l'écran est commun ! Il est évident que cette solution est la plus versatile, autorisant toutes les fantaisies de l'utilisateur. Il ne faut pas être devin pour supposer qu'un

système de ce genre coûte une petite fortune. C'est donc finalement un recours très peu retenu !

#### b) Tube bifaisceau (voir fig. 2)

Faisons quelques économies ! Un double faisceau est généré dans le canon à électrons. Chaque faisceau a alors son propre chemin : la concentration et la commande de luminosité sont communes, ainsi que la déviation horizontale (un seul jeu de plaques). Par contre, les déviations verticales sont distinctes (deux jeux de plaques). Bien sûr, l'écran est commun !

Moins coûteux que le double canon, le bifaisceau reste un tube cathodique rare et cher. C'est encore une solution peu retenue par les constructeurs !

### 2. Commutation électronique

Ce qu'il faut, c'est donner à l'utilisateur l'illusion qu'il voit les deux signaux en même temps, même si ce n'est pas tout à fait vrai. On pense alors immédiatement aux techniques de multiplexage très utilisées par ailleurs dans les systèmes d'affichage, de transmissions de données et... de téléphone !

On va donc utiliser un tube cathodique ordinaire, monocanon et monofaisceau. Un découpeur électronique envoyant à l'écran l'un puis l'autre signal, à une cadence suffisante pour que persistance lumineuse de l'écran et persistance rétinienne de l'œil fassent le reste (voir fig. 3).

Cette solution est très économique : on comprend que c'est celle de tous les oscilloscopes d'un prix accessible tant aux amateurs qu'aux professionnels non milliardaires...

Des inconvénients minimes apparaissent cependant que nous verrons plus loin, mais l'un d'eux peut déjà être évoqué : c'est l'inévitable perte de luminosité subséquente ! En effet, en mode normal, c'est-à-dire en observation d'un seul signal (mode *simple trace*), toute la luminosité du spot est consacrée à cette trace unique. Si vous écrivez deux oscillogrammes sur l'écran (mode *double trace*), il est évi-

dent que chacun occupera la moitié du temps global, d'où luminosité réduite de moitié environ. Rassurons-nous cependant ! Les oscilloscopes modernes ont une grosse réserve de luminosité, justement pour pallier de telles situations ! Il suffira donc d'un petit coup de pouce sur la commande « lumière » et le tour sera joué.

Mais voyons maintenant comment s'effectue le découpage électronique

du signal en nous attachant tout de suite au découpeur.

Rappelons qu'un oscilloscope doit visualiser des signaux allant du continu aux fréquences les plus élevées (selon sa bande passante, évidemment !). Il faut donc disposer d'un commutateur performant n'altérant pas la qualité du signal observé, même aux plus grandes vitesses. Finalement, le montage le plus retenu

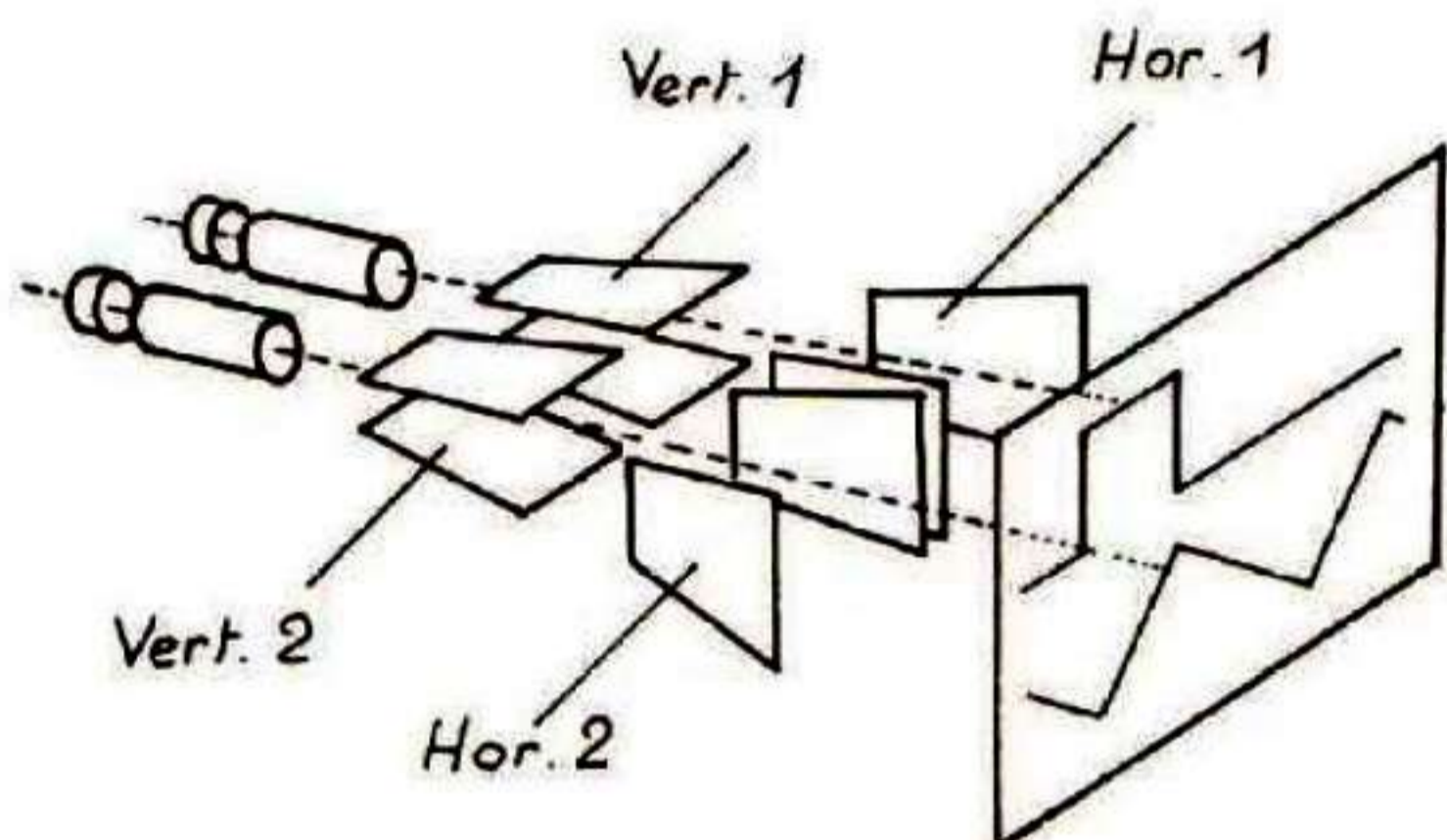


Fig. 1. - Tube bicanon.

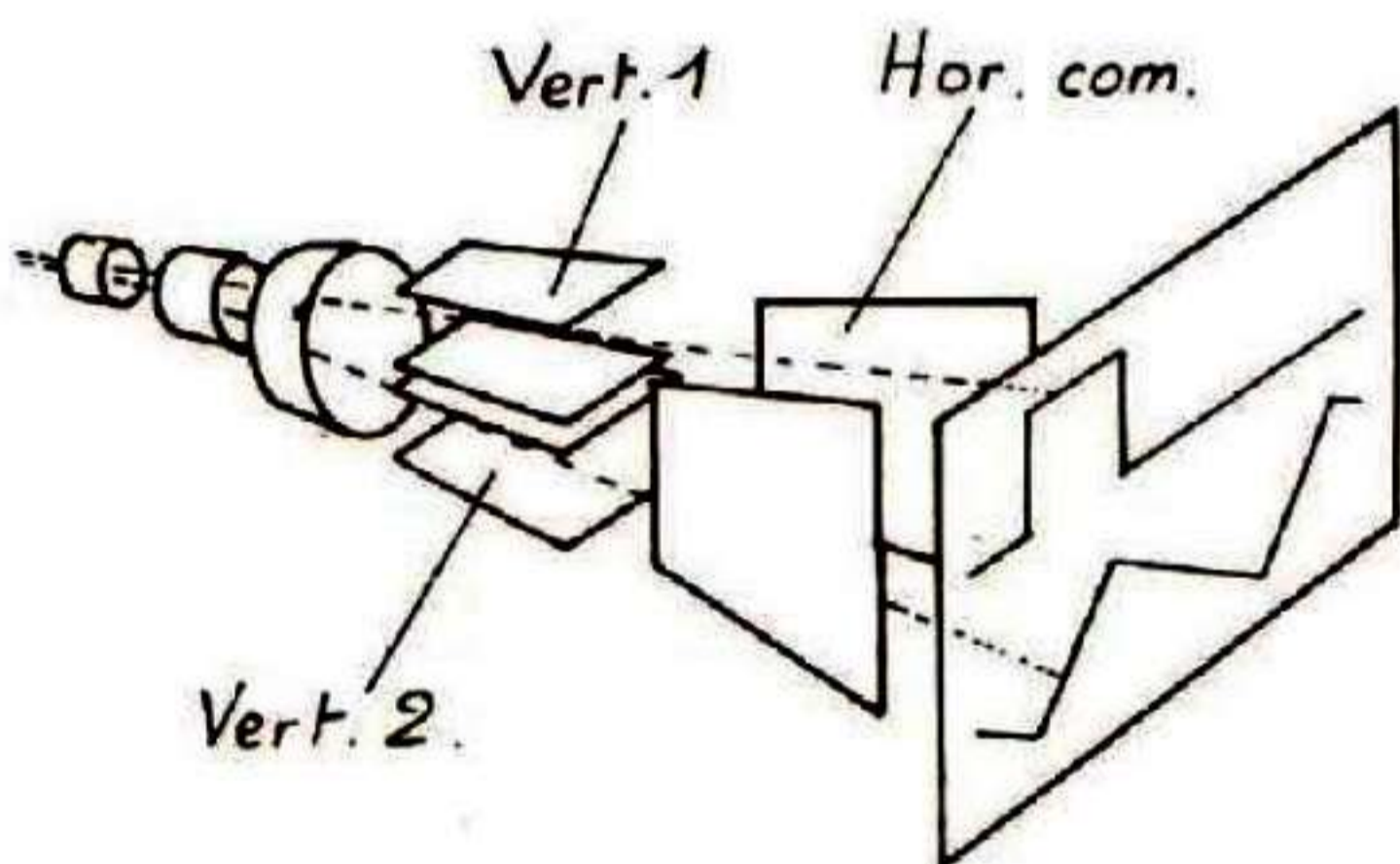


Fig. 2. - Tube bifaisceau.

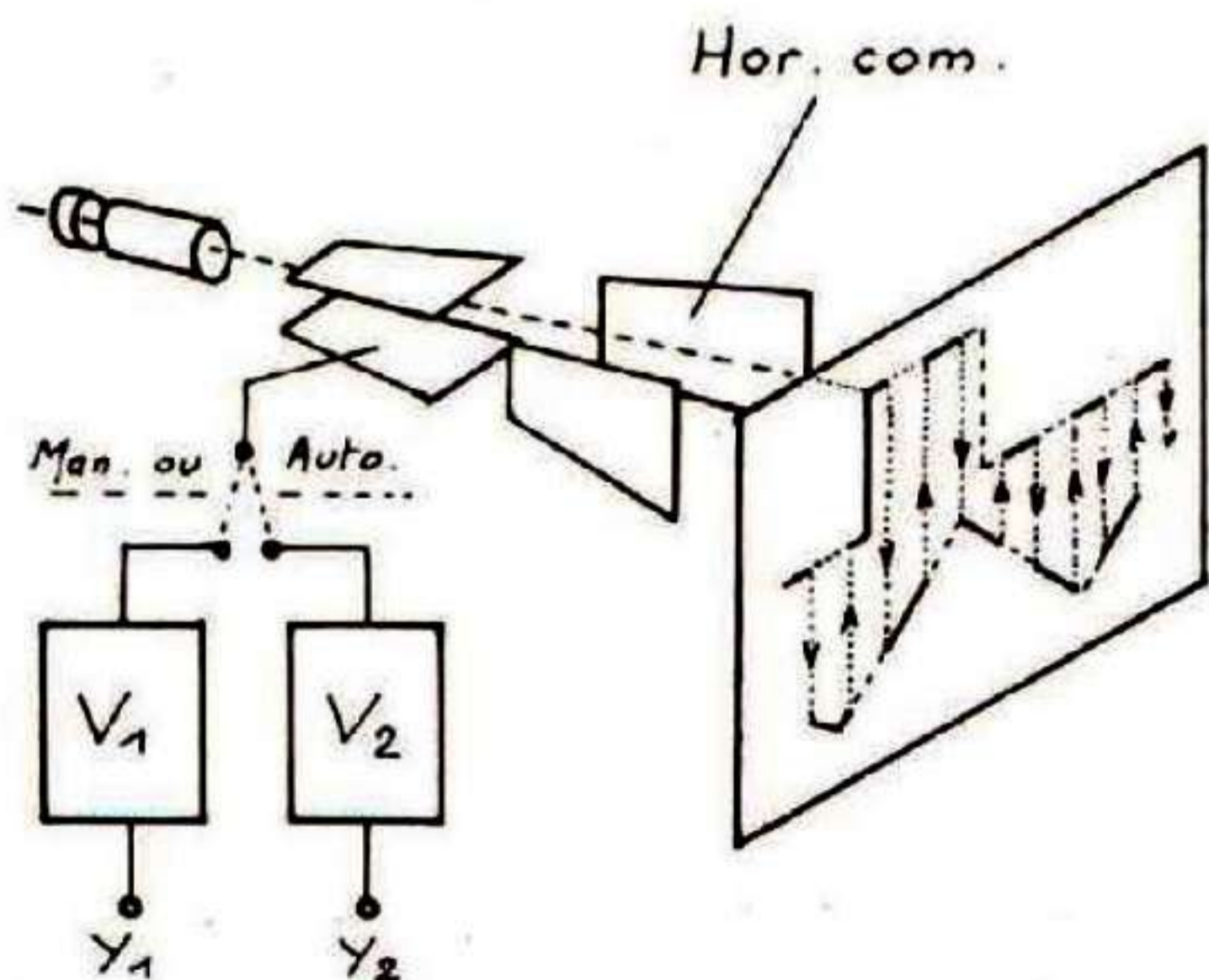


Fig. 3. - Commutateur électronique, mode Choppé.

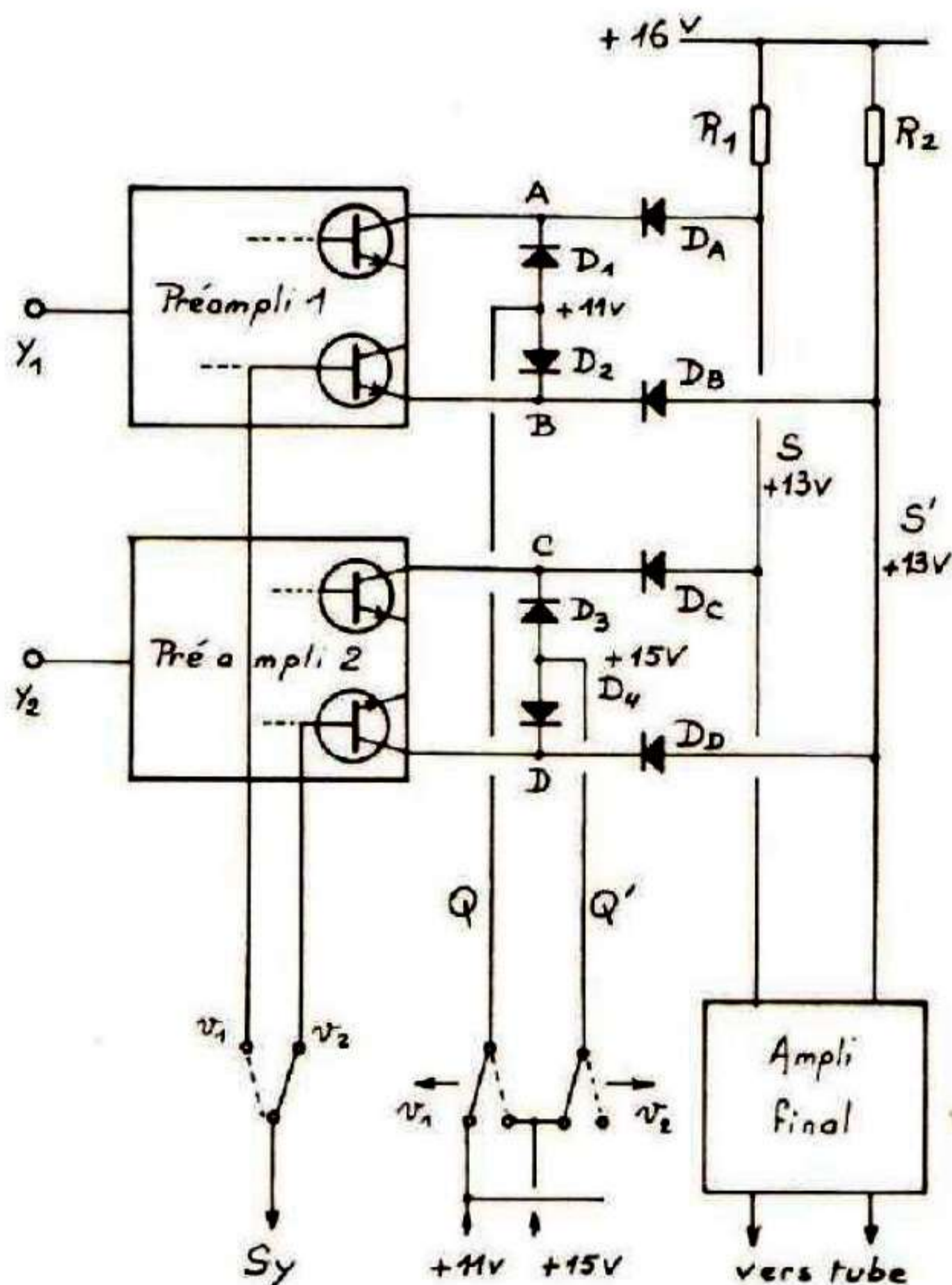


Fig. 4. - Commutateur à diodes.  
N.B. Les tensions sont données à titre d'exemple.

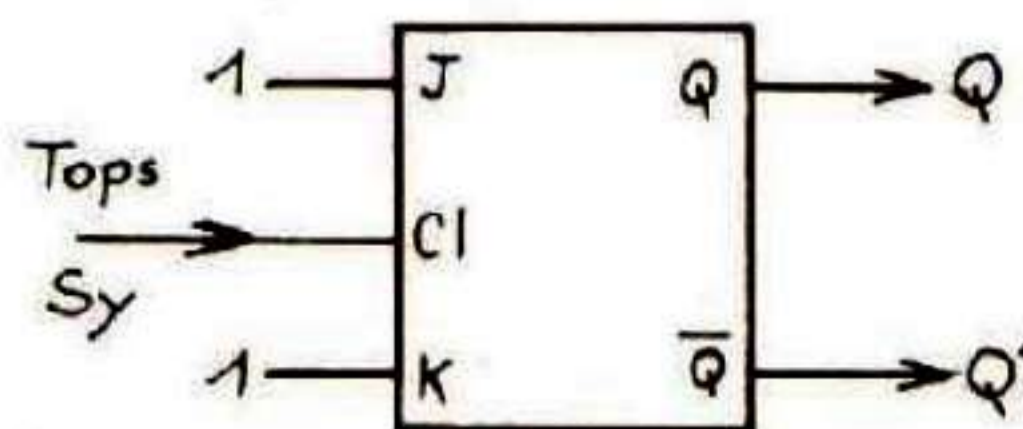


Fig. 5. - Un basculeur J.K. change d'état à chaque top d'horloge, assurant les balayages alternés.

est très simple : c'est un commutateur à diodes ! (voir fig. 4).

La voie 1 est disponible en tensions symétriques aux points A et B. La voie 2 l'est aux points C et D. Les charges des sorties sont les résistances communes  $R_1$  et  $R_2$ . Soit les tensions aux points S et S' de l'ordre de + 13 V.

Si la tension au point Q est de + 11 V et celle de Q' de + 15 V, alors les diodes  $D_1, D_2$  sont bloquées et  $D_A, D_B$  passantes dans la voie supérieure, tandis que  $D_3, D_4$  sont passantes et  $D_C, D_D$  bloquées dans la voie inférieure. C'est donc la voie supérieure 1 qui est passante et la voie 2 qui est bloquée. Les signaux de 1 passent en S et S', sont repris par l'amplificateur final et envoyés vers les plaques de déviation du tube qui visualise ces signaux.

Pour observer les signaux de la voie 2, il suffit de permuter les tensions en Q et Q' : soit  $Q = + 15 V$  et  $Q' = + 11 V$ . Ces deux points Q et Q' assurent donc la commande du commutateur de découpage. Selon la manière d'agir sur Q et Q', plusieurs modes de fonctionnement sont accessibles !

**1. Commande manuelle (voir fig. 4)**

Un simple commutateur manuel envoie sur Q et Q' les tensions convenables pour faire fonctionner la voie désirée, soit la voie 1, soit la voie 2. Il

faut bien que tout oscilloscope *double trace* fonctionne aussi en *simple trace*... de temps en temps !

Notons immédiatement ici qu'il faut penser à la synchronisation du balayage. Un second commutateur est donc nécessaire pour choisir la voie 1 ou la voie 2 comme voie assurant le déclenchement du balayage. On synchronise le plus souvent sur la voie observée, mais ce n'est pas obligatoire et cela permet même quelques fantaisies d'emploi !

**2. Commande automatique (voir fig. 5)**

C'est-à-dire **mode double trace**. Les points Q et Q' sont connectés aux sorties complémentaires d'une bascule fournissant les deux niveaux nécessaires. Dans ces conditions, lorsque l'une des voies est passante, l'autre est bloquée, ce qui est bien ce que désiré ! Nous supposons ci-dessous que  $Q = 0$  donne la voie 1 bloquée.

**a) Double trace alterné**

C'est le fonctionnement le plus intuitif. La base de temps écrit le signal de la voie 1 pendant le premier balayage, puis le signal de la voie 2 pendant le second... et ainsi de suite ! Chaque trace est continue, donc sans perturbation. La commutation peut se faire pendant le retour du spot et être

de toute façon parfaitement invisible. Comme cette commutation se fait à la sortie des préamplis de voies, lesquels contiennent les dispositifs du cadrage, les traces peuvent être placées sur l'écran exactement comme désirées : soit bien distinctes, l'une en haut et l'autre en bas, soit toutes les deux, plein écran. Il est facile d'étudier ainsi toutes les correspondances, point par point, entre les deux signaux.

Pour commander la bascule, c'est très simple (voir fig. 5). Il suffit de prélever le top de déclenchement et de s'en servir pour actionner la bascule. On sait que les basculeurs, du type JK par exemple, changent d'état à chaque impulsion d'horloge. C'est exactement ce qui convient. Le premier top active Q et donc la voie 1, le second active Q' et la voie 2, le troisième réactive Q et ainsi de suite.

Bien entendu, il est commode, dans un appareil complet, de regrouper les fonctions manuelles et automatiques en un seul circuit. Cela est justement permis par une bascule intégrée, dotée de fonctions « Set » et « Reset ». C'est ce qui a été fait dans le schéma de la figure 7. Si S et R sont à 0, l'oscillo est en mode *double trace*, avec choix du mode *alterné* ou *choppé*, comme nous le verrons plus loin. Si l'un des inverseurs S ou R est à 1, l'oscillo est en mode *simple trace*, soit en voie 1, soit en voie 2. Enfin, si S et R sont à 1, l'oscillo est en simple trace, mais en mode

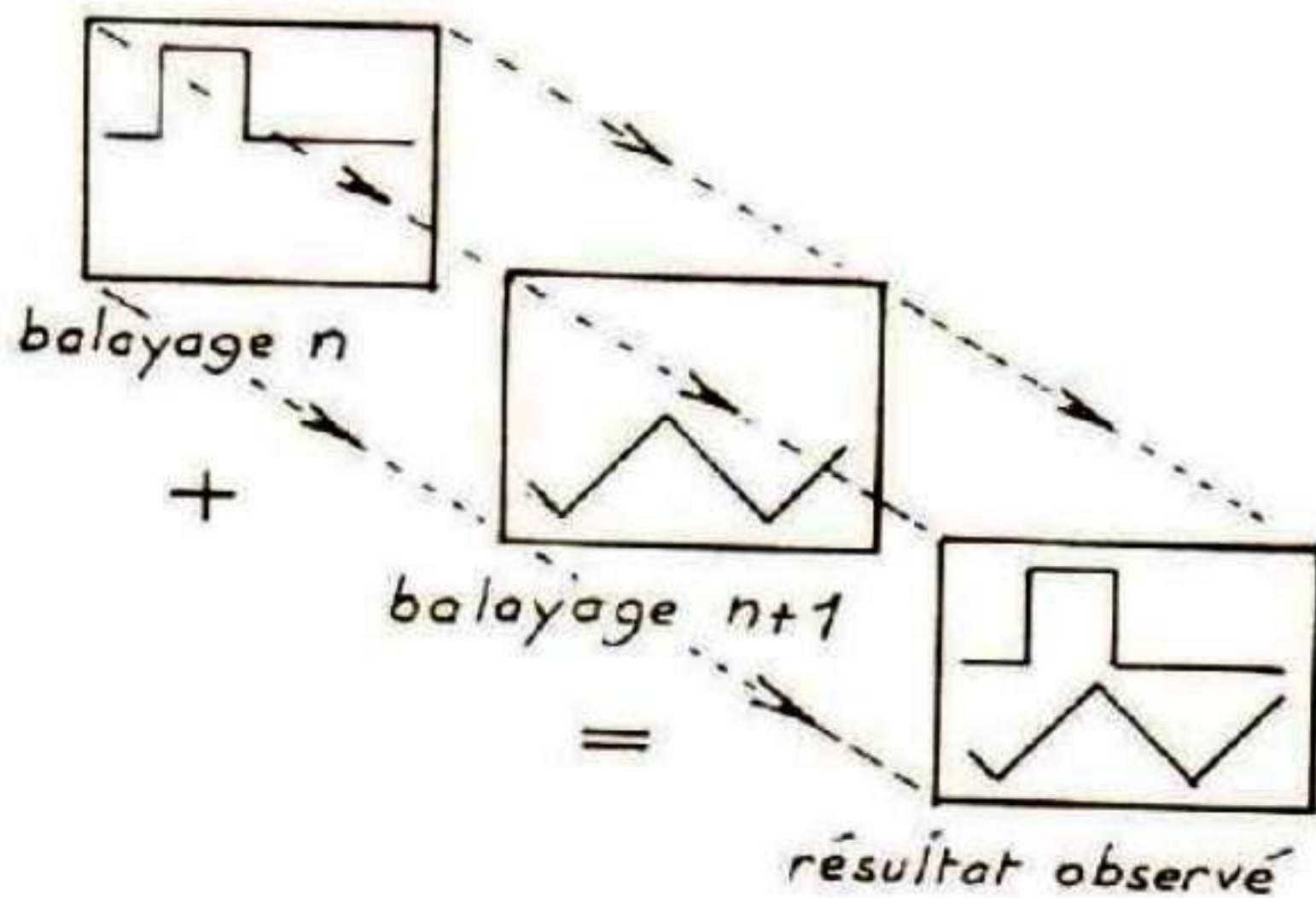


Fig. 6. - Balayages alternés.

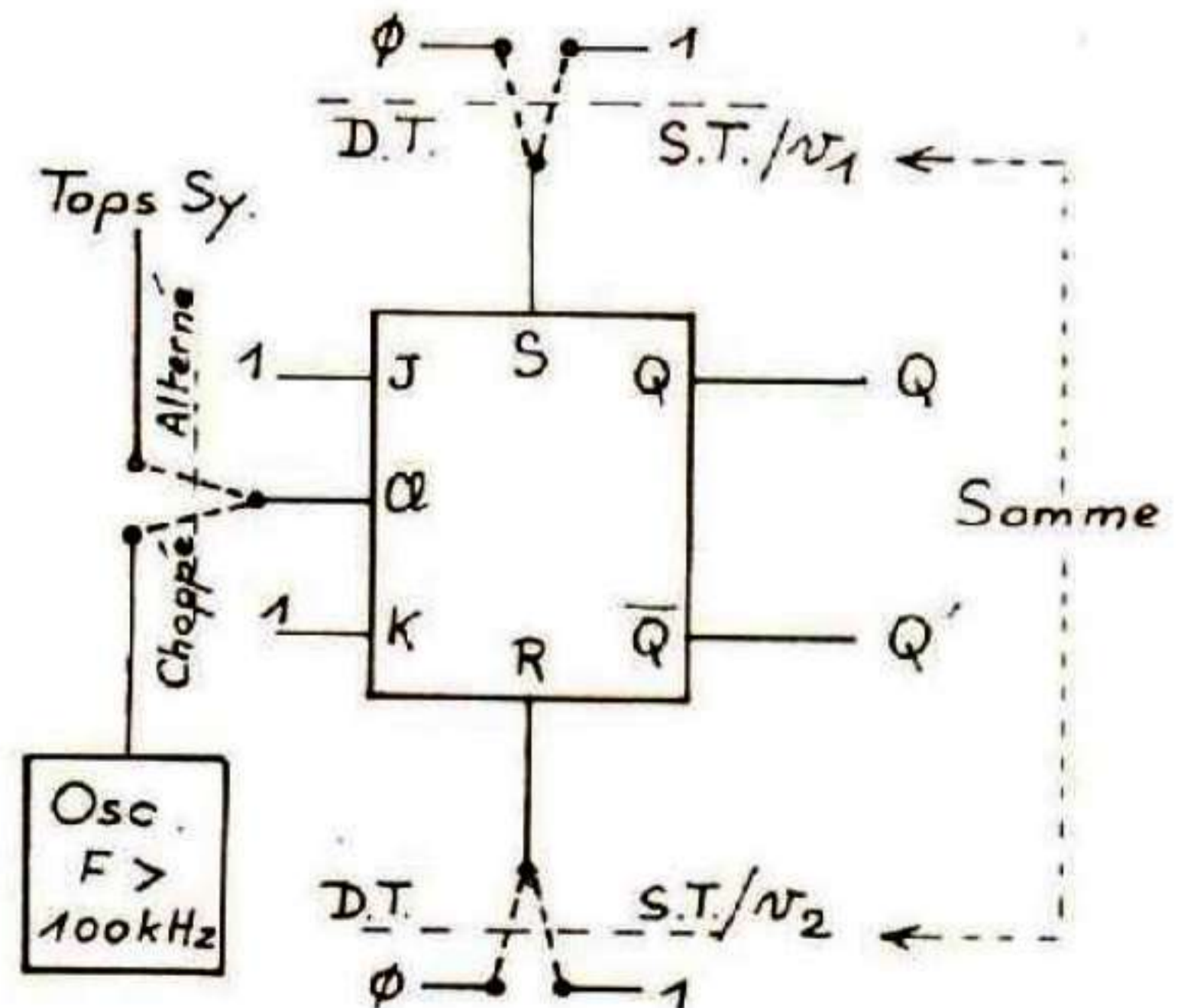


Fig. 7. - Combinaison des modes.

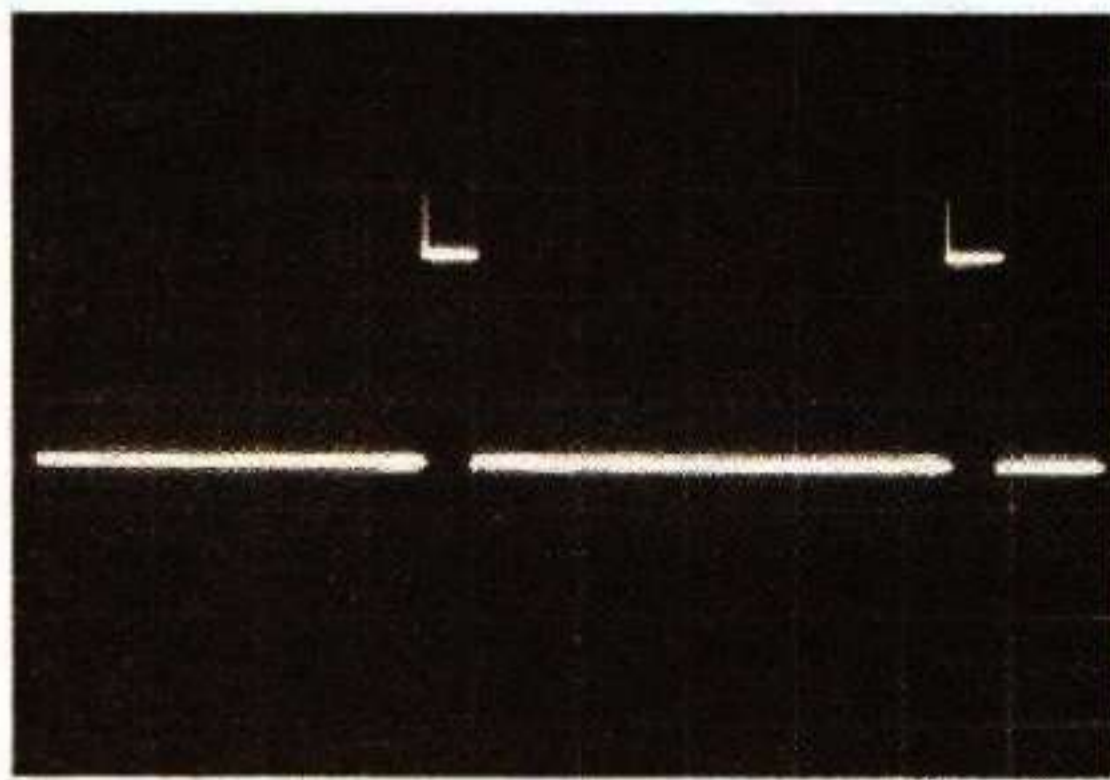


Photo A. – Impulsion TTL, issue d'un générateur de fonctions, observée en simple trace, voie 1.

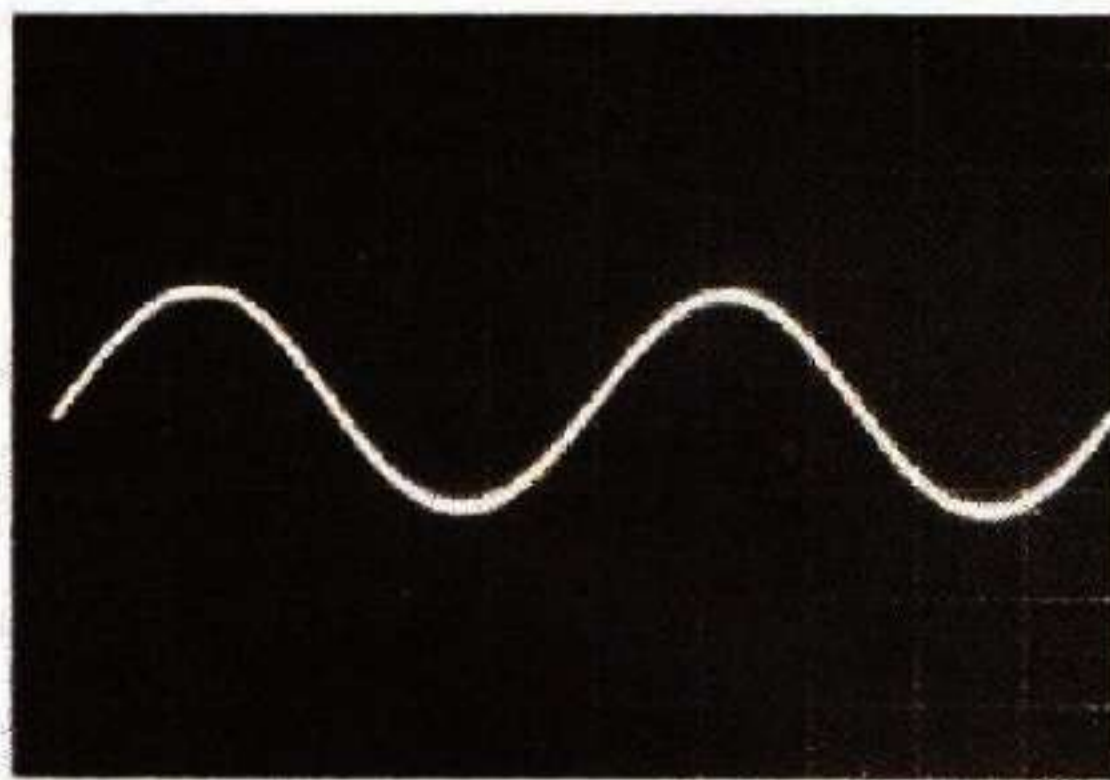


Photo B. – Signal sinusoïdal, issu du même générateur, observé en double trace, voie 2.

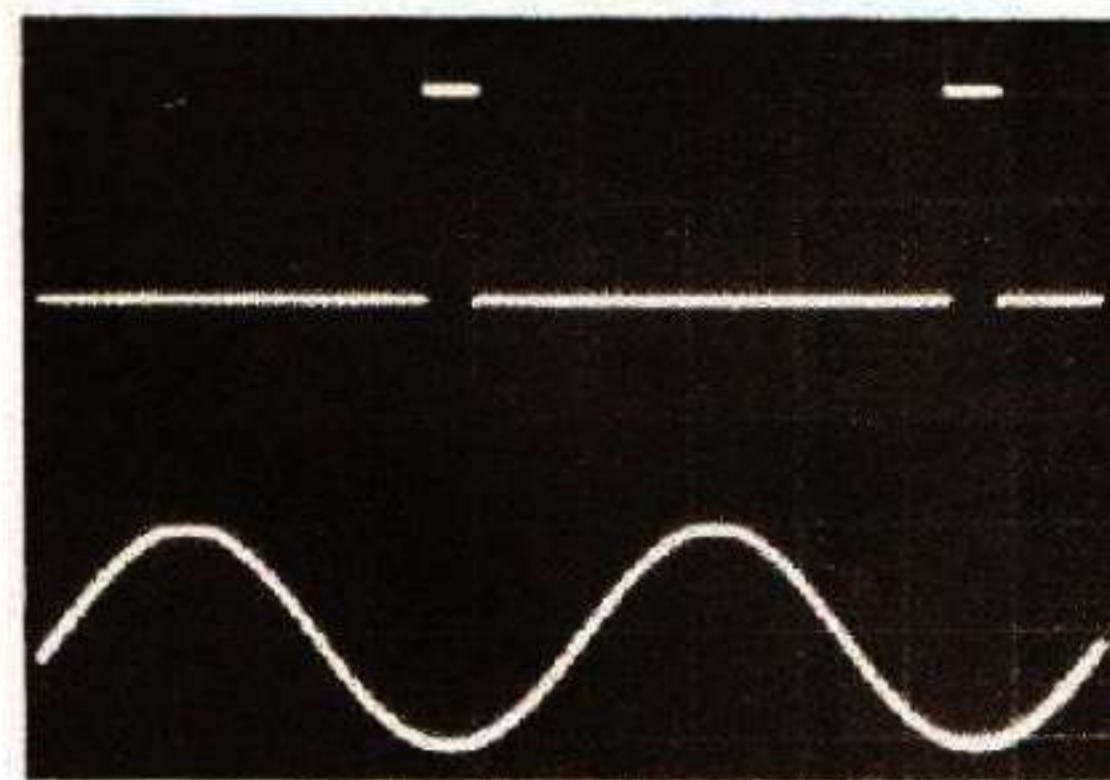


Photo C. – Les deux signaux A et B observés en même temps en double trace. On peut constater que l'impulsion correspond au minimum de la sinusoïde !

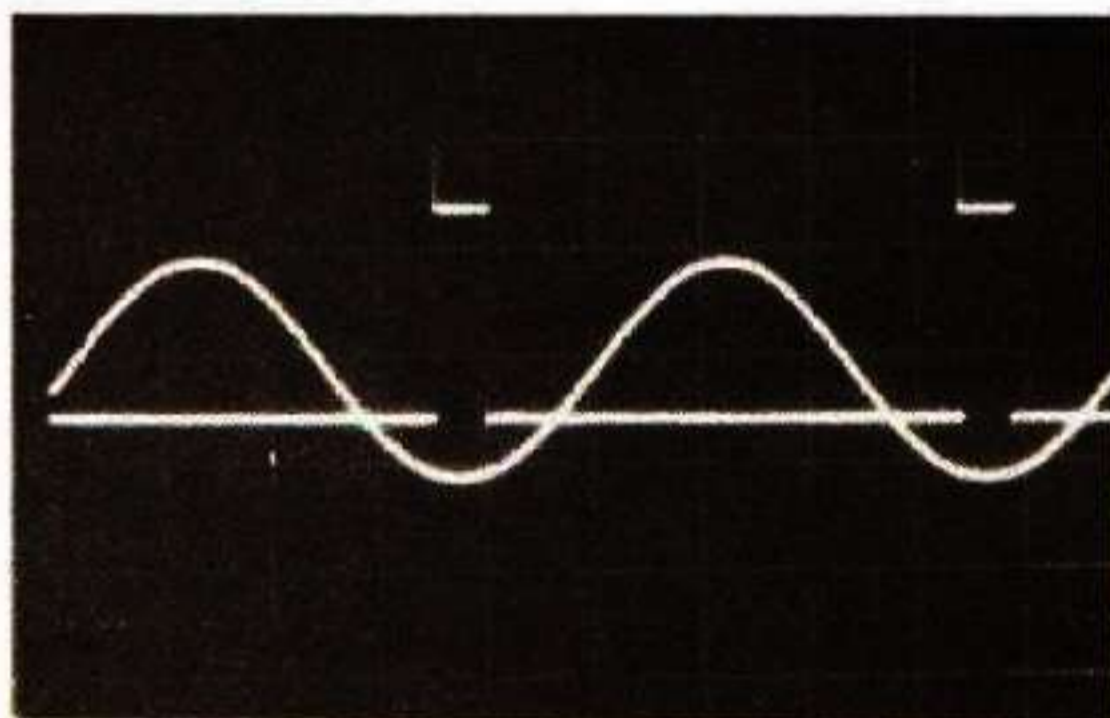


Photo D. – Même observation, avec cadrage différent montrant mieux la correspondance.

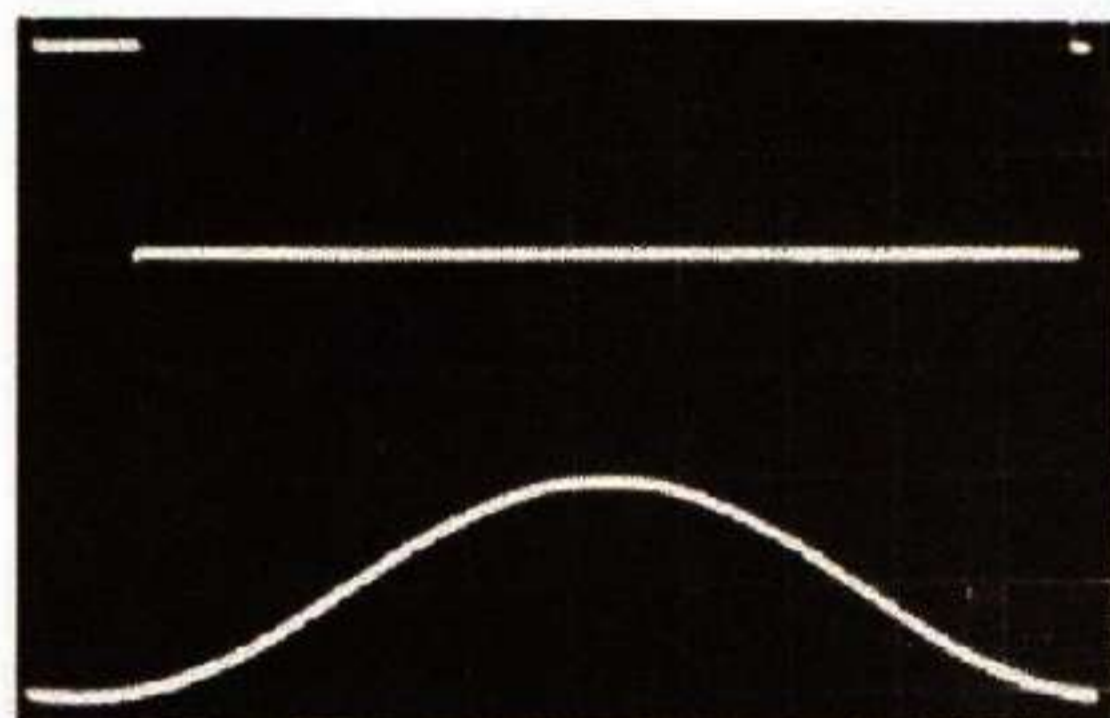


Photo E. – Pour A, B, C et D, la synchronisation se faisait en « Sy+ » sur la voie 2 (sinusoïde). Par contre, ici, on a « Sy+ en voie 1 », ce qui place l'impulsion en début de trace.

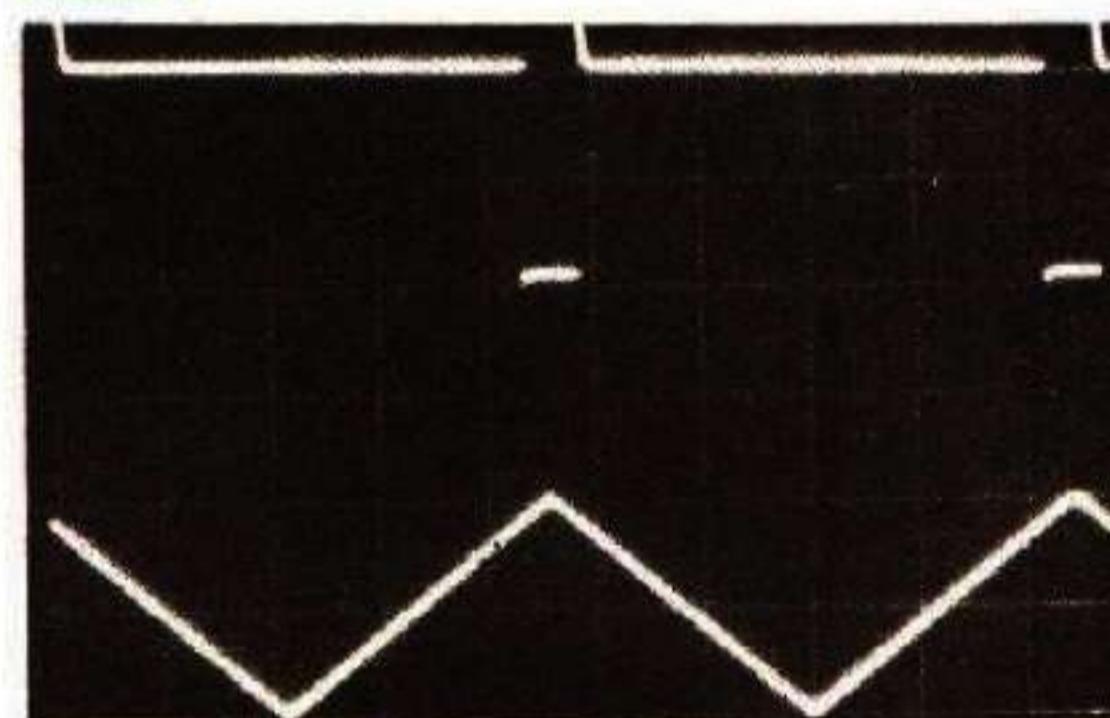


Photo F. – Impulsion TTL négative et signal triangulaire provenant du même générateur. Synchronisation : « Sy+, voie 1 », plaçant le front montant de l'impulsion en début de trace.

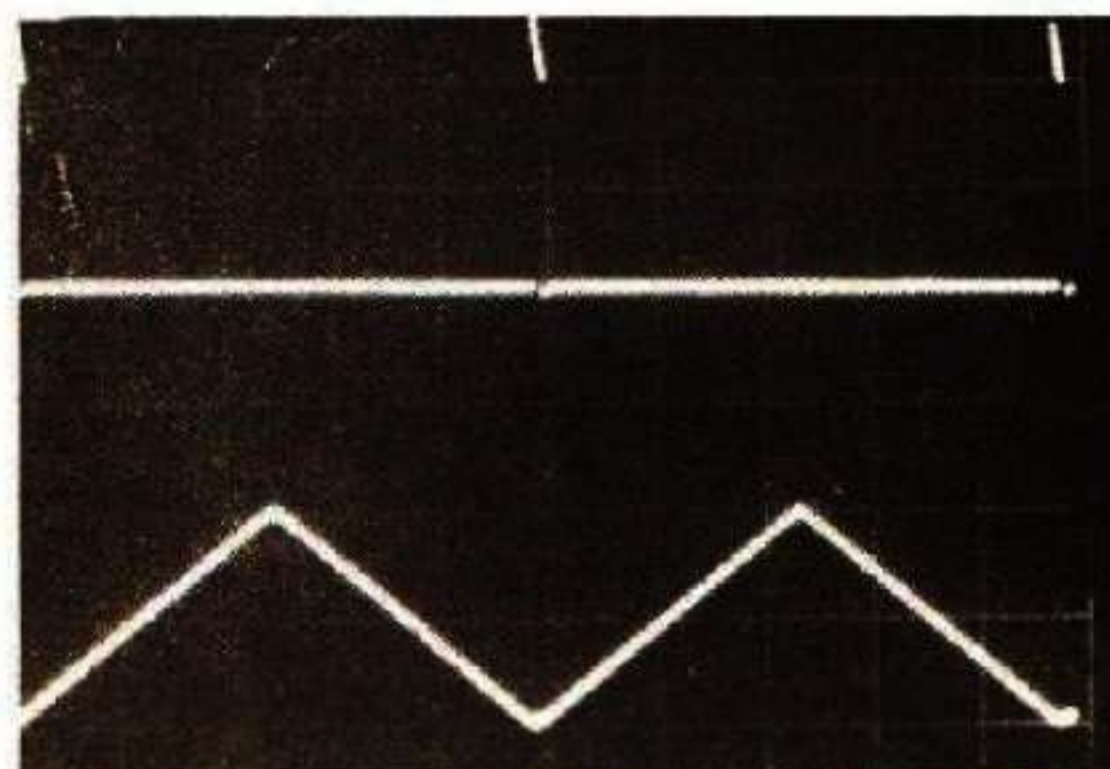


Photo G. – Triangle et impulsion TTL positive fine, montrant que celle-ci coïncide avec la pointe négative du triangle.

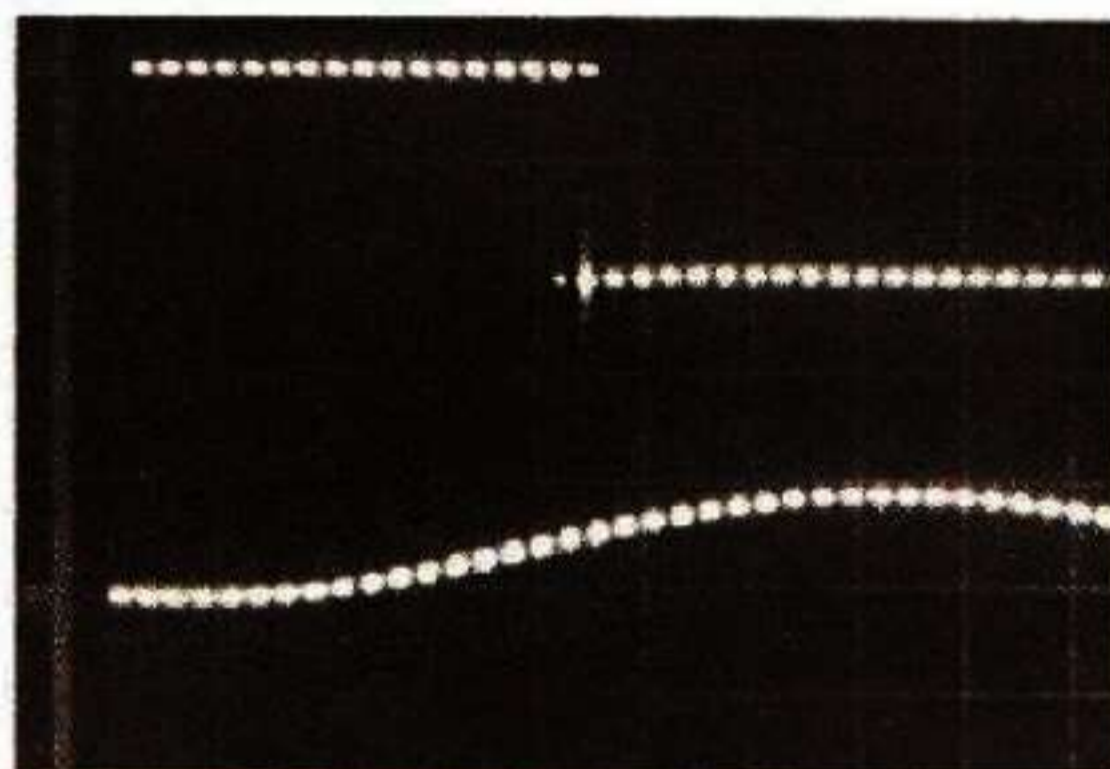


Photo H. – Mode choppé, avec synchronisation « anormale » faisant apparaître le découpage « en pointillé ».

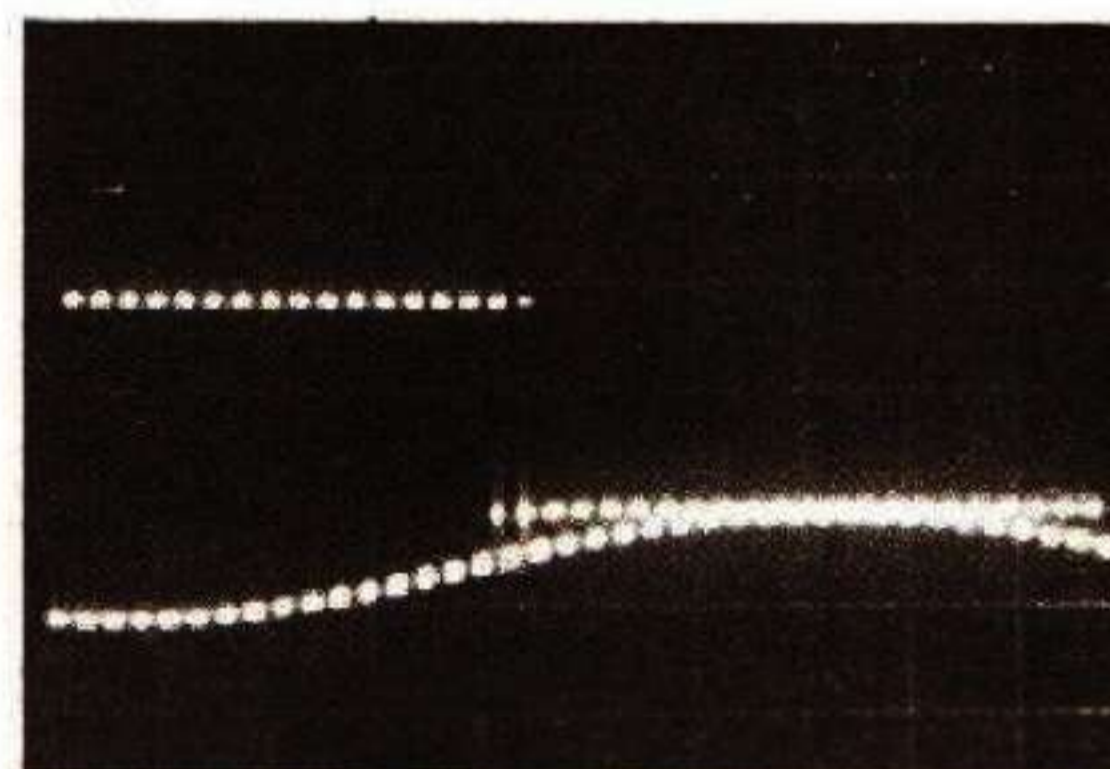


Photo I. – Un cadrage particulier des mêmes signaux montre très bien « l'imbrication » des pointillés.

somme, ce que nous verrons plus loin également. Nous avons regroupé ces modes dans le tableau suivant.

S	R	Q	Q'	Rem.
0	0	basculeur		2 traces
0	1	0	1	voie 1
1	0	1	0	voie 1
1	1	1	1	Somme

Dans le mode alterné, une trace suit l'autre, chacune occupant la moitié du temps global. Tant que le signal observé est à fréquence élevée, le balayage aussi et le passage d'une trace à l'autre assez rapide pour être totalement invisible. Par contre, dès que la fréquence de commutation diminue avec la fréquence du signal observé, ce passage devient visible, donnant une impression visuelle très désagréable. Ainsi, alors qu'en simple trace, le clignotement de la lumière n'apparaît qu'à partir de 5 ms/div., en alterné il

est déjà très visible à partir de 2 ms/div. Quand le balayage descend à 10 ms/div. et en dessous, on voit très bien le passage d'une trace à l'autre, et l'observation est quasi impossible !

Il faut alors avoir recours à une méthode toute différente. La bascule de commutation n'est plus commandée par les tops de la base de temps, mais par un oscillateur indépendant à fréquence assez élevée, de l'ordre de quelques centaines de kilohertz. Les traces vont alors être tracées en poin-

tillés, le spot écrivant un point (ou plus exactement un très court tronçon) de l'une, puis un point de l'autre, l'ensemble des points reconstituant les courbes (voir fig. 3). Par ailleurs, détail très important, la fréquence du découpeur est libre, totalement indépendante de celle des balayages. Elle n'est pas très stable. Ceci constitue un gros avantage, car les points des différentes traces ne retombent jamais exactement au même endroit, d'un balayage à l'autre. Dans ces conditions, points et trous d'un tracé se mélangent allègrement, donnant une parfaite illusion de trait continu. On remarquera d'ailleurs que le prélèvement des signaux synchronisants se fait **avant** le découpage et que le déclenchement en est tout à fait indépendant. Les réglages aboutissant aux oscillogrammes des photos H et I sont en fait très difficiles à obtenir et constituent plutôt des anomalies de synchronisation, heureusement exploités dans le cas des photos, pour vous montrer le mode de découpage du « chopper » ! Voir plus loin.

Le mode *choppé* permet de descendre aussi bas en fréquence de balayage que le nécessite l'observation. Aucun scintillement supplémentaire n'étant ajouté à celui naturel provoqué par la rémanence plus ou moins limitée de la couche fluorescente de l'écran.

A ce sujet, ouvrons une parenthèse pour signaler que l'observation des signaux très lents est quasi impossible avec un oscilloscope ordinaire. Le spot se suivant du regard, sans laisser de trace derrière lui et donc sans tracer de courbe bien visible. Résultat presque identique à celui d'un stylo à bille usé qui se déplace sur le papier sans laisser aucun tracé !

Pour observer de tels signaux, il faut utiliser des moyens spéciaux :

– **Oscilloscope à rémanence longue.** Le tube cathodique est à écran spécial gardant la luminosité plusieurs secondes après le passage du spot. Ainsi le tracé des courbes reste-t-il visible, même avec un spot très lent. Malheureusement, de tels tubes sont inutilisables avec les signaux rapides. Il faut donc mobiliser un oscilloscope particulier pour ce type d'observation.

– **Oscilloscope à tube à mémoire.** Le tube cathodique est très spécial. Un dispositif très particulier fait que UNE trace peut rester visible plusieurs heures si on le désire. Une électrode d'effacement vidant l'écran quasi instantanément. Ces oscilloscopes permettent donc non seulement d'observer des signaux quelle que soit leur lenteur, la trace du spot étant indélébile en mode *mémoire*, mais aussi des signaux rapides non répétitifs ! On peut aussi s'en servir en observation normale. En effet, il suffit alors d'envoyer, juste avant d'écrire une nouvelle trace, un ordre d'effacement de la trace précédente. On fabrique à l'heure actuelle des tubes à *mémoire à transfert*, capables de visualiser des signaux de 400 MHz ! Ces tubes peuvent capter en **un seul passage** des impulsions de durée de l'ordre de la nanoseconde avec un très bon contraste et une mémoire de longue durée. Hélas, ces tubes sont très coûteux et pas du tout compatibles avec nos budgets d'amateurs ! C'est bien dommage !

– **Oscilloscope à mémoire numérique.** Dans ce cas, l'oscilloscope est normal mais il est muni d'un bloc mémoire analogue à celui d'un ordinateur et dans lequel les signaux sont conservés pour exploitation ultérieure.

On peut alors les visualiser comme on l'entend ! Toutefois, on affronte alors le conflit classique *analogique-digital*. Les signaux observés sont analogiques. Il faut les convertir en numériques pour les mémoriser. Sortis de la mémoire, il faut les reconvertir en analogiques pour pouvoir les visualiser.

La technique est en tout cas parfaite pour les signaux lents ou peu rapides. Par contre, elle est très difficile avec les signaux à fréquence élevée. On bute alors sur les questions insolubles des délais de propagation des mémoires et des convertisseurs ! A condition d'y mettre le prix (eh oui, c'est toujours le même refrain !), on peut trouver des oscilloscopes complets dits à **mémoire numérique** très performants. On trouve aussi des blocs mémoire à connecter sur un oscilloscope ordinaire.

Nous vous signalons tout bas et sous le sceau du secret que nous avons dans nos cartons le projet d'un tel bloc mémoire ! Wait and see !

Pour en revenir au mode *choppé*, signalons donc qu'il faut le réserver en principe à l'observation des signaux de basse fréquence, inférieure à quelques dizaines de hertz. En effet, dès que les fréquences des signaux sous test atteignent ou dépassent celle du découpeur, de curieuses images peuvent apparaître, telles celles des photos H et I, lesquelles, si elles sont pédagogiques, n'en restent pas moins très gênantes en utilisation normale !

Pour conclure :

- en dessous de quelque 100 Hz, utiliser le mode **choppé**.
- au-dessus de 100 Hz, utiliser le mode **alterné**.

F. THOBOIS

# (VII) PRATIQUE DE LA MESURE L'OSCILLOSCOPE

Nous avons étudié, le mois dernier, le fonctionnement des voies Y de l'oscilloscope, en parlant plus particulièrement des appareils Double trace. Rappelons à ce sujet les deux modes de fonctionnement possibles :

– Mode alterné, dans lequel un balayage sur deux est réservé à une trace complète : par exemple les balayages pairs tracent le signal 1 et les balayages impairs tracent le signal 2. Le mode alterné n'est possible que pour des signaux à fréquence assez élevée, pour que la commutation de trace

ne donne pas un clignotement désagréable des luminosités.

– Mode choppé, où les traces sont dessinées point par point : un point de l'une, puis un point de l'autre et ainsi de suite. Convenant parfaitement pour les signaux à fréquence basse, il recule fortement le seuil de clignotement : à ne pas utiliser par contre avec les fréquences élevées !

Nous allons continuer, ce mois, en donnant quelques particularités d'emploi des oscilloscopes double trace !

## 1. Mode Somme

Normalement les deux voies d'un bicourbe sont bien distinctes, chaque voie ayant son indépendance. Pourtant il est possible d'associer les deux entrées dans le mode dit **Somme**. Tout simplement parce que, dans ce cas, les signaux des deux voies sont mélangés, plus exactement additionnés. On obtient ce mode en activant simultanément les deux voies, donc en faisant  $Q = Q' = 1$ , dans le schéma du mois dernier. Dans cette configuration, le signal visualisé est la somme algébrique des deux signaux. Si on appelle  $Y_1$  et  $Y_2$  ces signaux, on a alors :

$$Y = Y_1 + Y_2.$$

C'est ce que nous avons illustré dans les photos A à D.

– **En A**, un signal  $Y_1$  sinusoïdal observé seul, en simple trace, voie 1.

– **En B**, un signal  $Y_2$  rectangulaire de même fréquence et synchrone du premier. (Ils sont tous deux issus du même générateur de fonctions). Simple trace, canal 2.

– **En C**, les deux signaux sont vus en même temps, en mode double trace alterné. Les deux signaux ne sont pas séparés par la commande de cadrage. Remarquer que l'oscillogramme B est synchronisé par le signal sinusoïdal. (canal 2 visualisé, synchronisé par le canal 1). Noter aussi que les deux signaux sont en opposition de phase : les paliers positifs du rectangulaire coïncidant avec les alternances négatives de la sinusoïde.

– **En D**, passage en mode Somme. On voit alors un curieux mélange de  $Y_1$

et de  $Y_2$  : c'est  $Y_1 + Y_2$  ! A chaque instant le niveau du spot étant la somme des deux signaux. Il est facile de retrouver à chaque fois la composante rectangulaire et les « morceaux » de sinusoïde !

Signalons que, en mode Somme, les deux commandes de cadrage agissent toujours, mais ont toutes deux le même effet : elles décadrent l'ensemble obtenu et n'agissent plus sur les signaux séparés.

Nous pouvons profiter de l'occasion pour mettre en œuvre une autre possibilité de l'oscilloscope : l'**inversion de sens** ! C'est la commande souvent marquée « Pull to Invert » qui active cette fonction dont le mécanisme est illustré par la figure 1. Dans ce cas, le signal est inversé. Comme on le constate dans la figure, c'est très simple : il

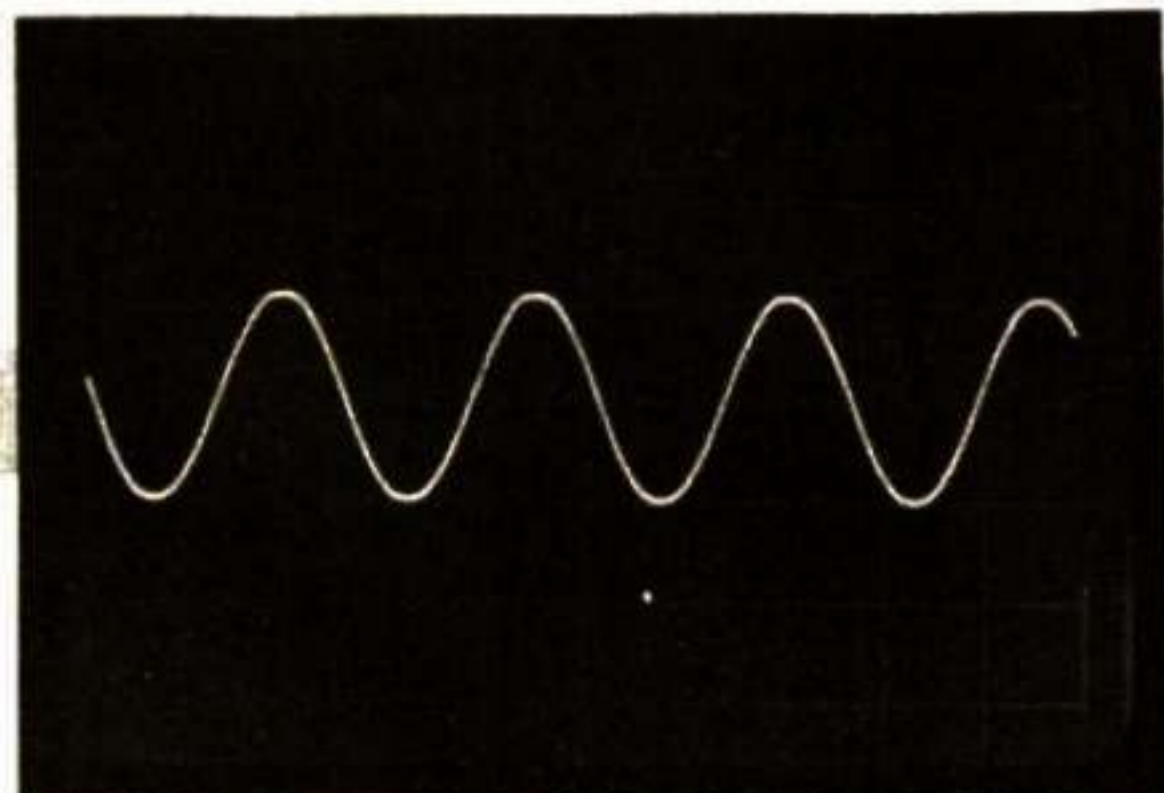


PHOTO A. – Sinusoïde seule.  
Voie 1. Simple trace.

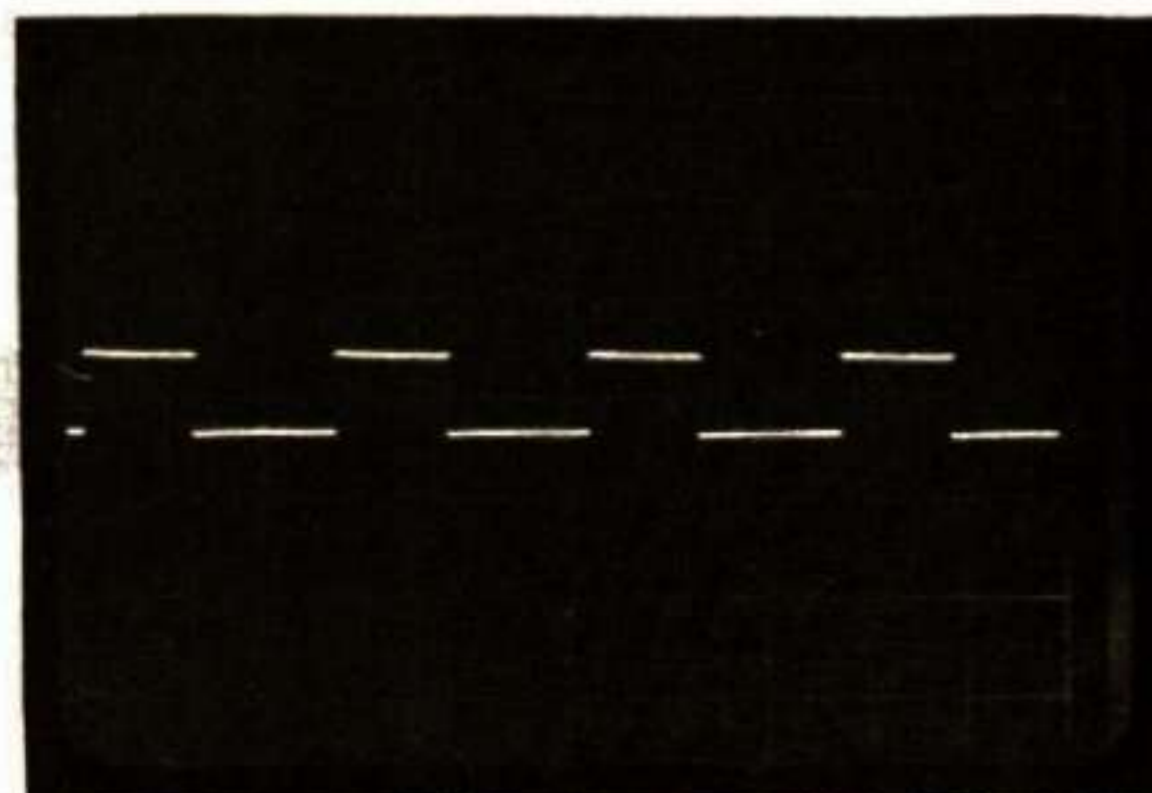


PHOTO B. – Signal rectangulaire  
synchrone de A. Voie 2. Simple trace.

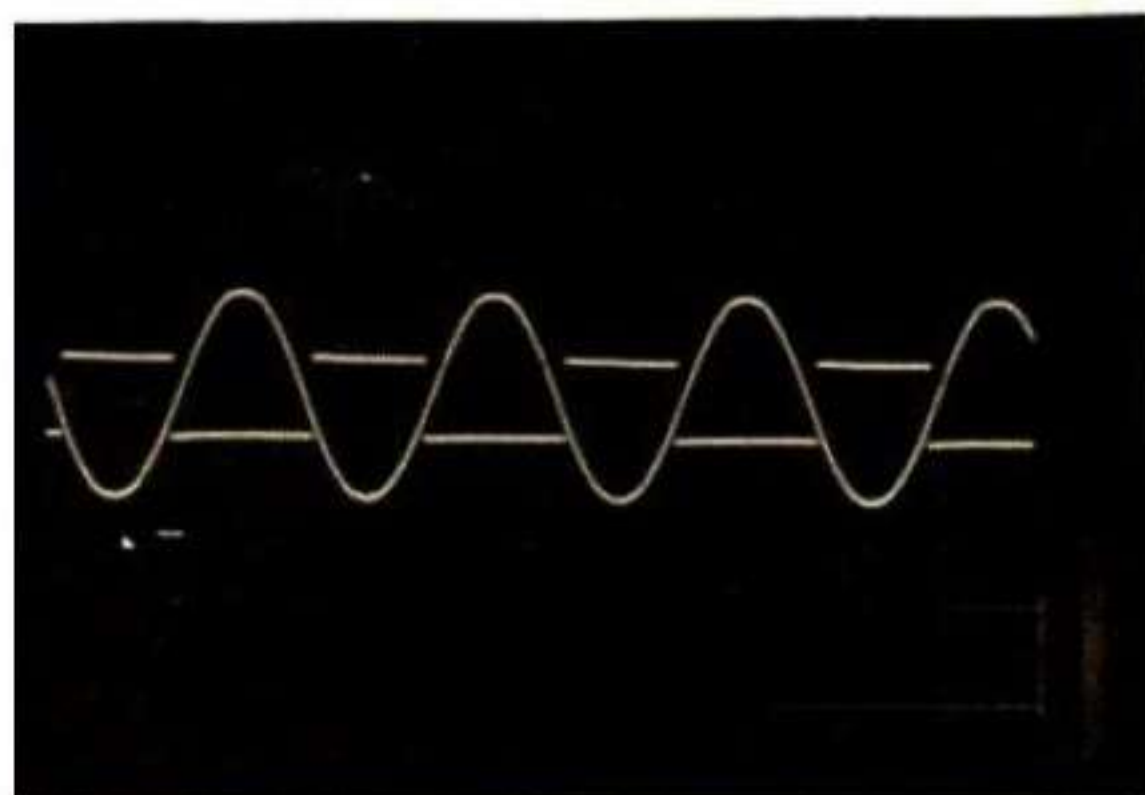


PHOTO C. – Signaux A et B vus en double trace. Mode alterné. Pas de décadage.

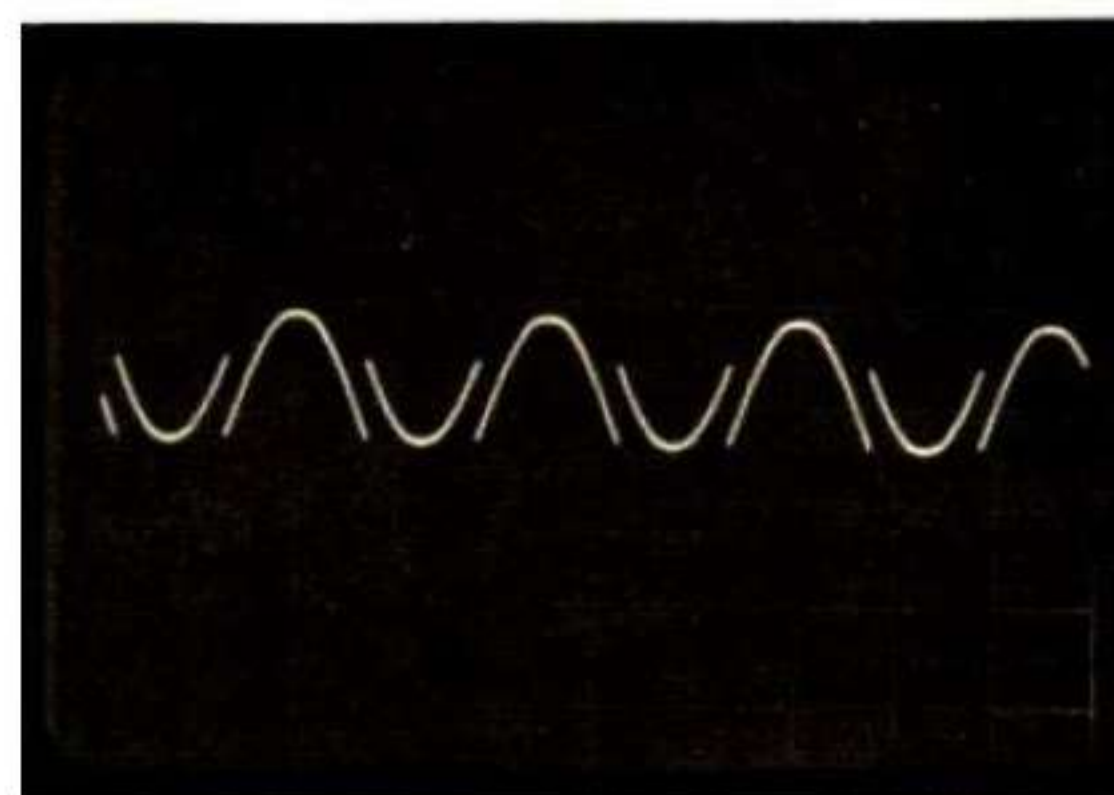


PHOTO D. – Les voies 1 et 2 sont additionnées, en mode Somme.

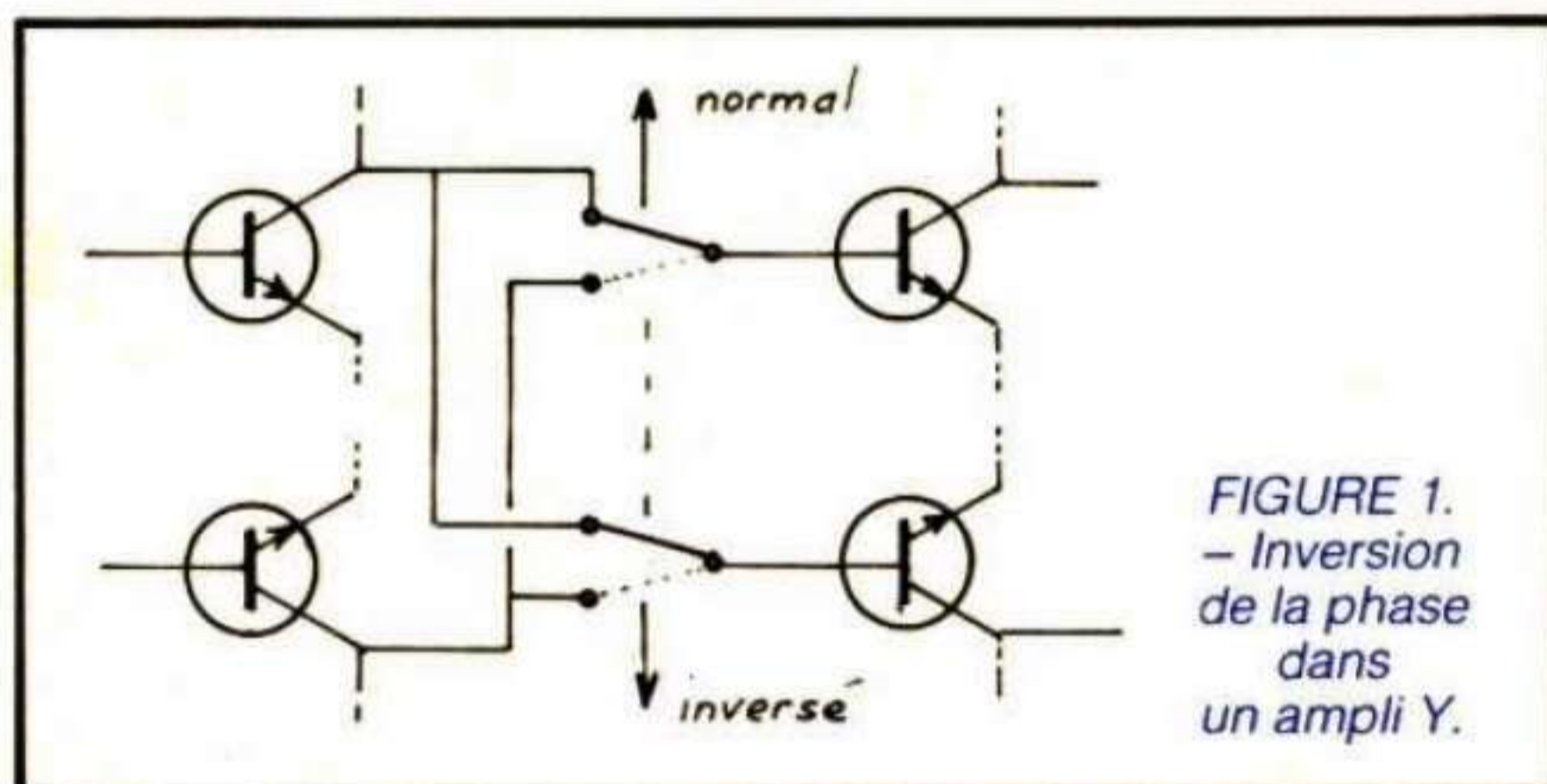


FIGURE 1. – Inversion de la phase dans un ampli Y.

suffit de croiser les liaisons pour obtenir le signal à l'envers sur l'écran de l'oscillo ! En général, un seul des amplis possède cette particularité. Cependant, ils l'ont parfois tous les deux. Actionnons donc cette commande d'inversion, présente sur le canal 2. Les deux signaux qui étaient en opposition de phase se retrouvent en phase, sur l'écran, et on a l'image illustrée par la photo E !

Nous obtenons cette fois :  $Y = Y_1 + (-Y_2)$ , soit  $Y = Y_1 - Y_2$  ce qui correspond donc au mode **Différence**.

Il faut bien avouer que les modes en question sont d'un emploi relativement peu fréquent. Ils autorisent cependant dans certains cas des artifices intéressants.

– **Comparaison de deux signaux synchrones**

Si deux signaux sont égaux, à tous points de vue, leur différence est nulle. Si  $Y_1 = Y_2$ , alors  $Y_1 - Y_2 = 0$ .

Envoyons  $Y_1$  en canal 1 et  $Y_2$  en canal 2. Passons en mode Somme, canal 2 inversé. Le résultat doit être une parfaite horizontale si les deux si-

gnaux sont identiques et les gains des deux voies égaux.

Par exemple, pour tester un amplificateur, nous pouvons utiliser cette méthode :  $Y_1$  est alors le signal injecté à l'entrée de l'amplificateur sous test et  $Y_2$  celui récupéré en sortie. Dans l'absolu, les deux signaux doivent avoir la même forme, (distorsion harmonique nulle), la même phase, (distorsion de phase nulle), mais ils n'auront probablement pas la même amplitude si le qualificatif « amplificateur » mérite bien son nom !

Pour tester les signaux en mode Différence, il faudra donc diminuer le gain du canal 2, à l'aide du commutateur de sensibilité. Toutefois, il est hautement probable qu'aucune position de ce commutateur ne sera la bonne : l'une donnant  $Y_2$  un peu grand et la suivante  $Y_2$  un peu trop petit.

Cet exemple va nous permettre d'introduire une nouvelle commande des amplificateurs verticaux : le **vernier de gain**.

En jouant sur ce réglage, normalement encliqueté, on détruit le calibrage des positions du commutateur, mais on peut régler le gain de manière analogique et ainsi trouver la valeur idéale recherchée ci-dessus.

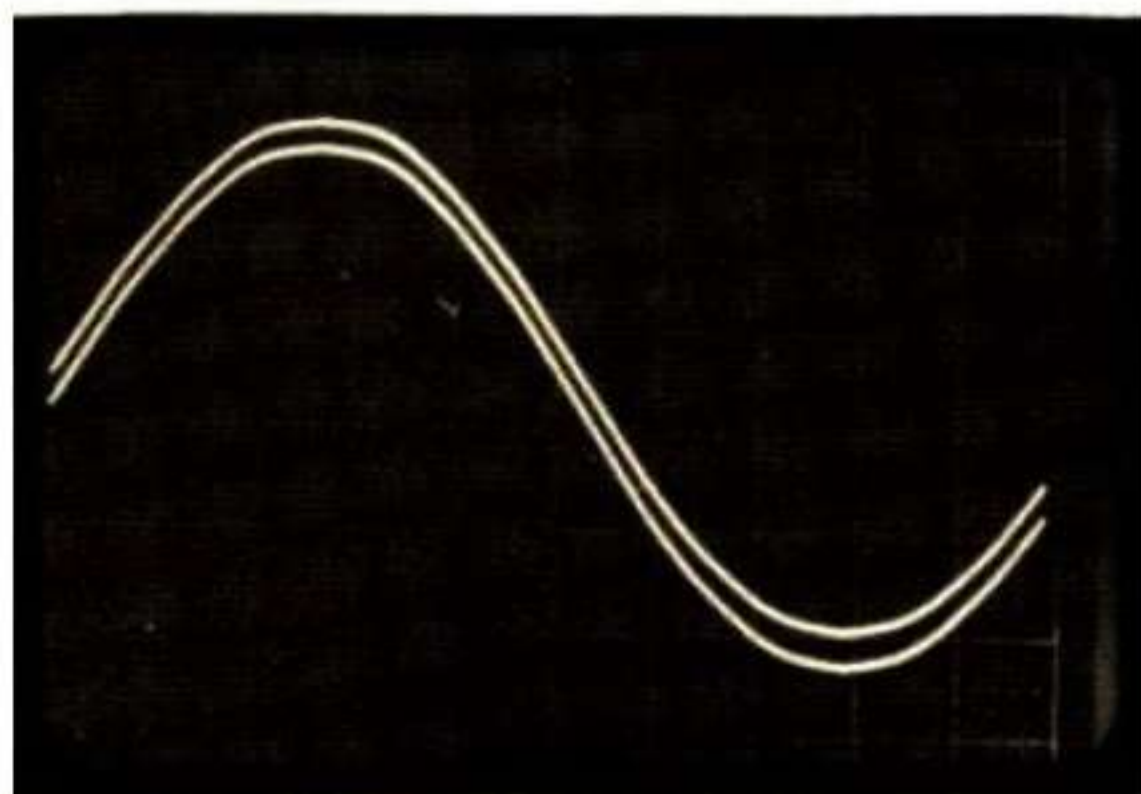


PHOTO G. – Les deux sinusoïdes sont presque superposées et confondues !

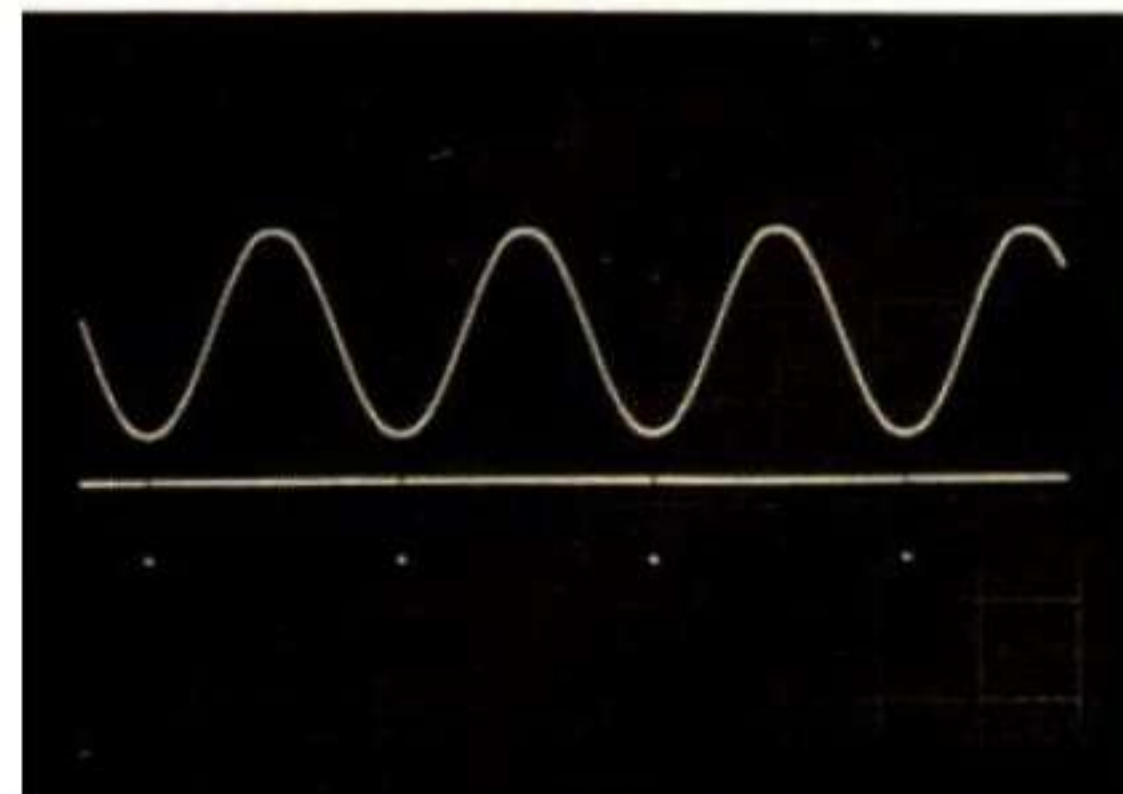


PHOTO H. – Vue en double trace d'une sinusoïde et d'un train d'impulsions synchrones.

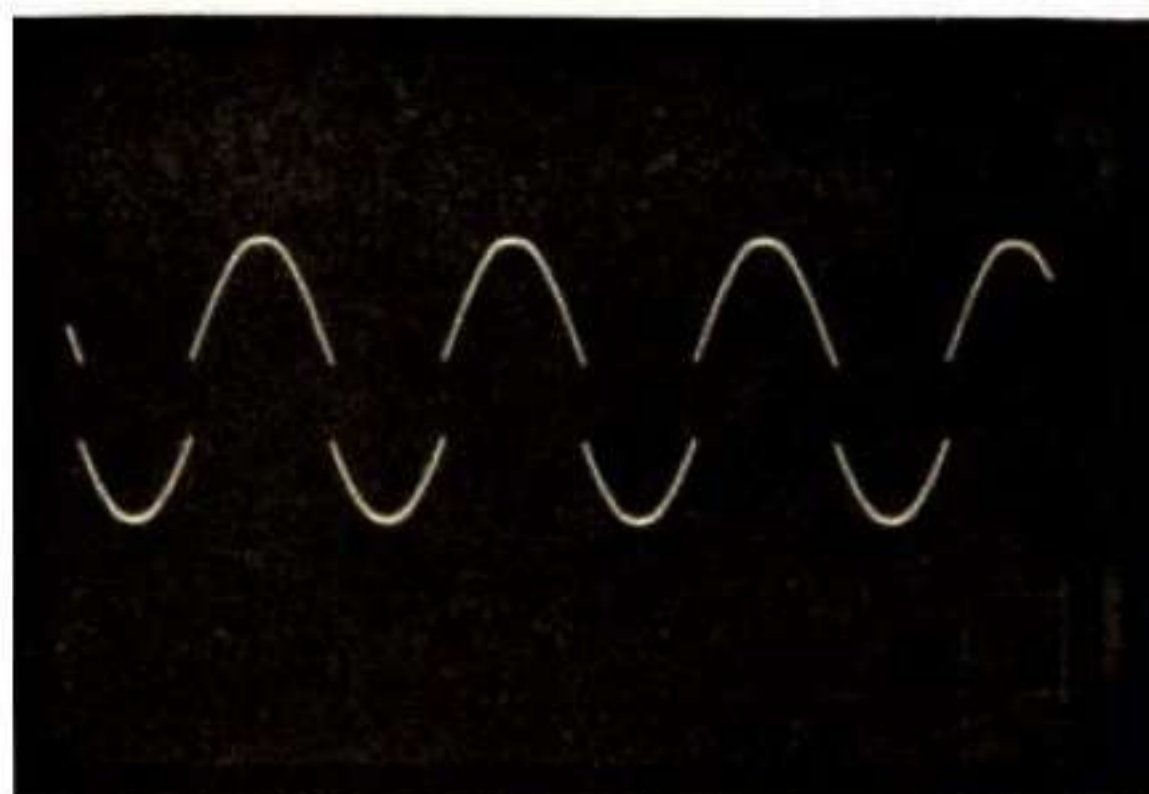


PHOTO E. – L'inversion de sens, sur la voie 2, permet de transformer le mode Somme en mode Différence.

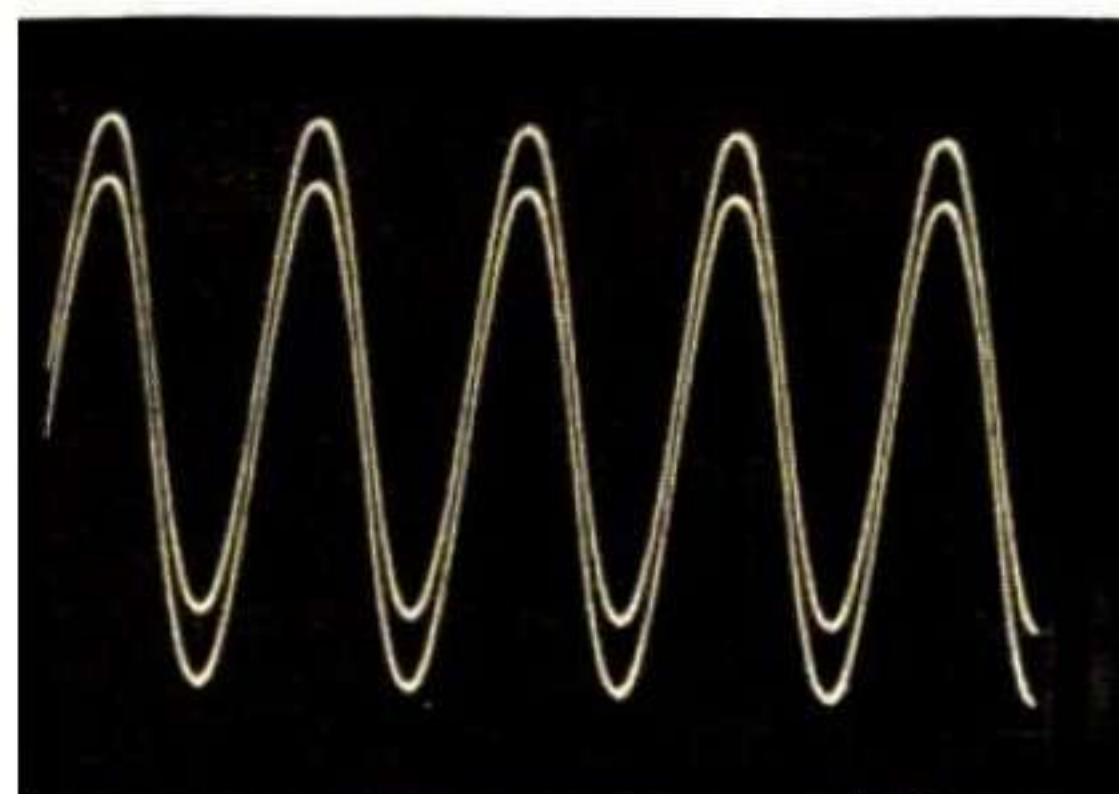


PHOTO F. – Comparaison de deux sinusoïdes par la méthode de superposition.

Ne pas oublier de remettre le vernier en position « Calibré » après usage. Faute de quoi vos mesures ultérieures seraient fausses en amplitude !

**NB.** La méthode de comparaison de signaux par le mode Différence est efficace mais peut-être moins spectaculaire que la simple observation en double trace : c'est ce que nous avons illustré avec les oscillogrammes **F** et **G**. Les deux sinusoïdes à comparer sont amenées en superposition, d'abord par action sur les niveaux de gain des amplificateurs, puis par les cadrages. Fignolage par le vernier de gain de l'un des amplis ! On amène ainsi progressivement les traces l'une sur l'autre. L'oscillogramme **G** étant photographié juste avant cette fusion ultime ! A condition que les signaux soient exactement de même forme, cela s'entend... et se voit mieux encore.

### – Marquage d'une courbe

Mais restons encore en mode Somme, avec les oscillogrammes **H**, **I** et **J**.

**EN H**, notre sinusoïde **A** et des impulsions négatives synchrones. Mode Double trace alterné !

**En I**, mode Somme. Voici la sinusoïde agrémentée de **pips** de marquage. **En J**, mode Différence. Les

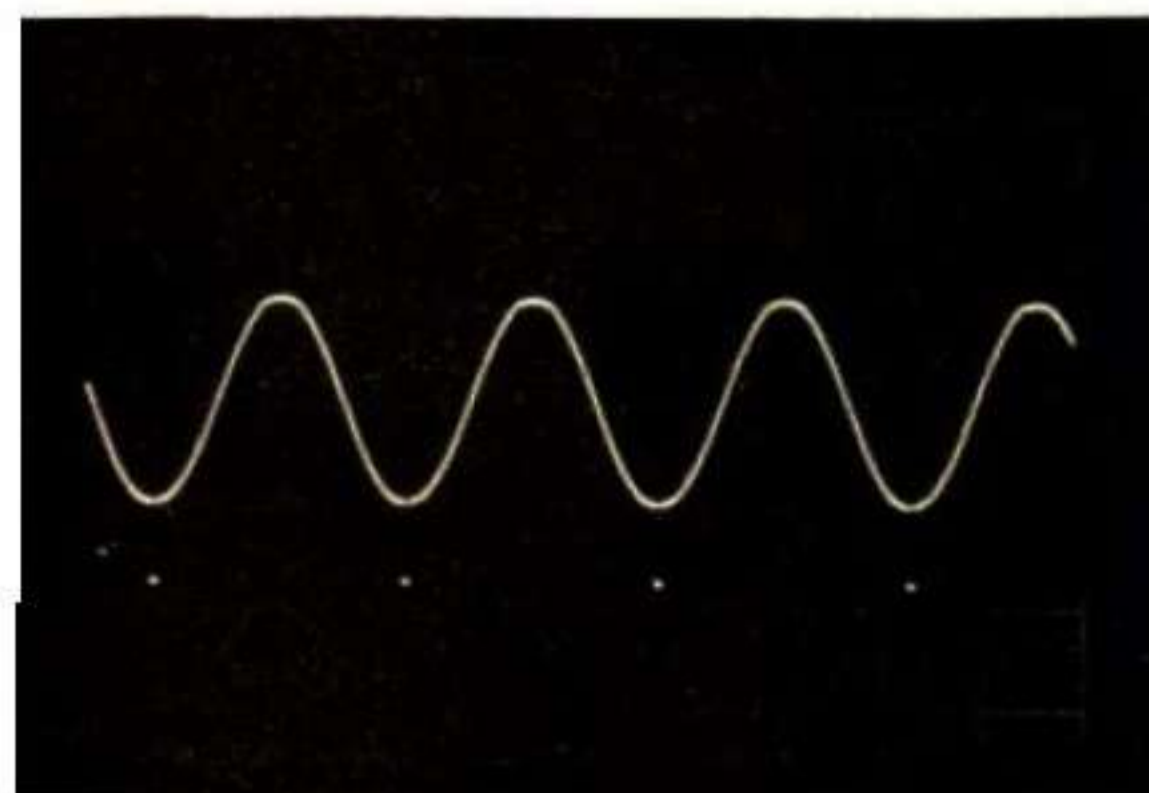


PHOTO I. – En mode Somme, marquage de la sinusoïde par impulsions négatives.

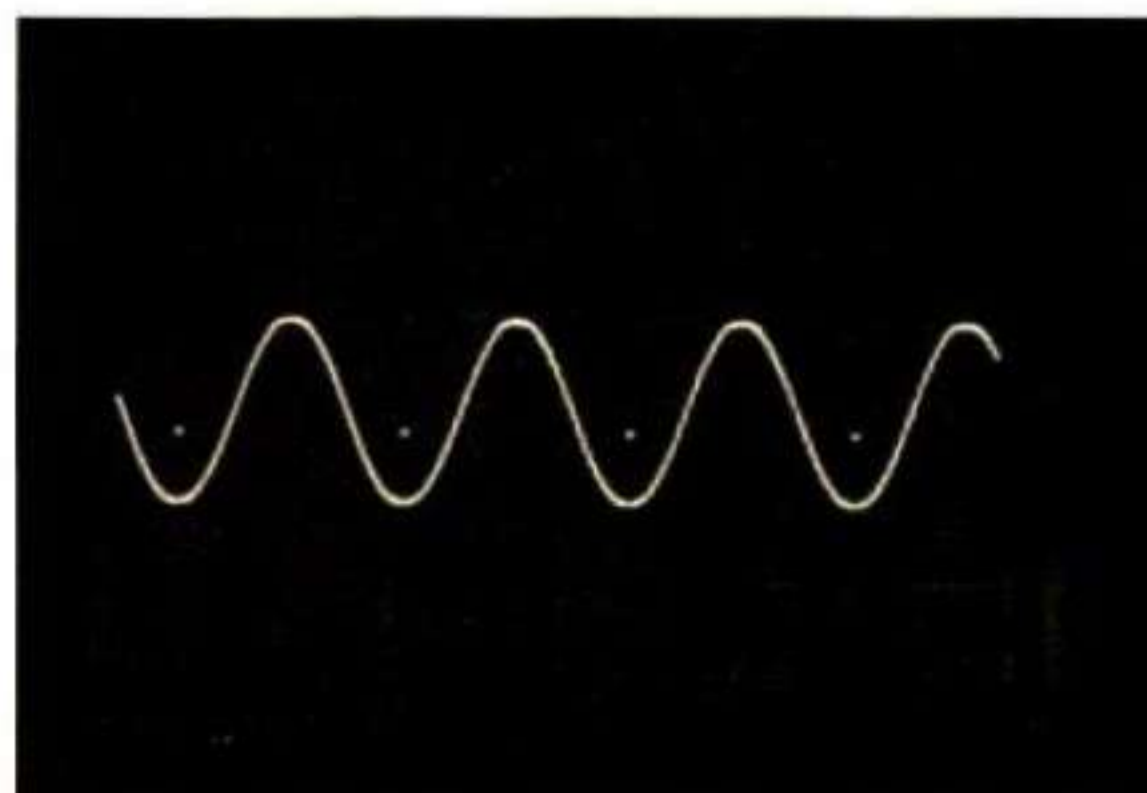


PHOTO J. – En mode Différence, le marquage se fait avec des impulsions positives.

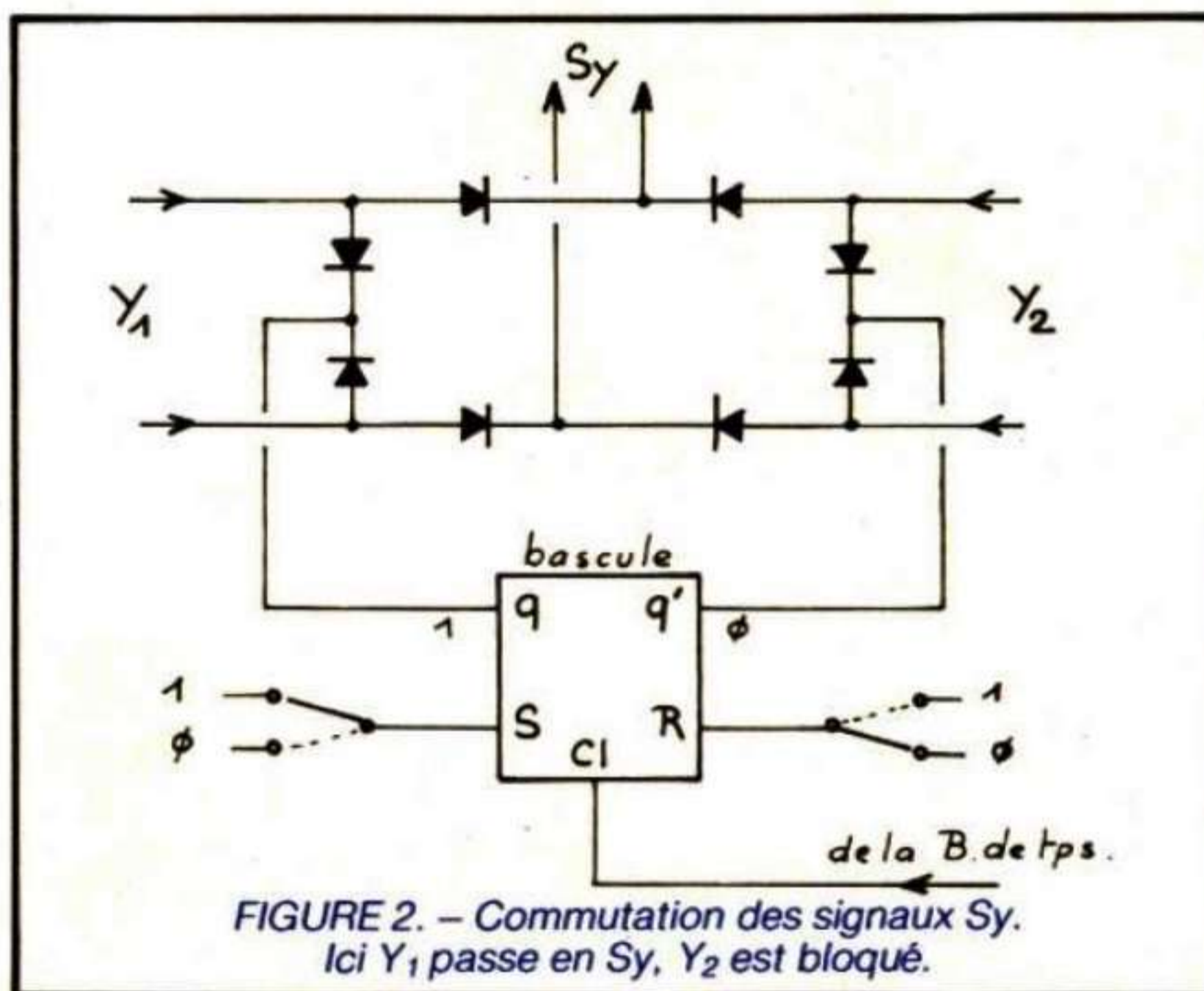


FIGURE 2. – Commutation des signaux  $S_y$ . Ici  $Y_1$  passe en  $S_y$ ,  $Y_2$  est bloqué.

pips sont cette fois dans le sens positif.

Voilà sans doute une possibilité intéressante pour marquer une courbe ! On peut exploiter aisément cette astuce dans la conception d'un **wobulateur** ! Attention, il est impératif que les signaux soient parfaitement synchrones.

## 2. Synchro alternée

Dans un oscilloscope double trace, le choix du signal synchronisant peut se faire :

- sur la voie 1,
- sur la voie 2,
- sur les deux voies alternées.



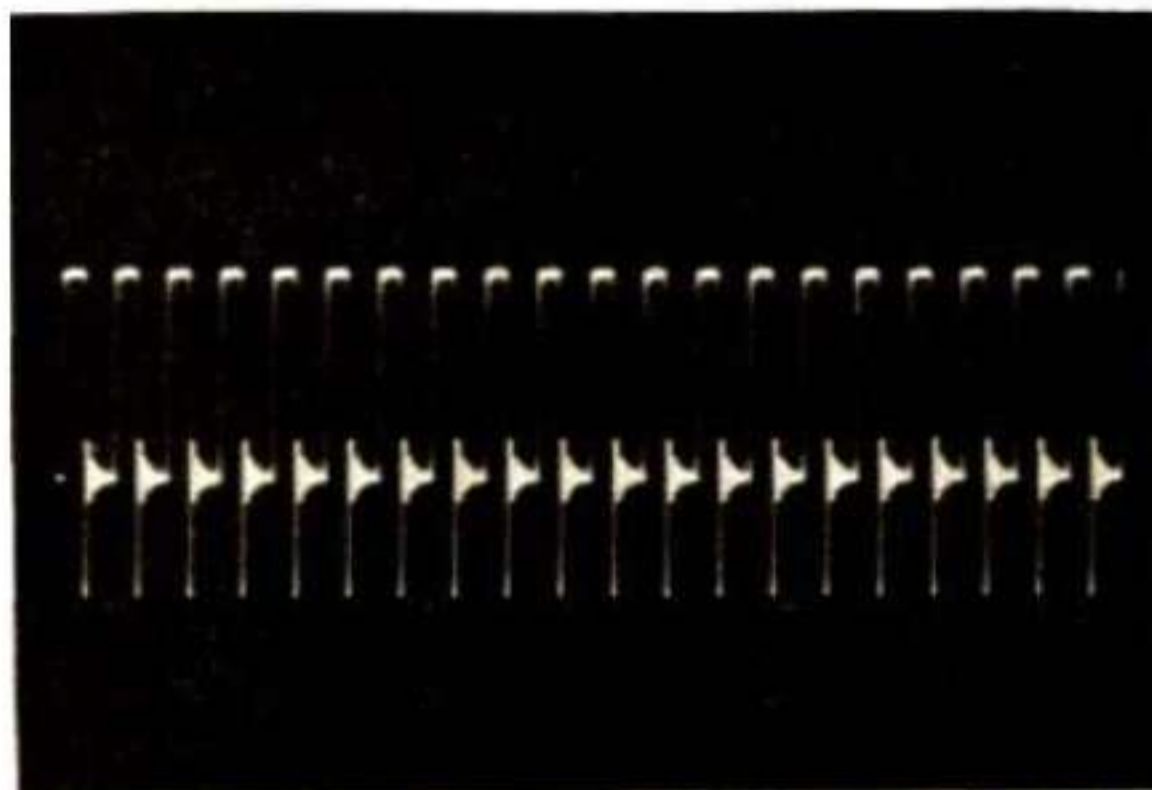


PHOTO K. – Signal 2 MHz issu d'un pilote à quartz 20 MHz et diviseur par 10.

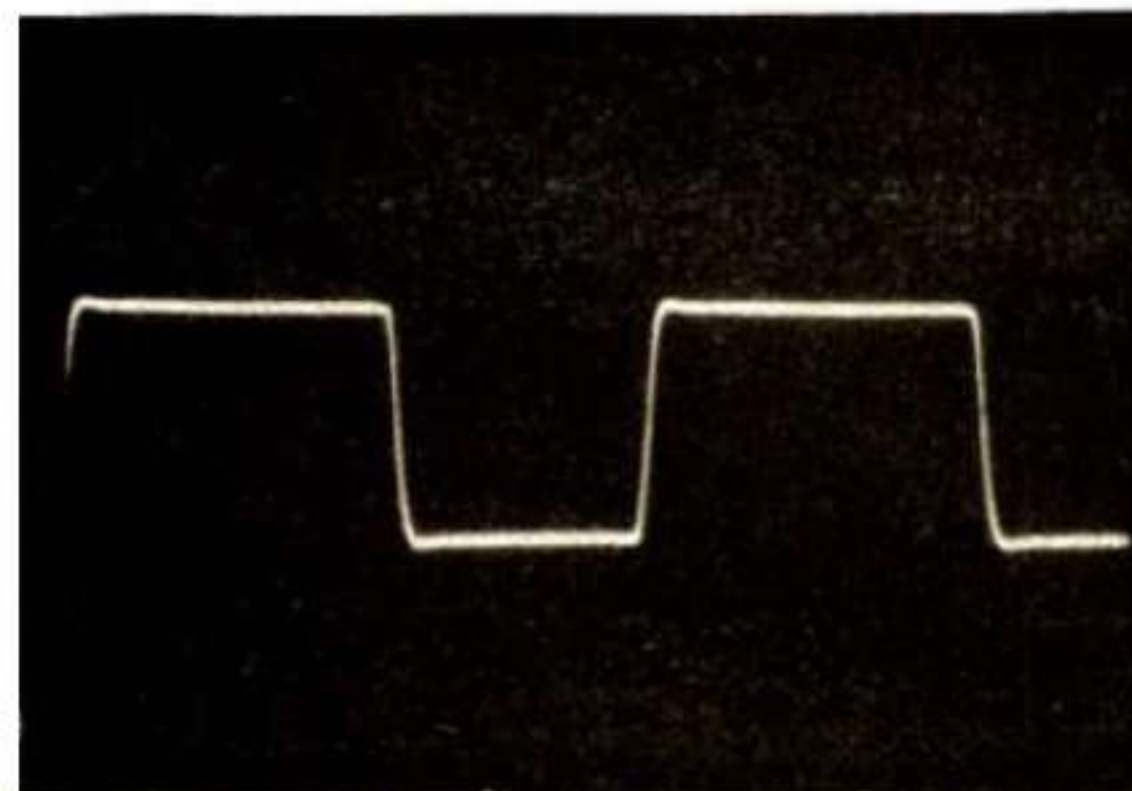


PHOTO L. – Signal rectangulaire issu d'un générateur variable et de fréquence inconnue.

En d'autres termes, les signaux dérivés des amplificateurs de voies et destinés à assurer le déclenchement de la base de temps traversent un commutateur à diodes identique à celui des signaux de voies. Voir l'article du mois dernier. La figure 2 montre le schéma possible pour cette fonction.

– Si  $q = 1$  et  $q' = 0$ , la voie 1 passe en sortie  $S_y$  et assure la synchronisation. La voie 2 est bloquée.

– Si  $q = 0$  et  $q' = 1$ , c'est le contraire.

Les niveaux complémentaires  $q$  et  $q'$  sont encore donnés par une bascule :

– Si  $S = 1$  et  $R = 0$  (cas du dessin), la bascule est en fonction SET donnant :  $q = 1$  et  $q' = 0$ , quelle que soit l'action sur l'entrée horloge. ( $C_1$ ).

– Si  $S = 0$  et  $R = 1$ , la bascule est bloquée, avec  $q = 0$  et  $q' = 1$ .

– Si  $S = R = 0$ , la bascule est sensible aux impulsions d'horloge et change d'état à chaque front actif. Celles-ci proviennent de la base de temps. Nous aurons pour les balayages impairs (1<sup>e</sup>, 3<sup>e</sup>, 5<sup>e</sup>...) déclenchement par la voie 1, et pour les balayages pairs (2<sup>e</sup>, 4<sup>e</sup>, 6<sup>e</sup>...) déclenchement par la voie 2.

Les oscillogrammes J à N illustrent une utilisation de cette fonction, mais

disons tout de suite que l'avantage essentiel est de pouvoir observer **en même temps** deux signaux totalement distincts et absolument asynchrones !

**En L**, un signal rectangulaire issu d'un générateur à fréquence variable.

**En K**, un signal rectangulaire (avec suroscillation dont nous reparlerons) provenant d'un pilote à quartz. La fréquence est de 2 MHz, très exactement. La période est donc de  $1/2 \cdot 10^6 = 0,5 \mu s = 500 \text{ ns}$ . L'alternance tant positive que négative vaut à peu près 250 ns.

**En M**, les deux signaux sont vus en même temps, mode double trace, alterné sur les voies et **sur la synchro**.

Malgré le non-synchronisme, les oscillogrammes sont superposés et stables. L'oscillogramme **N** est identique avec un cadrage différent. On peut mesurer la durée des alternances du signal variable :

– Palier positif :

$$9 \times 500 + 0,5 \times 250 = 4\,625 \text{ ns, soit } 4,65 \mu s \text{ environ.}$$

– Palier négatif :

$$7 \times 500 = 3\,500 \text{ ns ou } 3,5 \mu s.$$

– Fronts : environ 250 ns ou 0,25  $\mu s$ .

– Période :

$$4,65 + 3,5 + 0,25 = 8,4 \mu s.$$

– Fréquence :

$$1/8,4 \cdot 10^{-6} \approx 119 \text{ kHz.}$$

Amusez-vous à faire les mêmes calculs avec les signaux de la photo **O**, à titre d'exercice. Vous constaterez que la fréquence a un peu augmenté.

**NB.** Si votre oscilloscope n'est pas très précis, si son étalonnage ne tient pas dans le temps, fabriquez donc un générateur d'impulsions dérivées d'un quartz (nous vous proposerons une réalisation prochainement), prévoyez des impulsions distantes de 100 ns, 1  $\mu s$ ... 1 ms..., n'hésitez pas à les mélanger, exploitez alors la méthode ci-dessus et vous aurez ainsi sur votre écran d'oscilloscope une véritable graduation de parfaite précision et qui aura l'avantage d'être valable même en balayage « décalibré ».

### 3. Référence 0

Croyez le si vous le voulez, mais le signal ayant servi à l'expérimentation précédente provenait d'un diviseur par 10, type 74LS90, attaqué par un signal à 20 MHz !

Mais où se trouve donc le niveau 0 d'un tel signal ? On peut répondre à

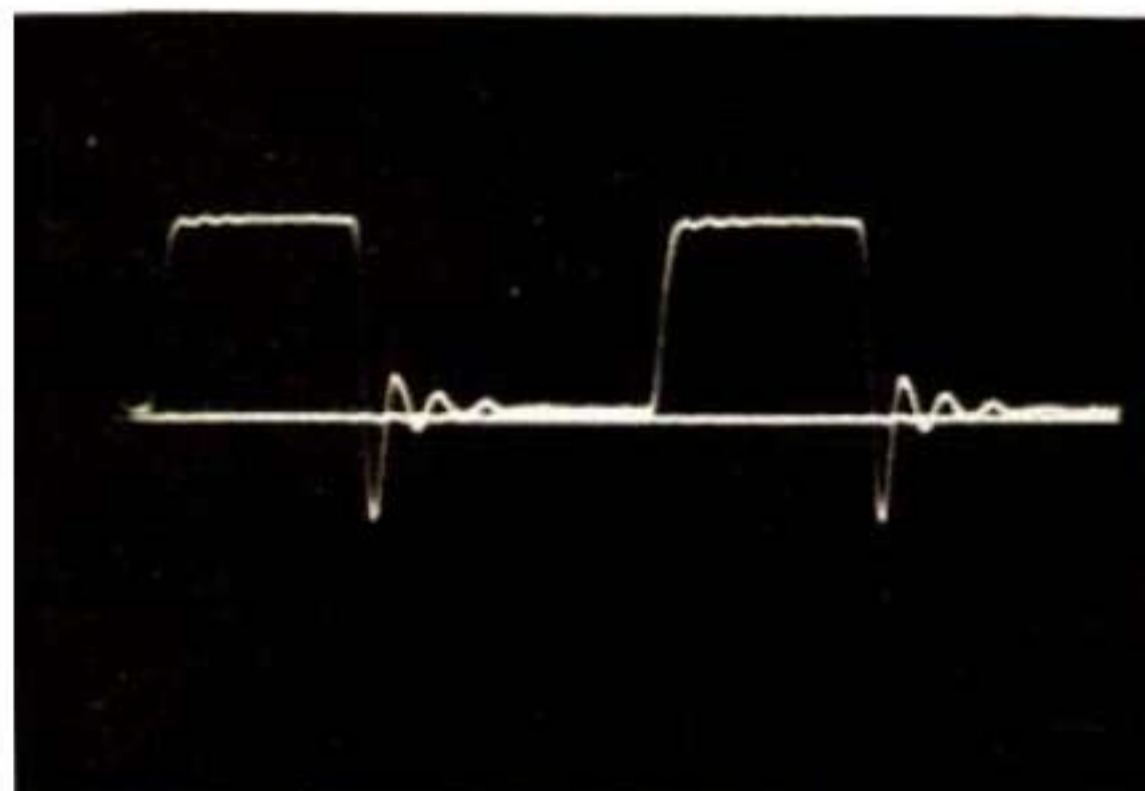


PHOTO Q. – La voie 1 reçoit maintenant le signal dont la trace de la voie 2 marque le niveau de référence 0.

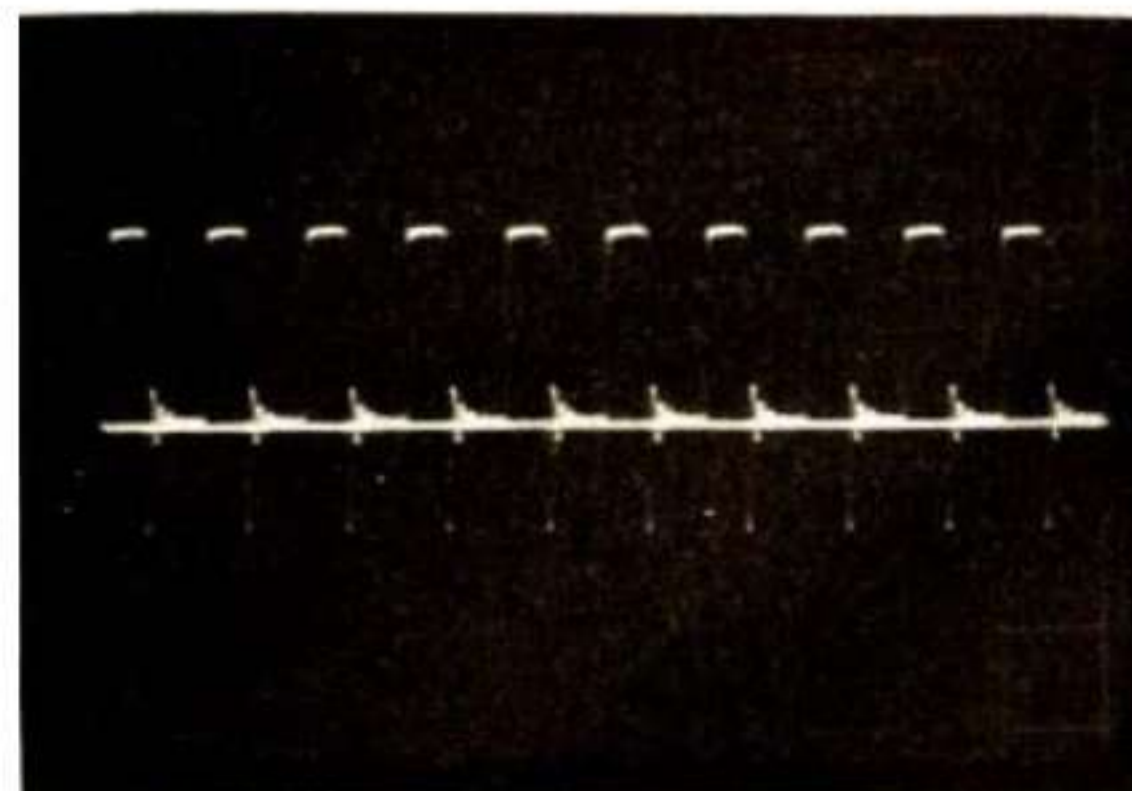


PHOTO R. – Même observation à une autre fréquence de balayage.

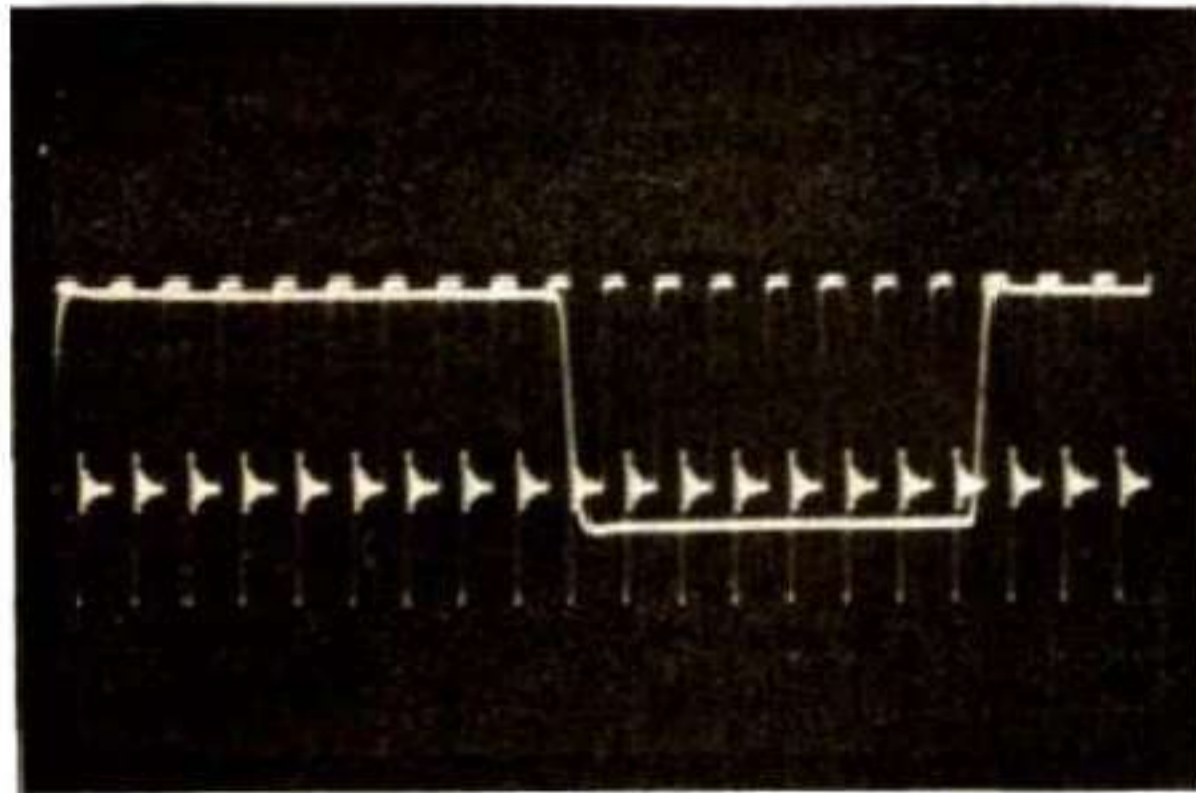


PHOTO M. – Les deux signaux sont vus en même temps, malgré leur différence de fréquence, à l'aide du mode « synchro alternée ».

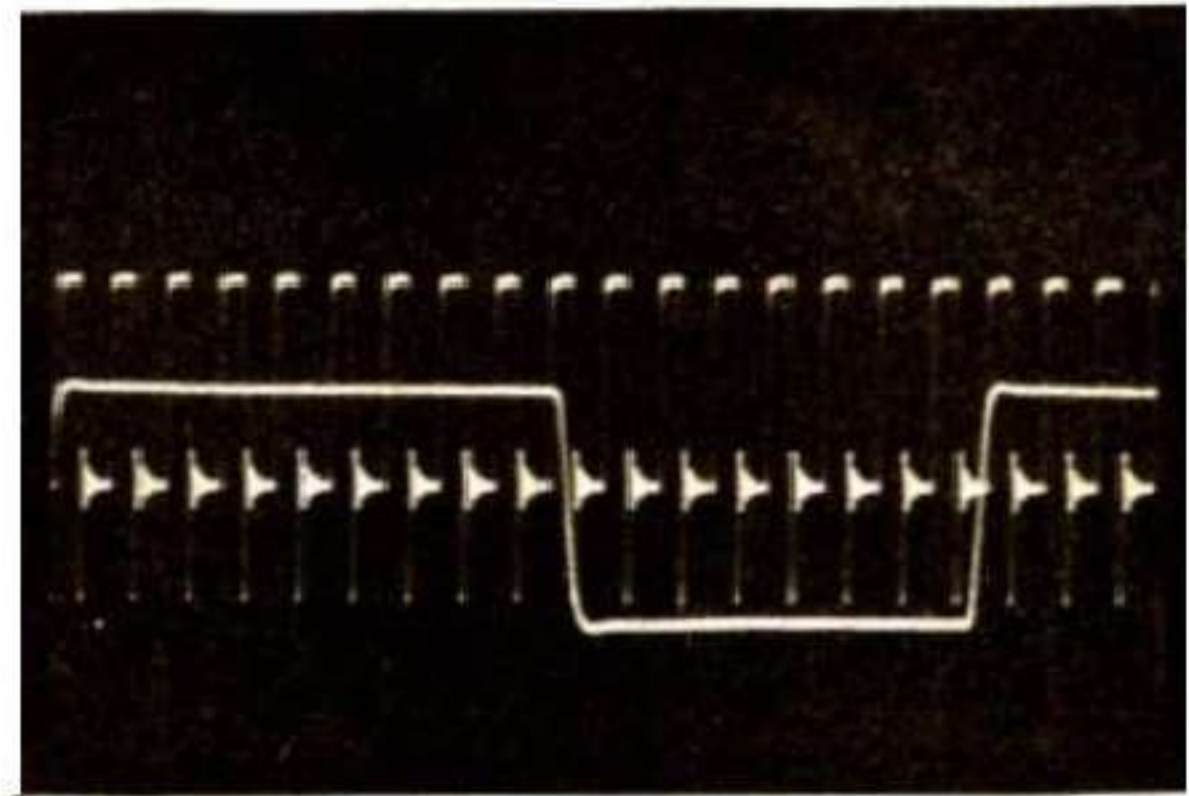


PHOTO N. – Mêmes signaux avec un cadrage différent.

cette question grâce à la manipulation suivante :

– En mode double trace alterné, mettre les deux entrées Y à la masse et amener les deux traces en superposition. Voir photo P.

– Attaquer la voie 1 par le signal à étudier. Laisser la voie 2 à la masse. On observe alors les oscillogrammes Q ou R, selon la vitesse de balayage. La trace horizontale continue correspond exactement au niveau 0.

#### 4. De l'utilité d'une sonde

Mais d'où provient cette suroscillation du palier négatif ? Tout simplement du fait que le signal 2 MHz a été prélevé avec un câble coaxial ordinaire branché directement sur le 74LS90. Il s'ensuit une suroscillation parasite due à la désadaptation des impédances. La forme observée est alors bien loin de la forme réelle normale !

Il suffit de remplacer ce câble par une sonde bien adaptée pour faire disparaître le défaut et retrouver un signal correct.

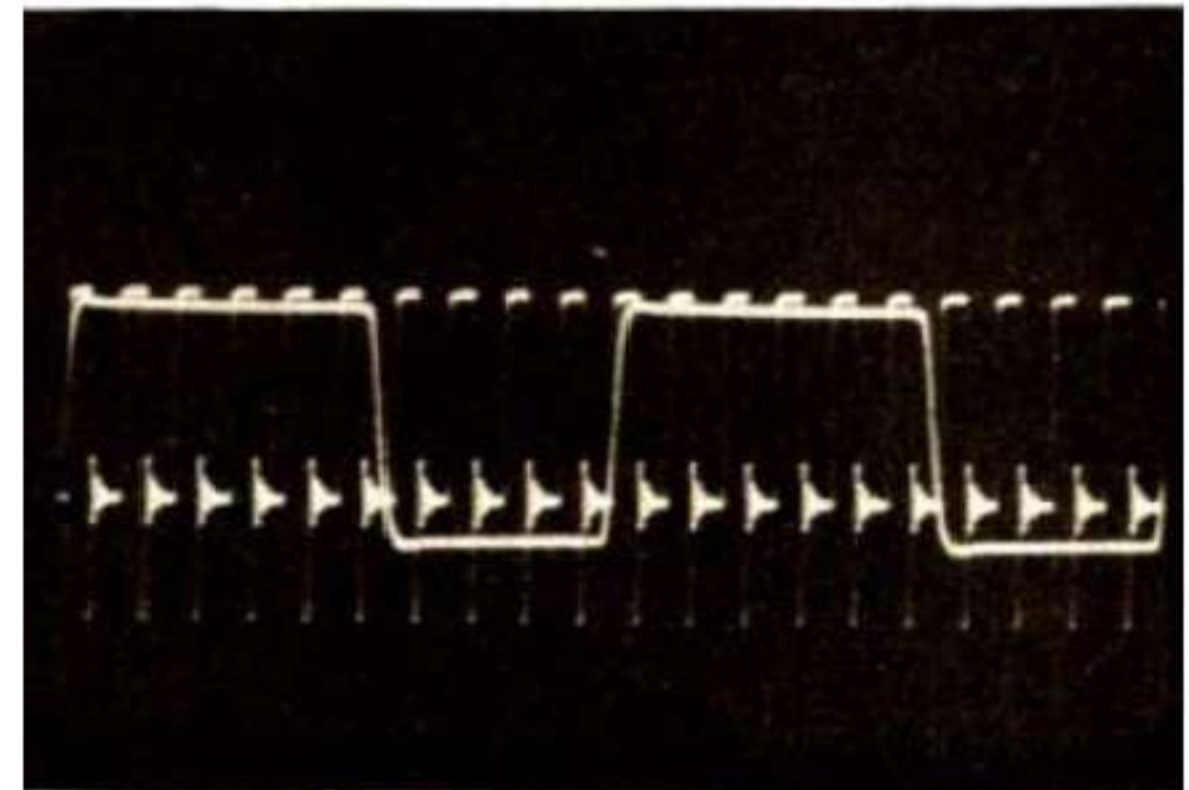


PHOTO O. – Mêmes signaux, avec une fréquence à trouver différente ! La trouvez-vous ?

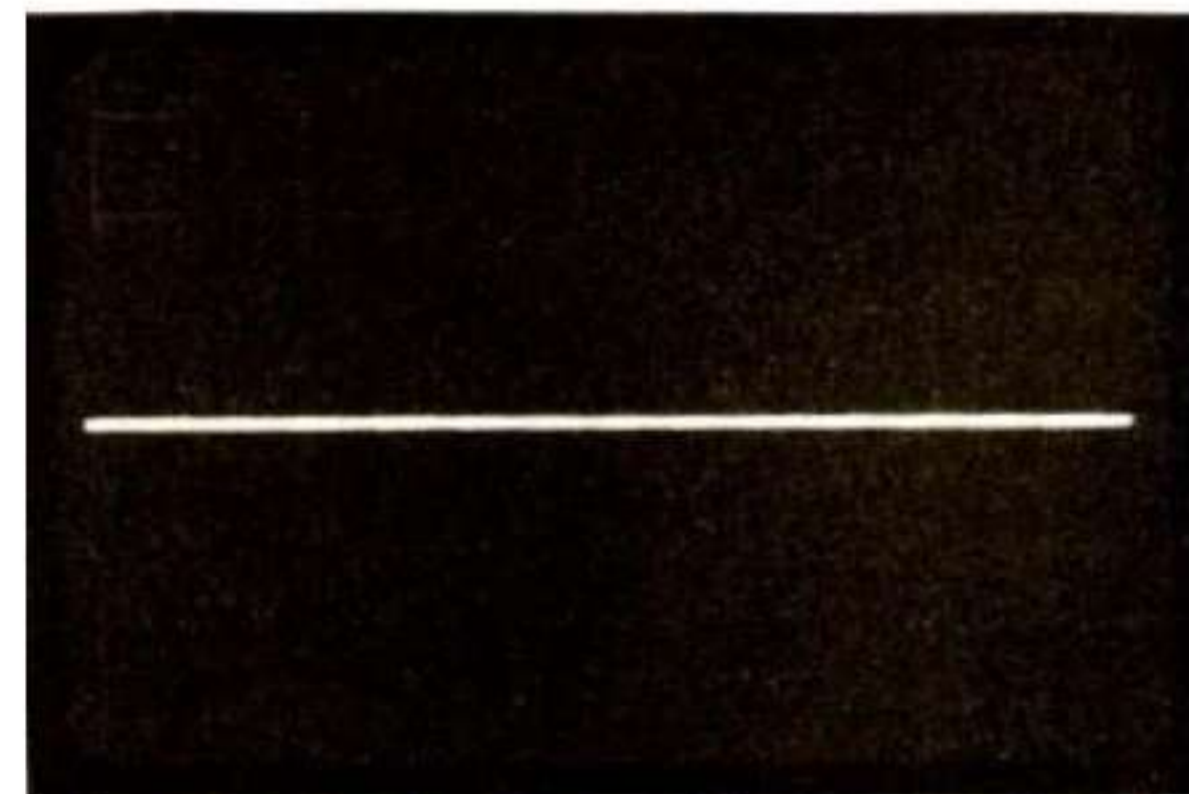


PHOTO P. – Les deux traces des voies 1 et 2, à la masse, sont amenées en superposition.

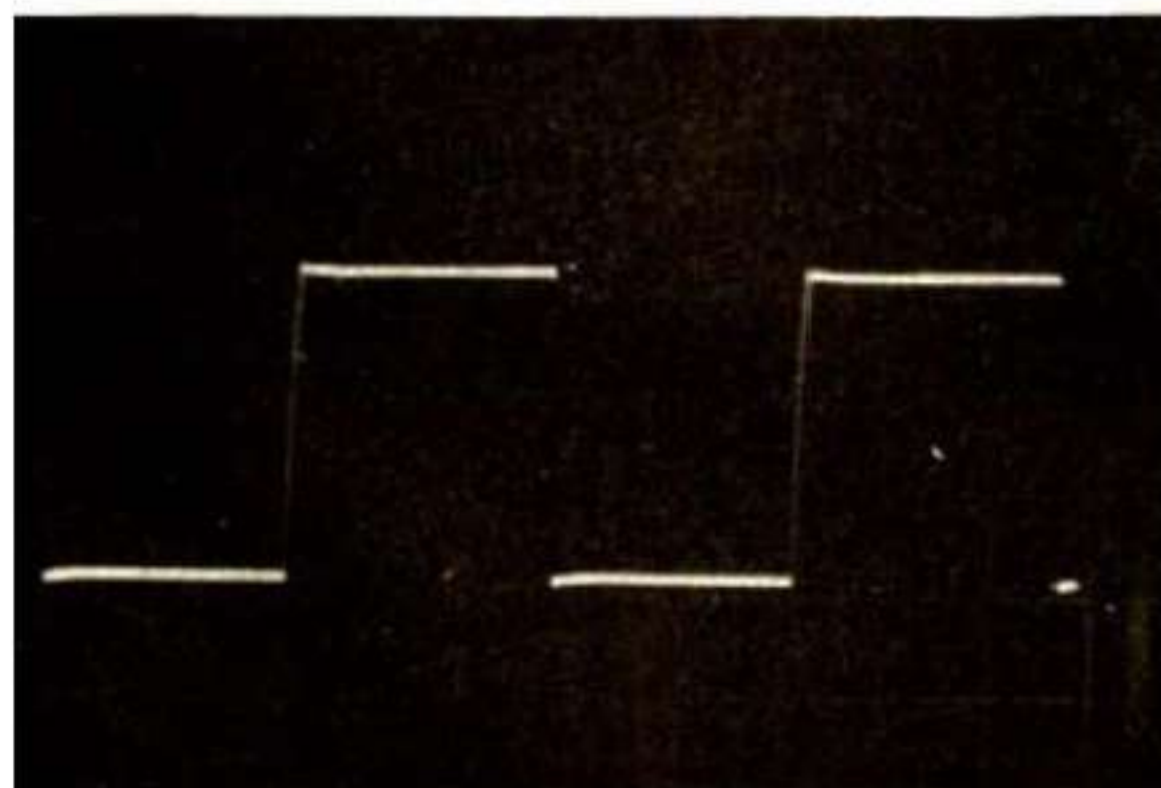


PHOTO S. – Sonde bien compensée.

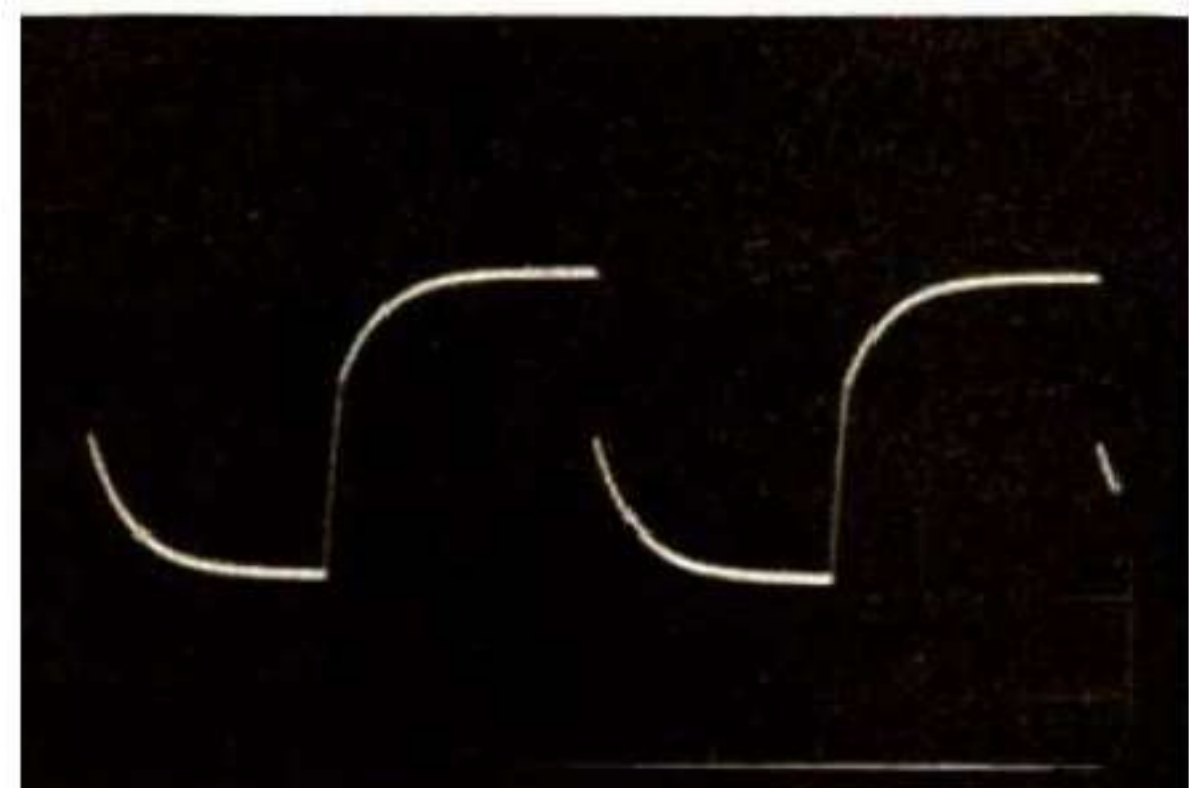


PHOTO T. – Sonde sous-compensée.

**NB.** En principe, un circuit TTL ou LSTTL ou C-MOS ne peut pas donner de niveaux négatifs : il y avait donc anomalie manifeste.

Mais attention, une sonde doit être parfaitement compensée, nous l'avons déjà dit. Les photos S, T et U nous montrent les trois cas possibles.

**En S,** compensation correcte.

**En T,** sous-compensation.

**En U,** sur-compensation.

Un oscilloscope bien étudié fournit toujours un signal rectangulaire convenable pour assurer le réglage des sondes. La fréquence doit être de l'ordre de 1 000 Hz, avec une amplitude d'environ 1 Vcc.

**F. THOBOIS**

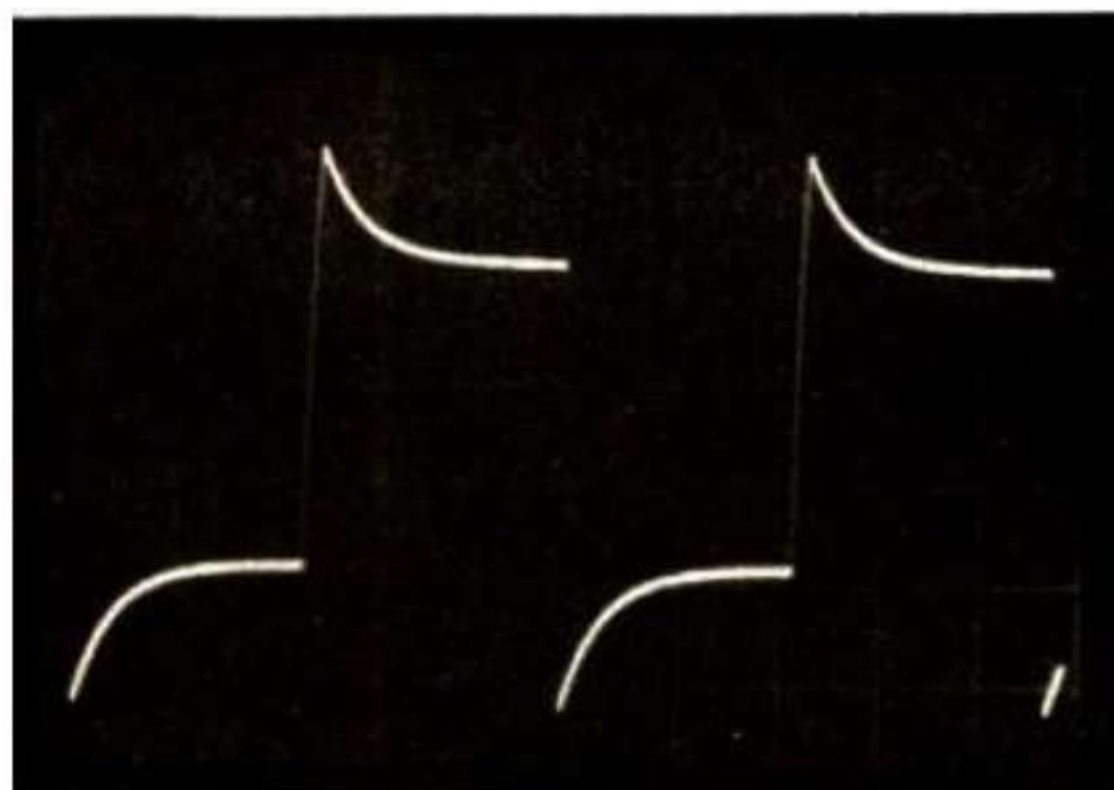


PHOTO U. – Sonde sur-compensée.

A. HAAS

**L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL**

PLUS DE 300 OSCILLOGRAMMES REPRÉSENTATIFS DES MESURES POSSIBLES

5e ÉDITION

**EDITIONS RADIO**

# (VIII) PRATIQUE DE LA MESURE

# L'OSCILLOSCOPE

Les articles des mois derniers ont été consacrés à l'étude technologique de l'oscilloscope, tant il est vrai que l'on ne peut vraiment maîtriser l'utilisation d'un appareil qu'en connaissant bien son fonctionnement. Nous avons essayé d'être le plus complet possible, mais il est évident que chaque oscilloscope possédant des caractéristiques particulières et ses commandes propres, il se peut que tel ou tel détail ait échappé à notre étude !

Le sujet n'est d'ailleurs pas épuisé et il est toujours possible de revenir sur une question si des

lecteurs manifestaient le désir de renseignements complémentaires !

Quelques correspondants nous ont demandé de les conseiller, dans l'éventualité de l'achat d'un oscilloscope ! Il s'agit d'un sujet trop délicat pour que nous nous hasardions à des conseils directs. Tout ce que nous pouvons faire est de donner des directives générales, la décision finale étant du ressort de chacun !

Dans le choix d'un oscilloscope, voici les points qui nous semblent importants et qui peuvent intervenir dans cette décision !

## Dimensions de l'écran

Elles conditionnent le confort d'utilisation. Plus l'écran est grand et mieux cela vaut ! Hélas, le prix de l'oscilloscope est étroitement lié à ces dimensions. Les appareils de bas de gamme ont toujours un petit écran, de l'ordre de 7 cm de diagonale, donnant une image de 55 x 45 mm environ ! C'est peu, et les oscillogrammes sont souvent difficiles à lire ! Les appareils de classe moyenne ont un écran mesurant une dizaine de centimètres en diagonale. Les meilleurs oscilloscopes présentent un écran plus grand encore ! On trouve dans cette catégorie beaucoup d'écrans de 14 cm de diagonale, donnant une surface utile de cet écran de 100 x 80 mm.

Les tubes récents ne sont plus ronds comme leurs ancêtres, mais rectangulaires, ce qui permet d'aboutir à des appareils bien plus compacts, aucune place n'étant perdue autour du tube ! (Le même progrès s'est fait en TV !). Cet écran est, de plus, plat, alors qu'auparavant il était bombé. Généralement, l'écran est muni d'un graticule interne, ce qui élimine complètement les erreurs de parallaxe, à l'observation. Ce graticule est éventuellement éclairé pour être apparent sur les photographies.

Il faut savoir qu'un bon tube d'oscilloscope est cher ! De l'ordre de 2 000 à 3 000 F, acheté à l'unité ! Et, à ce sujet, nous aimerions ouvrir une parenthèse concernant le projet de réalisation d'oscilloscope haut de gamme que nous avons envisagé pour les lecteurs du *Haut-Parleur* ! Remercions tout d'abord ceux qui ont eu le courage et la gentillesse de nous encourager dans cette voie. Ils ne sont pas légion, mais tout de même plus nombreux que nous ne l'aurions supposé au départ. La chose pourrait donc se faire ! Mais alors, il faut bien dire que le choix du tube cathodique à utiliser est primordial !

– Ou bien on choisit un tube récent, performant... et très cher ! Mais alors il n'y a aucun problème particulier d'approvisionnement !

– Ou bien on joue l'opportunité, en retenant un tube plus ou moins adéquat provenant de lots de surplus. Dans ce cas, le prix dégringole et peut être inférieur à 1 000 F, mais le stock est toujours limité. Les amateurs à la décision lente arrivent en général trop tard !

Puisque vous, lecteurs, êtes directement intéressés par cette question, nous aimerions avoir votre avis ! N'hésitez pas à prendre la plume, il suffit de griffonner quelques mots sur un papier ! Nous vous en remercions à l'avance !

Donc, un bon oscilloscope a un grand écran !

## Luminosité

Si la luminosité du tube est toujours satisfaisante aux basses vitesses de balayage, il n'en est souvent plus de même aux grandes vitesses, et surtout lorsque l'on observe des signaux rapides à fréquence de répétition basse. Le test est d'ailleurs facile à faire :

– Observer tout d'abord un signal quelconque de fréquence comprise entre 50 et 100 Hz (période entre 20 et 10 ms), en balayage déclenché, vitesse 2 à 5 ms/div. Régler la luminosité à bonne valeur, ce qui ne pose aucun problème dans ce cas.

– Augmenter alors la vitesse de balayage, ce qui montre sur l'écran une partie de plus en plus réduite de la période, le déclenchement se faisant toujours à la fréquence du signal observé. Vous allez constater que la trace devient de moins en moins lumineuse ! C'est normal ! En effet, à 2  $\mu$ s/div., par exemple, la « fenêtre » d'observation est mille fois plus étroite qu'à 2 ms/div. !

Un bon oscilloscope permet cependant d'y voir encore, plus ou moins, en fonction de sa qualité, précisément ! Un appareil de moins bonne qualité finit par ne plus rien montrer du tout ! La caractéristique ainsi mise en évidence dépend encore du tube cathodique ! Pour garder une certaine luminosité

dans ces conditions, il faut faire appel à un tube à post-accélération, alimenté par une THT élevée, de l'ordre de 10 à 20 000 V ! (20 kV). Il est facile de comprendre qu'un tube bas de gamme alimenté tout juste en 2 kV, ne puisse donner le même résultat !

Mais si le tube cathodique est la pièce maîtresse d'un oscilloscope, il ne se suffit quand même pas à lui-même ! Il faut donc considérer aussi « l'électronique d'accompagnement ». Nous avons vu que la formation de l'oscillogramme dépendait des déviations X et Y. Elles sont toutes deux importantes !

## Déviations verticale (ou Y)

C'est celle qui est affectée au signal observé. Plusieurs points sont importants.

### – La bande passante

Une bande passante de 1 MHz suffisait il y a vingt ans ; de nos jours, c'est bien insuffisant ! A notre avis, la bande passante idéale pour un oscilloscope d'amateur (même très éclairé !) est de l'ordre de 25 MHz ! Cela suffit dans la majorité des cas ! De toute façon, au-delà se posent de difficiles problèmes de prélèvements des signaux, et il n'est pas du tout certain que ce qui est observé à l'écran corresponde bien à la réalité (revoir à ce sujet les photos du mois dernier, montrant la grave perturbation de la forme du signal, simplement parce que le câble de liaison n'était pas correct !). Si des bandes passantes de 50 MHz, voire de 100 MHz ou plus, sont tentantes, elles sont le plus souvent inutiles pour les amateurs que nous sommes ! A noter que le tube cathodique intervient encore fortement dans cette affaire de bande passante ! Un tube haute performance possède des plaques de déviation à accès direct. Les connexions se font sur les parois même du tube, alors que dans les tubes bas de gamme, toutes les connexions sont ramenées au culot, donnant des longueurs de liaison incompatibles avec les hautes fréquences à véhiculer ! Il y a alors trop d'inductance et de capacité parasite pour monter au-dessus d'une vingtaine de mégahertz !

### – Transmission de la composante continue

Il est primordial que l'oscilloscope passe la composante continue du signal observé. Cette caractéristique, très rare il y a quelque vingt ans, est heureusement courante aujourd'hui, même sur les oscilloscopes économiques ! Nous n'en parlons donc que

pour mémoire. Voir tout de même si l'entrée comporte le classique commutateur « continu-masse-alternatif ». La position masse est bien utile et parfois absente !

### – Double trace

C'est capital ! Il ne faut acheter un oscilloscope simple trace que si vraiment on a des moyens financiers très faibles. Dans ce cas d'ailleurs, il faudra acquérir plus tard « l'extension » permettant de passer à la double trace ! C'est ce que nous avons fait lors de la description dans ces colonnes du TFOX1, accompagné d'un commutateur de trace très simple mais efficace ! Mais le mieux, évidemment, c'est d'avoir ces deux traces tout de suite, dans le montage initial ! Les performances sont toujours bien meilleures.

Bien sûr, il y a mieux ! Des oscilloscopes proposent quatre, voire même huit traces ; mais, une fois encore, nous sortons du domaine de l'amateurisme qui nous est cher ! A noter cependant que les amateurs d'informatique sont très handicapés sur ce plan, même avec un oscilloscope à double trace. En effet, ce sont généralement huit lignes qu'il faut observer simultanément pour pouvoir tirer conclusion ! Mais alors, on s'achemine très vite vers « l'analyseur logique », appareil peu courant sur les établis des non-professionnels !

### – Sensibilité

Une bonne sensibilité, sans plus, nous semble nécessaire : 5 à 10 mV/div. nous paraissent suffisants ! Là encore, on voudrait toujours mieux : observer un signal de quelques microvolts, par exemple ! Oui, mais... alors le prélèvement devient très difficile ! Les inductions parasites sont importantes. Il faut de grandes précautions pour tirer parti d'une sensibilité trop forte ! Les signaux très faibles étant souvent délivrés par des montages vulnérables, le prélèvement est souvent perturbateur. Finalement, cette grande sensibilité est quasi inutilisable, et il vaut mieux s'en tenir aux valeurs citées plus haut, dans ce paragraphe.

## Déviations horizontales

Cette partie de l'oscilloscope est essentielle et conditionne le confort de l'utilisation.

### – Le déclenchement

Si les oscilloscopes très bon marché sont peut-être encore relaxés, heureusement la quasi-totalité des modèles

proposés disposent du déclenchement que nous avons étudié en détail dans les articles précédents.

Nous rappelons que ce mode de fonctionnement assure une stabilité parfaite de l'image, quelle que soit la fréquence du signal observé ! Il est donc essentiel d'acheter un appareil disposant d'un tel perfectionnement !

### – Gammes de vitesse

Les vitesses inférieures à 50 ms/div. sont quasi inutiles, car la rémanence du tube classique est trop faible. Le clignotement qui s'en suit rend l'observation très pénible, sinon impossible. Reste la possibilité, dans ce cas, de photographier les oscillogrammes lents, mais cette méthode nécessite un appareil photo à développement instantané. De tels appareils existent dans les accessoires des fabricants d'oscilloscopes. Ils se fixent directement sur la visière de l'oscilloscope ! Bien sûr, ce n'est pas donné ! Amateurs, s'abstenir !

Les vitesses rapides sont utiles dans la mesure où la luminosité reste bonne ! De toute façon, la vitesse la plus rapide doit être compatible de la bande passante de la voie verticale. Ainsi, pour une bande passante de 25 MHz, une vitesse maximum de 0.1  $\mu$ s/div. semble convenable, inscrivant 2,5 périodes par division, pour une onde 25 MHz, ce qui reste parfaitement exploitable !

### – Double base de temps

C'est réellement le grand confort, et sans doute plus important qu'une très large bande passante. Malheureusement, il semble que seuls les oscilloscopes très performants en voie Y bénéficient en même temps de cette possibilité. C'est dommage ! En tout cas, si vos moyens financiers vous autorisent ce luxe, n'hésitez pas un seul instant ! A défaut, il faudra vous satisfaire de la loupe électronique du pauvre, consistant en une simple expansion du balayage horizontal. Cela est d'ailleurs présent sur de nombreux appareils.

Ces quelques remarques peuvent vous servir de guide lors de l'acquisition d'un oscilloscope. En conclusion d'ailleurs, c'est très simple : le meilleur est souvent... le plus cher !

## Mode simple trace

### I. Mise en service

1. Mettre l'oscilloscope sous tension, luminosité à mi-course.
2. Connecter la sonde soit sur la voie 1, soit sur la voie 2.
3. Mettre le commutateur de choix des voies sur la voie choisie au §2.

4. Mettre le commutateur du choix du signal synchronisant sur la même voie.

5. Mettre la base de temps en mode « auto ».

6. Choisir une vitesse de balayage de 2 ms/div.

7. Vérifier que la voie X est bien en « balayage interne ».

8. Vérifier que le déclenchement est bien en « interne » aussi !

Le temps de faire toutes ces vérifications, la trace est normalement apparue sur l'écran de l'oscilloscope. Sinon, pousser un peu la luminosité. Agir sur les commandes de cadrage jusqu'à ramener cette trace dans les limites de l'écran. Certains oscilloscopes comportent une commande de recherche de trace : « beam finder » ou « trace locate », facilitant la récupération d'un spot perdu, hors écran.

N.B. - Seul le mode « auto » permet l'apparition de la trace, en l'absence de signal observé.

9. Placer l'entrée Y utilisée en position « masse ».

Régler alors la luminosité à une valeur correcte.

Retoucher le « focus » (ou netteté) pour que cette trace soit aussi fine que possible.

10. Amener la trace sur l'axe horizontal médian par le « cadrage Y ».

Si l'on constate un défaut de parallélisme entre la trace et cette ligne du graticule, agir sur la commande « rotation de trace » (si elle existe), de manière à annuler ce défaut.

N.B. - Cette correction agit sur le courant passant dans une bobine circulaire enfilée sur le tube et destinée à compenser : d'une part, les imperfections de construction du tube et, d'autre part, les influences magnétiques externes (le champ magnétique terrestre, par exemple).

11. Cadrer la trace horizontalement. Normalement, le graticule comporte dix divisions horizontales, et si l'oscilloscope est parfaitement réglé, la trace mesure exactement dix divisions. La durée correspondant à une division est donnée par le repère du sélecteur de vitesse : x ms/div. La durée de la trace complète étant alors de 10 x ms/div.

La trace étant maintenant correctement située et réglée, l'utilisation peut commencer ! Encore faut-il que la sonde soit correctement compensée.

12. Régler la sonde. Un oscilloscope de qualité fournit un signal carré de référence servant au réglage de la sonde. Repérer la douille distribuant ce signal et voir dans la notice ses caractéristiques. Généralement, la fréquence est de l'ordre de 1 000 Hz et la tension crête-crête de l'ordre du volt (exemple : 300 mVcc/1 000 Hz).

La sonde commutée en 1/10 pour le réglage envoie alors 1/10 de 300 mV vers l'oscilloscope, soit 30 mV. Choisir une sensibilité de 10 mV/div, donnant une déviation de trois divisions dans l'exemple considéré (ou six divisions, si l'on choisit une sensibilité de 5 mV/div.). 1 000 Hz correspondent à une période de 1 ms. Commuter la base de temps principale sur 200 µs/div., ce qui va donner deux périodes complètes et permettre une observation aisée.

Entrée X en « continu » ou en « alternatif » au choix. Mode « auto » conservé. Déclenchement sur « négatif », par exemple. Jouer sur le niveau

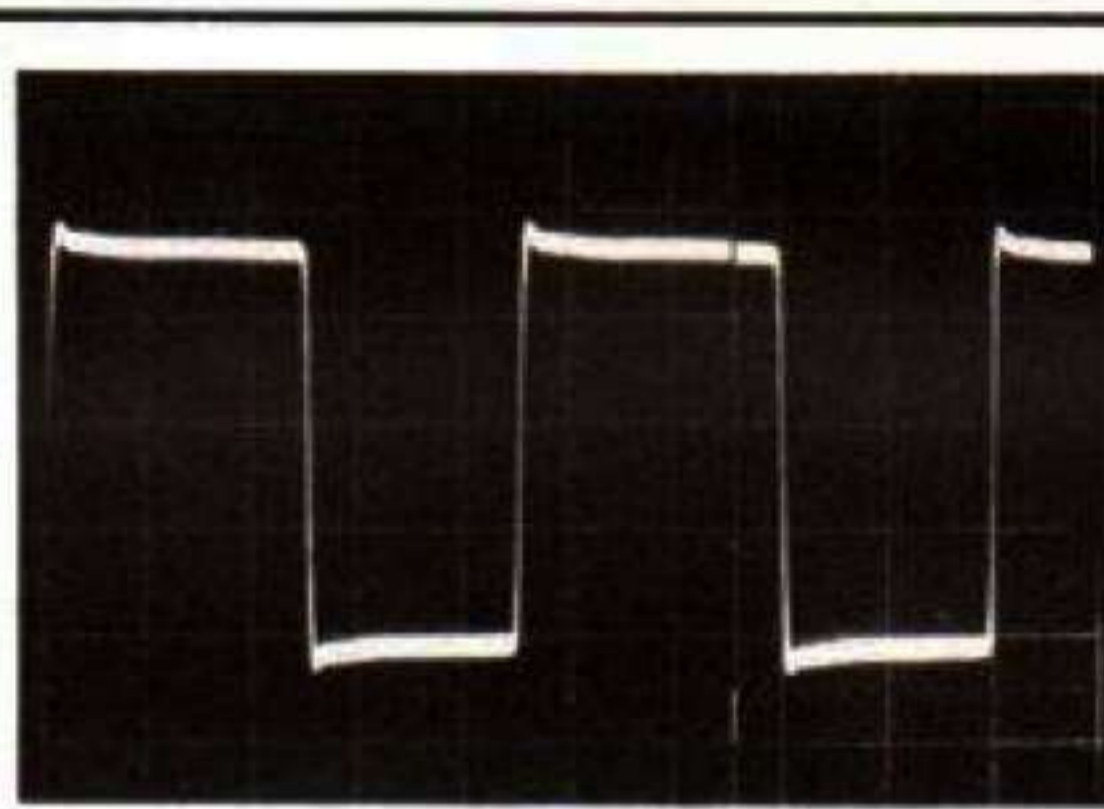


PHOTO A. - Astigmatisme donnant une trace verticale fine et horizontale épaisse.

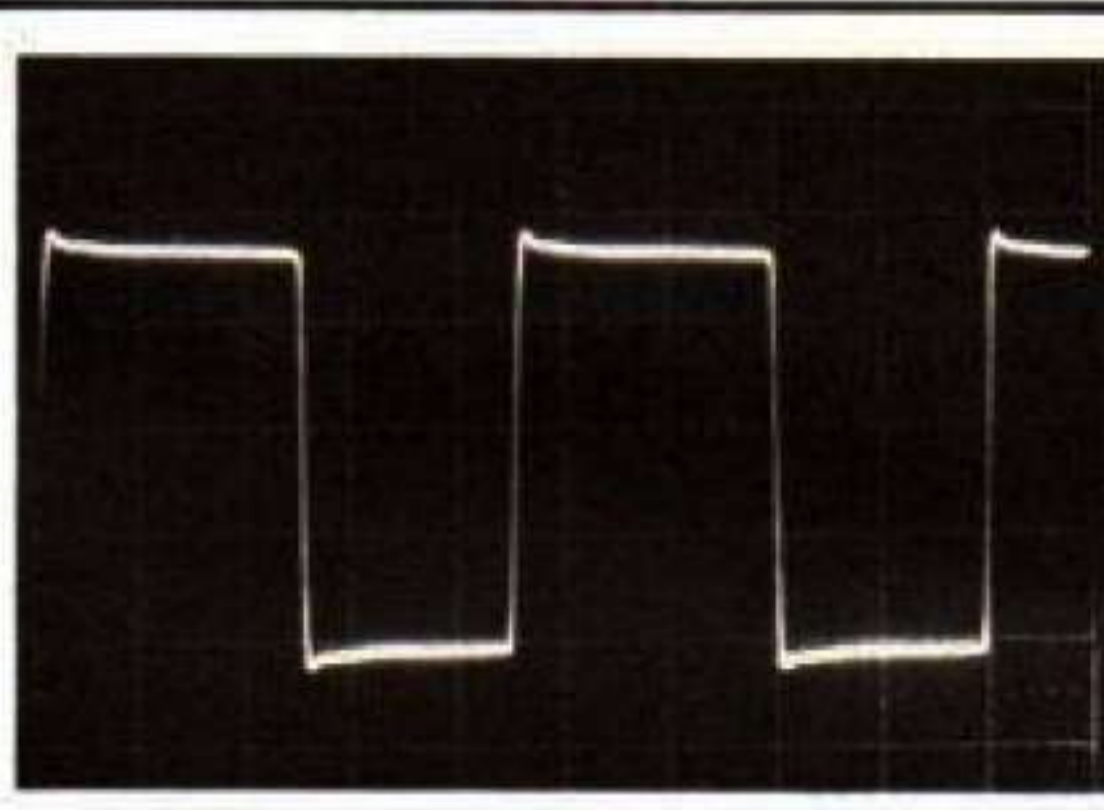


PHOTO B. - Le défaut précédent est maintenant corrigé.

de ce déclenchement (trigger level) pour une parfaite stabilité.

Régler enfin l'ajustable de sonde pour une restitution correcte de la forme du signal de référence : paliers aussi horizontaux que possible. Se reporter aux photos publiées dans le numéro précédent !

13. Corriger l'astigmatisme. Profitons de l'occasion pour vérifier l'astigmatisme du spot. Il s'agit de la netteté simultanée des verticales et des horizontales. Agir alternativement et par touches successives légères sur la commande normale de concentration

et sur celle d'astigmatisme, jusqu'à obtenir un bon résultat. Paliers et flancs du signal nets en même temps (voir photos A et B).

## II. Mesures d'amplitude en continu

L'oscilloscope est un voltmètre ! Il peut donc mesurer les tensions continues. Nous noterons cependant que :

- Sa précision propre est faible, de l'ordre de 3 % pour les meilleurs oscilloscopes.

- Sa résolution est mauvaise. Dans le sens vertical, le graticule comporte huit divisions, chacune redivisée axialement en 5, soit donc 40 échelons appréciables. Le moindre voltmètre à aiguille possède une centaine de divisions et fait donc nettement mieux.

- Sa résistance interne est correcte, sans plus : en direct, elle est de 1 MΩ dans tous les cas ! On peut donc considérer les mesures comme non perturbantes lorsqu'elles se font aux bornes d'impédances trente fois plus faibles. Soit donc de l'ordre de 30 kΩ au plus. Avec la sonde atténuant dix fois (1/10), cette impédance d'entrée passe à 10 MΩ. C'est dix fois mieux et comparable à celle des multimètres numériques. Dans ce cas, pas de perturbation tant que l'impédance sous mesure ne dépasse 300 kΩ.

Quoi qu'il en soit, lorsque l'on travaille dans un montage, oscilloscope en action et sonde à la main, il est particulièrement facile de vérifier qu'une tension continue correcte existe bien en tel ou tel point ! Ne serait-ce que les tensions d'alimentation !

Par ailleurs, la mesure d'une tension continue constitue un contrôle très précis de l'étalonnage de la voie Y de l'oscilloscope. Ainsi, étant en sensibilité 1 V/div., l'application d'une tension de + 5 V à l'entrée doit provoquer une déviation verticale de cinq divisions très exactement, vers le haut, puisque la tension est positive. Bien entendu, si la sonde 1/10 a été utilisée, on n'aura qu'une demi-division dans la même sensibilité. Les cinq divisions seront retrouvées en passant sur une sensibilité dix fois plus forte, soit 0,1 V/div.

Pratiquement, pour procéder à une mesure de tension continue :

1. Vérifier que l'ampli Y est en position « calibré ».

2. Placer le commutateur d'entrée de voie Y sur « masse ».

3. Agir sur la commande de cadrage vertical pour amener la trace sur une des lignes horizontales du graticule : soit la médiane si la polarité de la

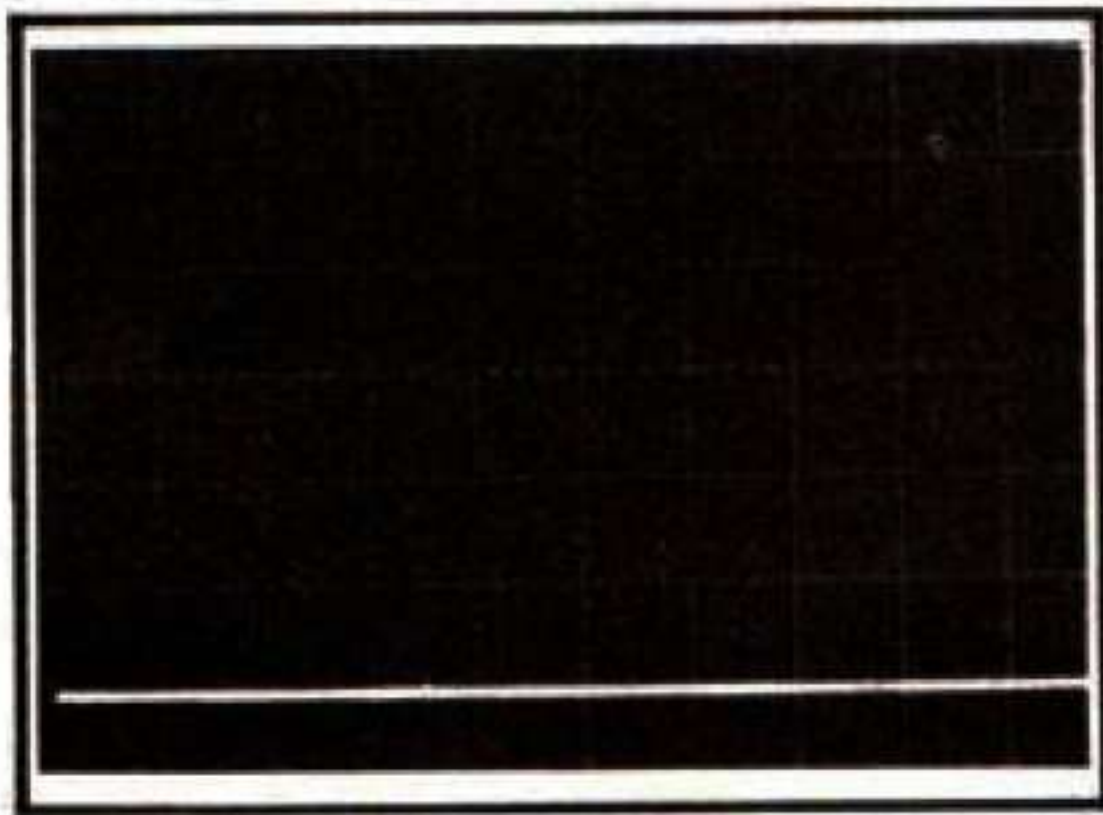


PHOTO C. – Placer la trace horizontale sur une ligne du graticule...

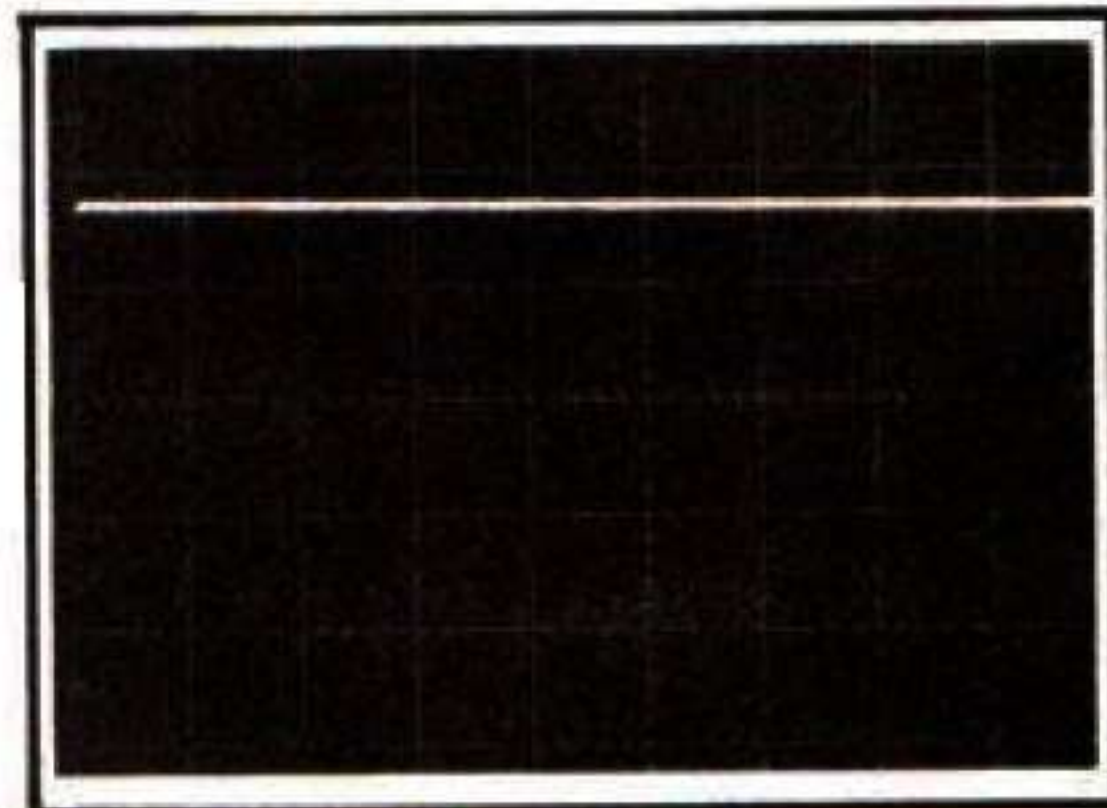


PHOTO D. – Appliquer la tension continue... Compter le nombre de divisions du déplacement et... calculer la tension appliquée !

source est inconnue, soit une ligne inférieure si la tension est positive, supérieure si elle est négative.

4. Placer le commutateur d'entrée sur « continu ».

5. Prélever la tension avec sonde 1/1 ou 1/10, en choisissant le calibre de sensibilité convenable. Généralement, ces calibres vont jusqu'à 20 V par division pour de nombreux oscilloscopes, ce qui permet de mesurer 160 V en direct et 1 600 V avec la sonde 1/10 : attention cependant ! Il est évident que la sonde ne supportera pas une telle tension. Consulter la notice fournie (le maximum généralement admissible est souvent de l'ordre de 750 V).

6. La trace s'est déplacée. Compter le nombre de divisions, en se rappelant que si celles-ci sont subdivisées en 5, alors chaque échelon vaut 0,2 division (photos C et D). Le déplacement de

trace est de 4,7 div., la sensibilité de l'oscilloscope est de 1 V/div. et la sonde est en 1/1. La tension mesurée est donc de + 4,7 V, le déplacement se faisant vers le haut.

Bien entendu, un résultat identique avec sonde 1/10 aurait donné :

$$10 \times 4,7 = + 47 \text{ V.}$$

N.B. – Il va sans dire que, pour la mesure des tensions continues, la base de temps en mode « auto » peut être sur une vitesse quelconque, souvent de l'ordre de la milliseconde par division.

### III. Mesure des amplitudes crête à crête

Cette mesure consiste à déterminer la différence de potentiel (en volts donc) existant entre le point le plus

haut d'un oscillogramme et son point le plus bas.

1. Vérifier que l'ampli Y est en mode « calibré ».

2. Prélever le signal à mesurer avec la sonde 1/1 ou 1/10, selon son amplitude et l'impédance de sortie du générateur (voir plus haut !).

3. Amener progressivement le commutateur de sensibilité en partant de 20 V/div., jusqu'à avoir une image couvrant plusieurs divisions verticales.

4. Cela sous-entend :  
– un réglage correct du cadrage vertical ;  
– un réglage correct du balayage et de la synchronisation, de manière à ce que l'image soit bien « dans l'écran ».

5. Amener le point bas de l'oscillogramme juste sur un trait horizontal du graticule.

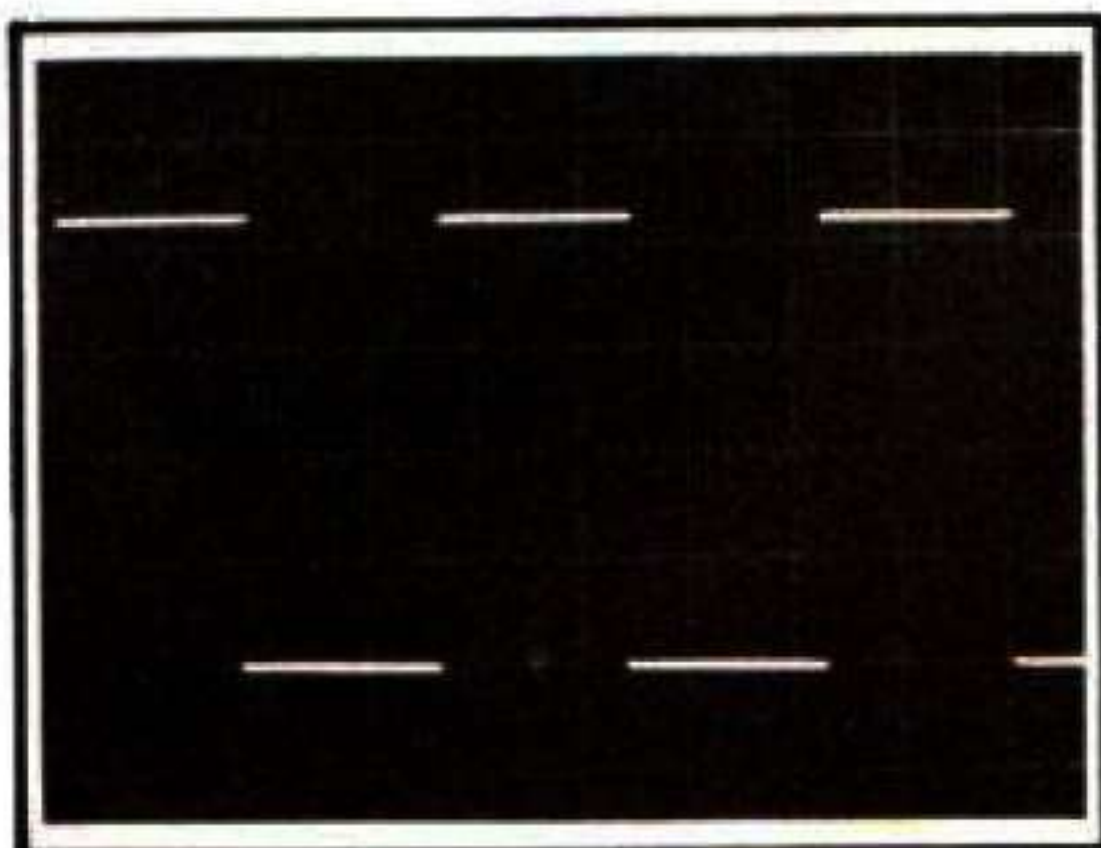


PHOTO E. – Mesure de la tension crête à crête d'un signal rectangulaire.

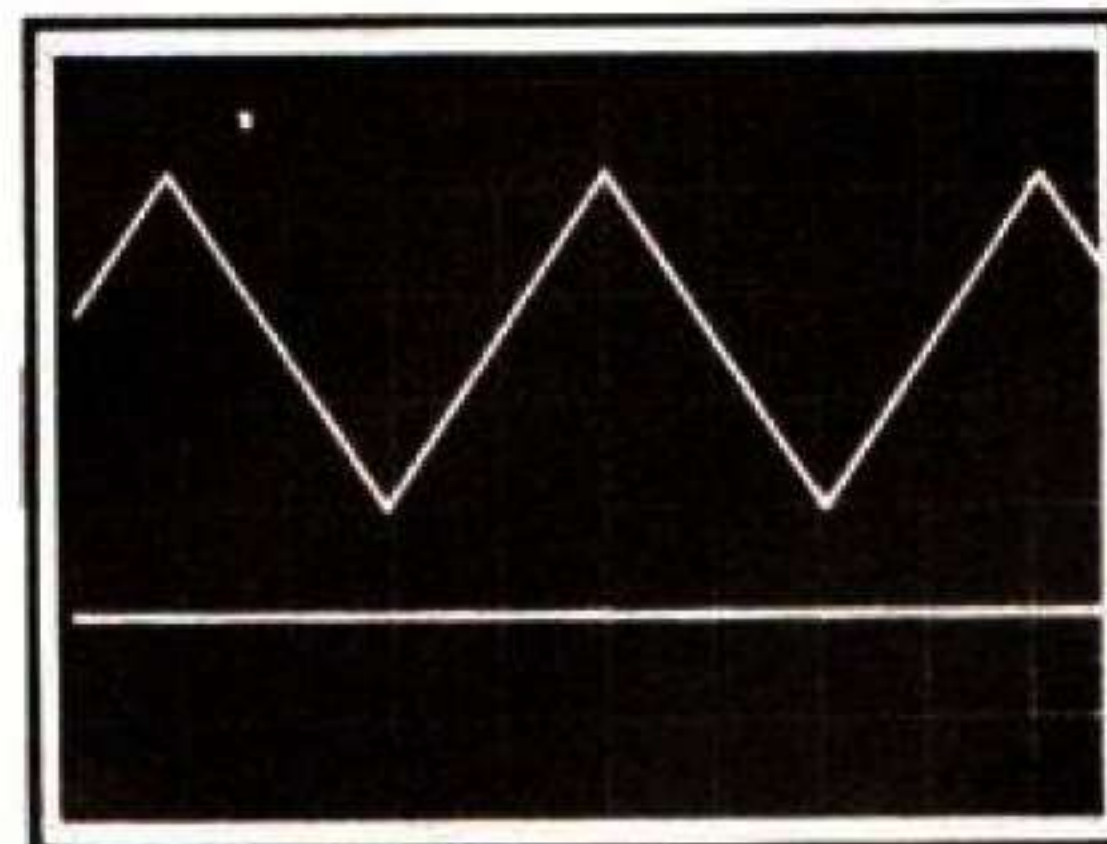


PHOTO F. – Même processus pour un signal triangulaire. Les pointes négatives sont amenées sur une horizontale et la vitesse de balayage ajustée pour que l'une des pointes supérieures coïncide avec l'axe vertical.

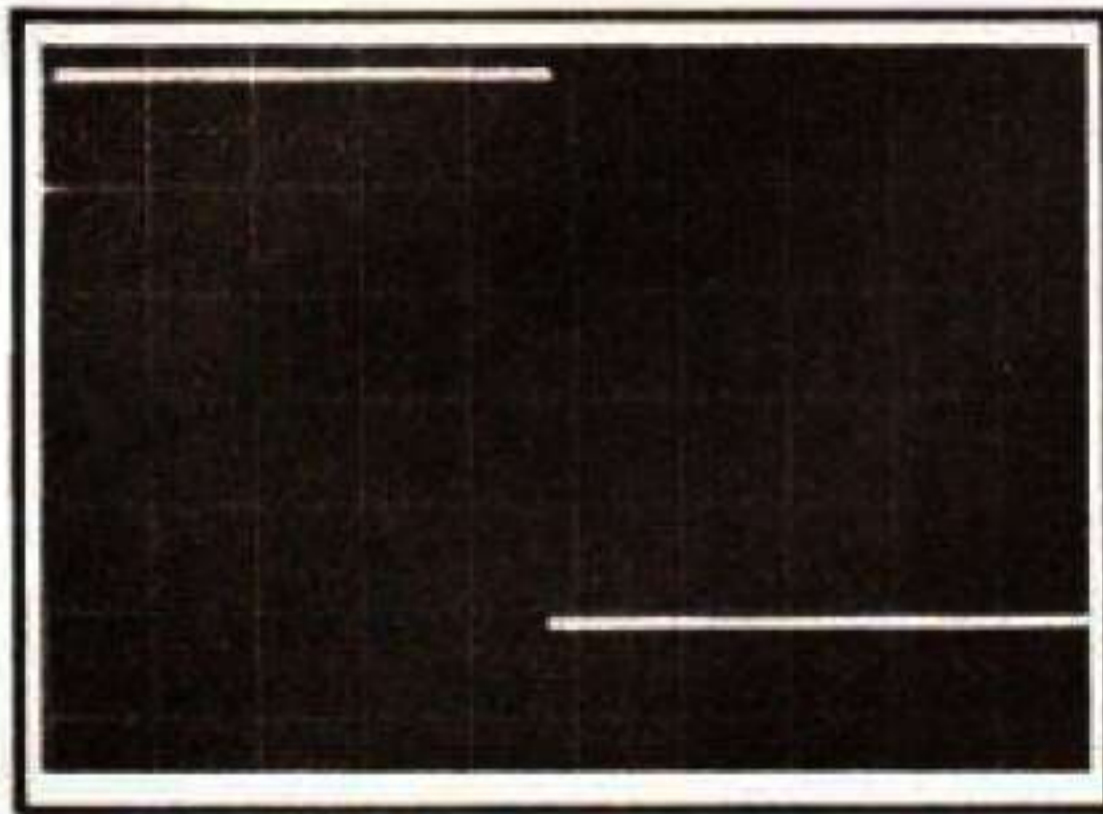


PHOTO G. – Signal rectangulaire 20 Hz passé en continu. Les paliers sont horizontaux.

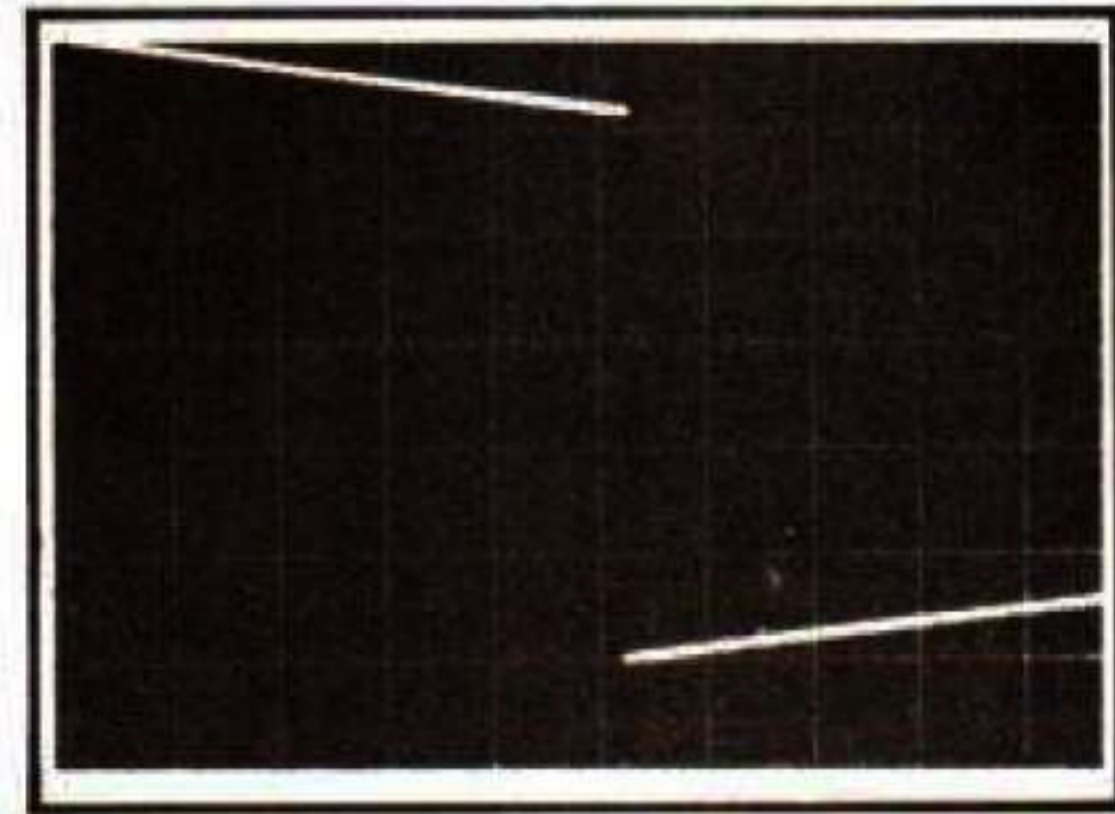


PHOTO H. – Le même signal passé en liaison alternative. La tension  $V_{cc}$  paraît plus élevée, à cause de l'inclinaison des paliers.

6. Compter le nombre exact de graduations entre ce point bas et le point haut. Eventuellement, jouer sur la vitesse et/ou sur le cadrage horizontal pour placer le point haut sur les graduations fines de l'axe vertical.

7. Calculer l'amplitude crête à crête par la relation :

$$U_{cc} = n \times s \times k$$

dans laquelle :  $n$  est le nombre de divisions du graticule ;  $s$  est la sensibilité par division de l'oscilloscope ;  $k$  est le facteur de sonde : 1 en 1/1 et 10 en 1/10.

(photo E).

$$n = 4,2 ; s = 1 \text{ V/div.} ; k = 1$$

d'où,

$$U_{cc} = 4,2 \times 1 \times 1 \text{ V}$$

$$U_{cc} = 4,2 \text{ V}$$

(photo F).

$$n = 3,2 ; s = 0,1 \text{ V/div.} ; k = 10$$

$$U_{cc} = 3,2 \times 0,1 \times 10 \text{ V}$$

$$U_{cc} = 3,2 \text{ V}$$

N.B. – Pour la mesure crête à crête, il est préférable de commuter l'entrée Y en « alternatif », ce qui élimine toute composante continue du signal, cet élément étant ici sans intérêt. Mais attention cependant : si le signal a une fréquence inférieure à 50 Hz, la liaison capacitive de l'entrée Y peut avoir une constante de temps insuffisante pour laisser passer les fréquences basses du signal. Ainsi, observer les photos G et H, correspondant à un signal carré à 20 Hz environ :

– en continu, l'amplitude crête à crête est de 5,1 V (1 V/div.)

– en alternatif, cette amplitude semble être de 6 V.

Ce défaut est provoqué par la différentiation apportée par le condensateur de liaison interne, trop faible pour la fréquence de 20 Hz. C'est évidemment la mesure en continu qui est correcte.

A noter que si la sonde 1/10 est intercalée, le défaut est atténué dans le rapport de 10, comme l'amplitude. Il faudrait alors descendre à 0,2 Hz pour retrouver la même différentiation (voir photo 1).

La photo J correspond aux mêmes mesures que H, mais avec un signal triangulaire. L'effet est moins caractéristique et la mesure exacte dans les deux cas. Par contre, on peut remarquer que les pentes du triangle ne sont plus linéaires lorsque la liaison est capacitive.

F. THOBOIS

N.D.L.R. – Cette série d'articles sur l'utilisation de l'oscilloscope a débuté dans notre n° 1706. Ces numéros sont encore disponibles, vous pouvez les obtenir en vous adressant à notre service « Vente au numéro », contre 17 F par exemplaire.

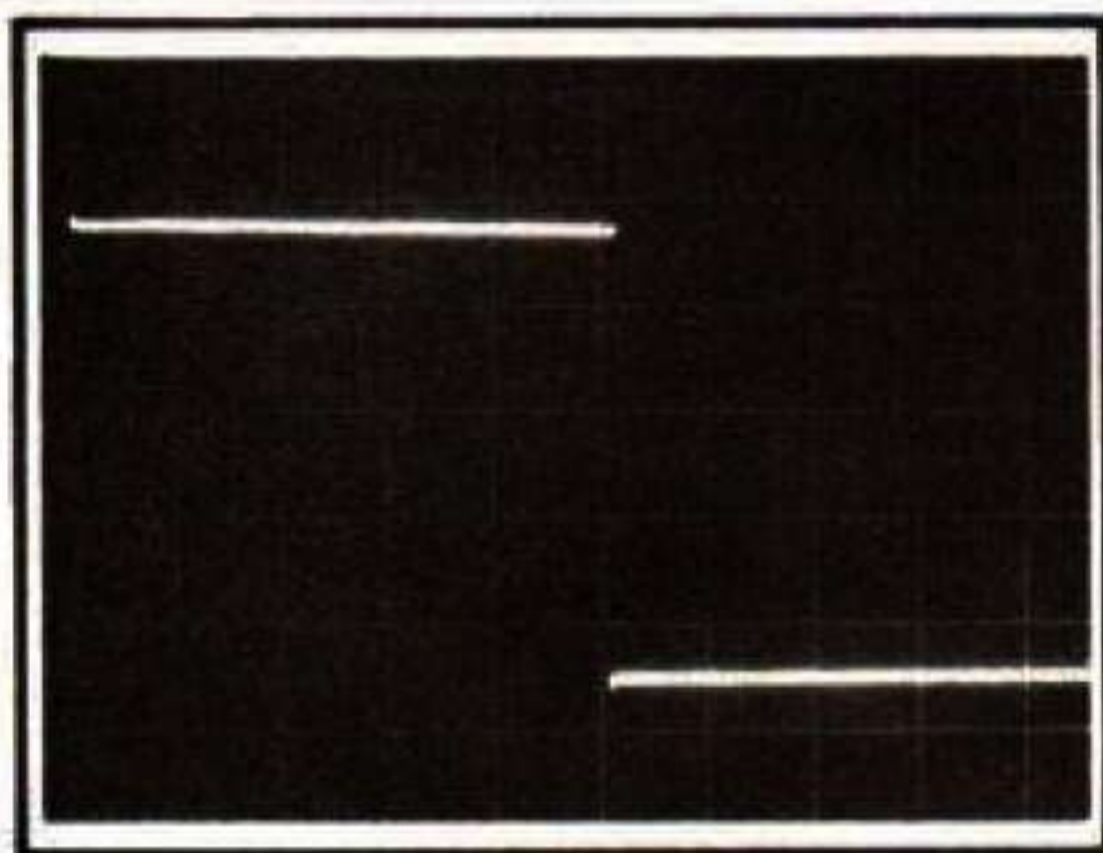


PHOTO I. – Avec la sonde 1/10, le même signal est presque correct !

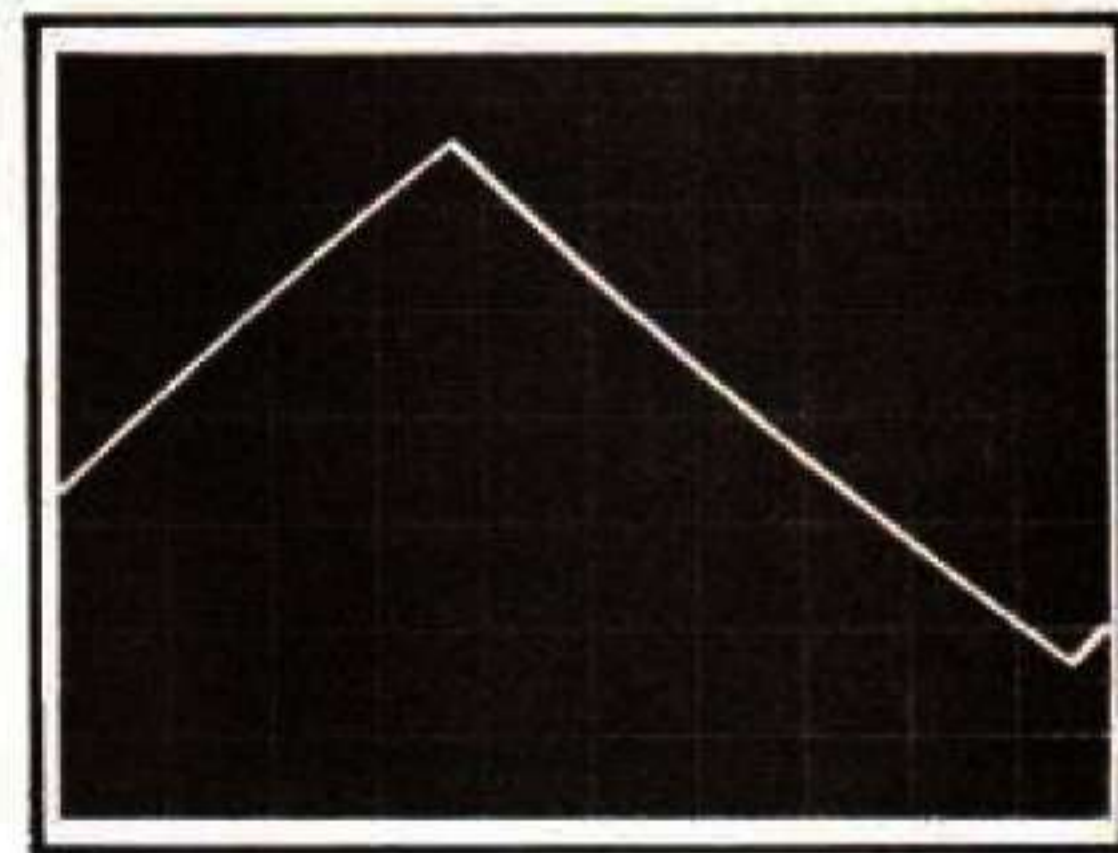


PHOTO J. – La déformation du triangle 20 Hz sans sonde est moins apparente. Observer cependant la courbure des rampes.



# (IX) PRATIQUE DE LA MESURE

# L'OSCILLOSCOPE

Après avoir étudié, au long de plusieurs articles, les particularités techniques de l'oscilloscope, nous avons commencé, le mois dernier, à passer en revue le détail des applications pratiques.

C'est ainsi que nous avons envisagé : la mise en service de l'appareil, avec les premiers réglages

à faire pour de bonnes observations ; la mesure des tensions continues ; la mesure des tensions crête à crête.

Nous allons poursuivre ce mois-ci en nous intéressant à d'autres mesures de tensions puis aux mesures de temps.

## IV. Mesure de niveaux instantanés

Alors que les mesures de tensions continues ou même de crête peuvent se faire avec un traditionnel voltmètre à aiguille – quelque peu aménagé dans le second cas –, pour le nouveau type de mesure que nous envisageons aujourd'hui il n'en est plus question et l'oscilloscope s'avère irremplaçable.

Dès qu'un signal évolue périodiquement dans le temps, il est souhaitable de savoir, point par point, la nature de cette évolution. L'oscillogramme dûment synchronisé nous donne tous renseignements sur le sujet.

En effet, dès que le niveau de référence 0 est connu sur l'écran, le potentiel instantané de chaque point de la courbe peut être facilement déterminé. C'est ce que nous allons voir sur quelques exemples (photo A).

Nous observons un signal sinusoïdal en mode « Tone-Burst » de rapport 1/1. Ce signal est issu de notre générateur de fonctions TBF 1038, décrit dans les numéros 1482 et 1495 du *Haut-Parleur*. On constate que le signal sinusoïdal est bloqué à 0, une période sur deux. Le générateur en question permet aussi le Tone-Burst 10/10, pendant lequel il délivre 10 périodes en sinusoïdes suivies de 10 périodes à 0. Nous aurons l'occasion de montrer cela

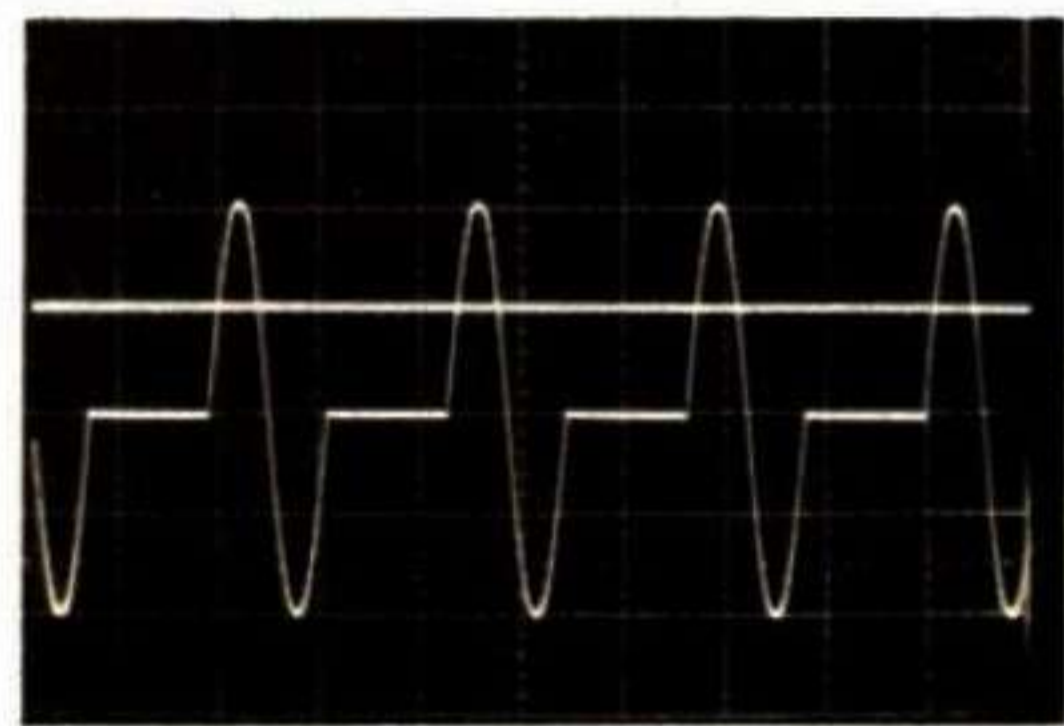


PHOTO A. – Signal Tone-Burst 1/1 issu du TBF1038 et affecté d'un offset négatif.

dans de prochaines photos. Rappelons que le Tone-Burst (ou fonctionnement en salves) permet d'intéressants essais sur les amplificateurs BF. Nous y reviendrons sans doute lors de l'étude des générateurs BF.

Le TBF 1038 fournit normalement un signal centré sur la référence 0. Mais ce centrage peut être modifié par la commande d'offset ; il est possible de placer le signal soit tout dans le positif, soit tout dans le négatif !

Dans le cas qui nous intéresse, photo A, le signal est partiellement décentré dans le négatif. Pour fixer le niveau 0, sur la photographie, nous nous sommes servi du second canal vertical, qui donne le trait horizontal de référence. Nous rappelons le procédé, déjà indiqué par ailleurs :

- mettre les deux voies Y à la masse par leurs commutateurs d'entrées ;
- superposer parfaitement les traces à l'aide des commandes de cadrage ;
- laisser une voie à la masse et injecter le signal sur l'autre. La trace voie masse donne alors le niveau 0 de la voie signal. C'est bien ce qui se passe dans le cas de la photo A.

NB. : La méthode utilisée est surtout intéressante dans le cas de la prise de photographie, car celle-ci garde alors la mémoire de la position du niveau 0. Dans le cas d'une simple observation visuelle, il est possible de se servir de l'une des lignes horizontales du graticule pour faire le même travail. On doit alors procéder un peu différemment :

- La voie signal est d'abord mise à la masse, et la trace amenée sur la ligne horizontale choisie du graticule.
- Puis la voie est reconnectée sur le signal, l'observateur sachant alors où se trouve le niveau 0, du moins s'il n'a pas la mémoire trop courte.

NB. – Avantage de cette seconde méthode : elle ne mobilise qu'une voie, l'autre restant disponible pour le traditionnel double trace.

NB. – Avantage de cette seconde méthode : elle ne mobilise qu'une voie, l'autre restant disponible pour le traditionnel double trace.

Il va sans dire, mais encore mieux en le disant, que la mesure des niveaux instantanés doit se faire obligatoirement en entrée continue. En effet, le mode alternatif provoque un recentrage automatique de la trace sur la tension moyenne du signal et, par

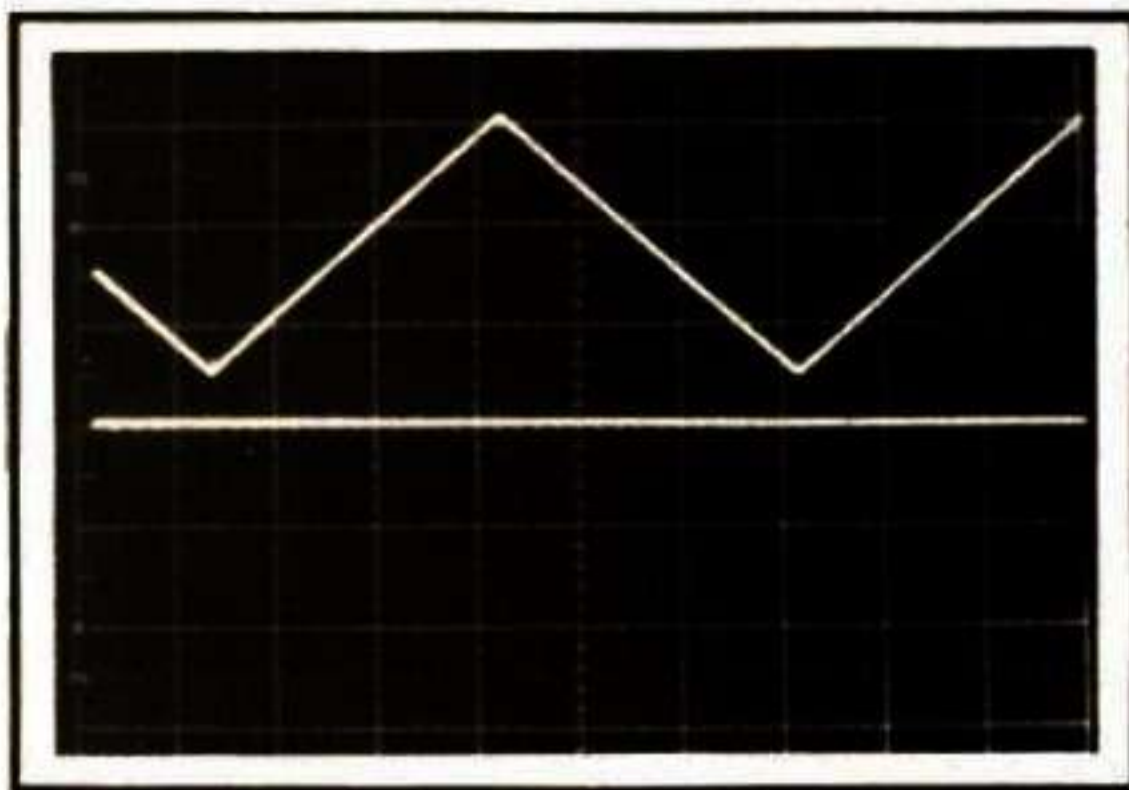


PHOTO B. - Signal triangulaire déporté dans le positif. La trace horizontale fixe le 0 V comme dans la photo précédente.

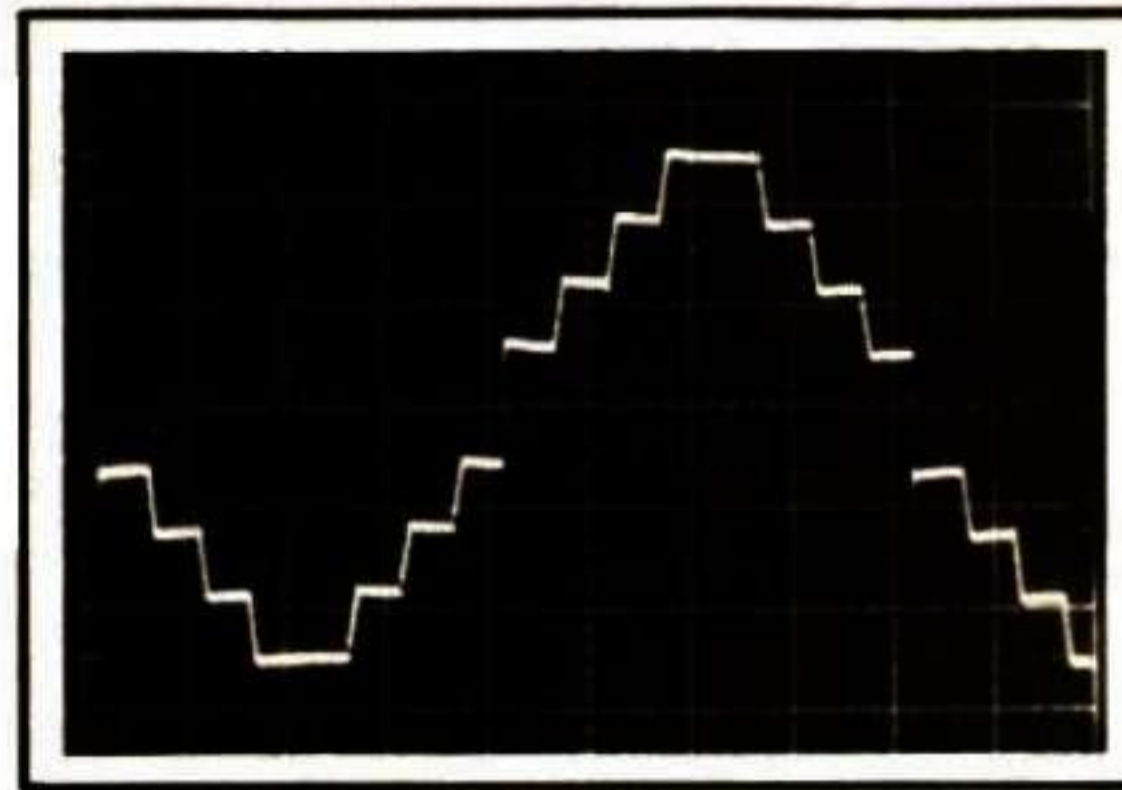


PHOTO C. - Un curieux escalier triangulaire dont nous allons essayer de fixer les divers niveaux.

conséquent, détruit la composante continue de ce dernier. Voir à ce sujet le paragraphe V.

Mais revenons à la photo A, dans laquelle nous constatons que :

- La crête haute se trouve à 1 division au-dessus de la référence 0. La sensibilité choisie pour l'observation étant de 0,2 V/div., cette crête est donc à + 0,2 V.
- La crête inférieure est à 3 divisions sous le 0 V, soit donc à - 0,6 V.
- Le niveau de repos du signal est à 1 division sous le niveau 0 V, donc à - 0,6 V.
- La tension crête à crête du signal est de 4 divisions, soit 0,8 V (photo B).

Il s'agit d'une observation du même genre, avec cette fois un signal triangulaire décentré vers le positif. Le trait horizontal marque toujours le niveau 0 V.

- La pointe positive est à 3 divisions au-dessus du 0 V. La sensibilité étant de 2 V/div., cela correspond à + 6 V.
- La pointe négative est à 1/2 division au-dessus du 0 V, soit à + 1 V.
- La tension crête à crête est de :  $(+ 6) - (+ 1) = + 6 - 1 = + 5$  V.
- La tension moyenne de ce signal symétrique est de :  $1/2 (+ 6 + 1)$ , soit + 3,5 V. Certains signaux complexes ont de nombreux niveaux intermédiaires entre ceux de crête. C'est le cas du signal de la photo C. On reconnaît une sorte d'escalier triangulaire dont nous laissons imaginer la génération ! Il est intéressant de fixer la valeur exacte des niveaux des différentes « marches ».

Cette fois, le niveau 0 n'a pas été matérialisé sur la photo à l'aide de la seconde voie, mais par la ligne d'axe horizontal du graticule. La sensibilité

verticale est de 2 V/div. Nous obtenons donc :

- Niveau de crête positive : 2,5 divisions au-dessus de 0 V, soit + 5 V.
- Niveau de crête négative : même calcul donnant - 5 V.
- Chaque partie positive ou négative de la courbe compte 4 échelons de tension, soit pour chacun :  $5 \text{ V} / 4 = 1,25$  V. Les différentes marches se situent donc, de bas en haut à - 5 V,

- 3,75 V, - 2,5 V, - 1,25 V, + 1,25 V, + 2,5 V, + 3,75 V et + 5 V.

- Nous remarquons l'absence de « marche » à 0 V. Remarque aussi la graduation verticale à gauche du graticule : elle va de 0 % à 100 %, par pas de 10. Elle convient donc bien ici, puisque les deux crêtes se placent l'une à 0 % et l'autre à 100 % ! Mais nous reviendrons plus loin sur la signification réelle de cette graduation.

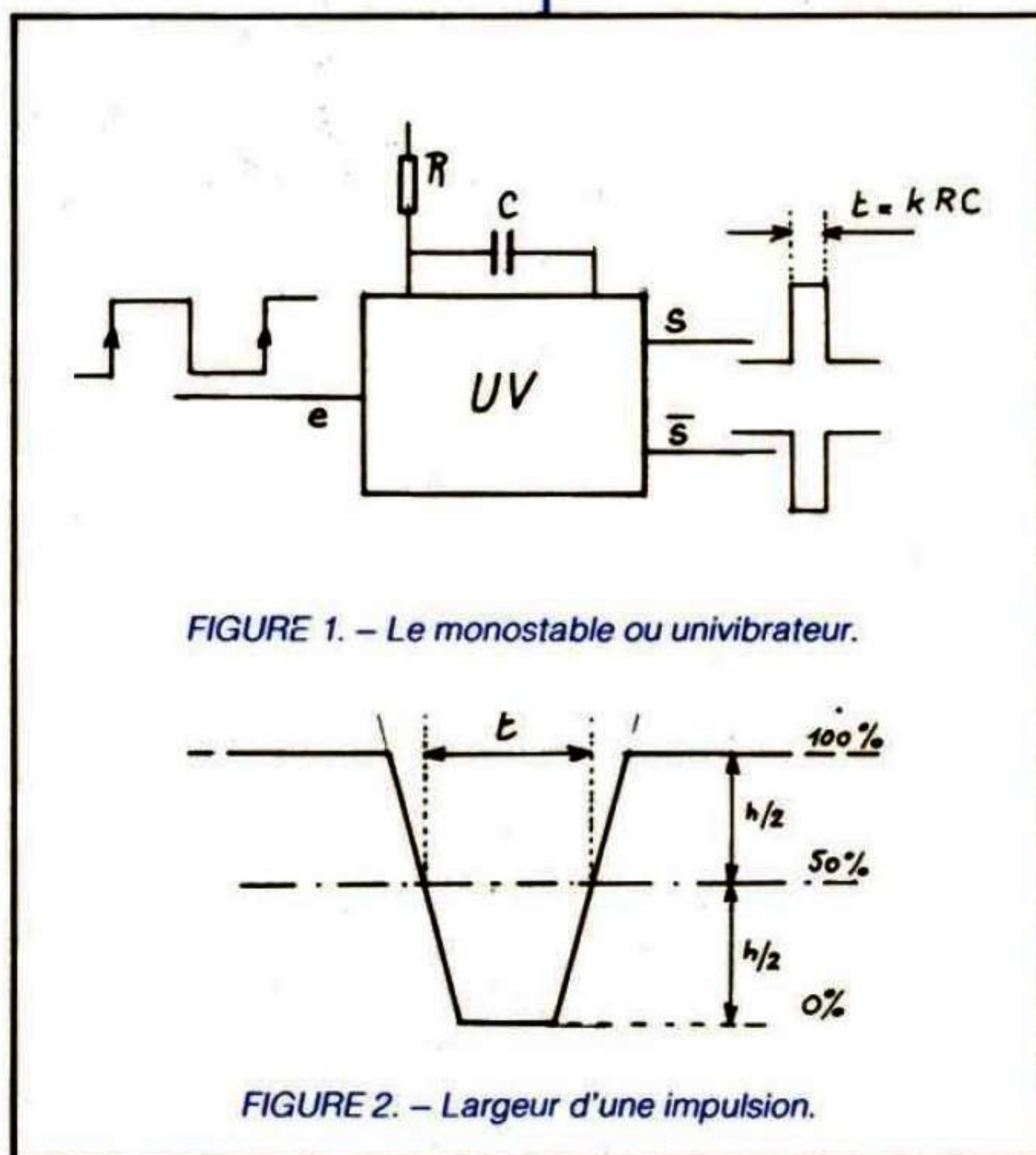


FIGURE 1. - Le monostable ou univibrateur.

FIGURE 2. - Largeur d'une impulsion.

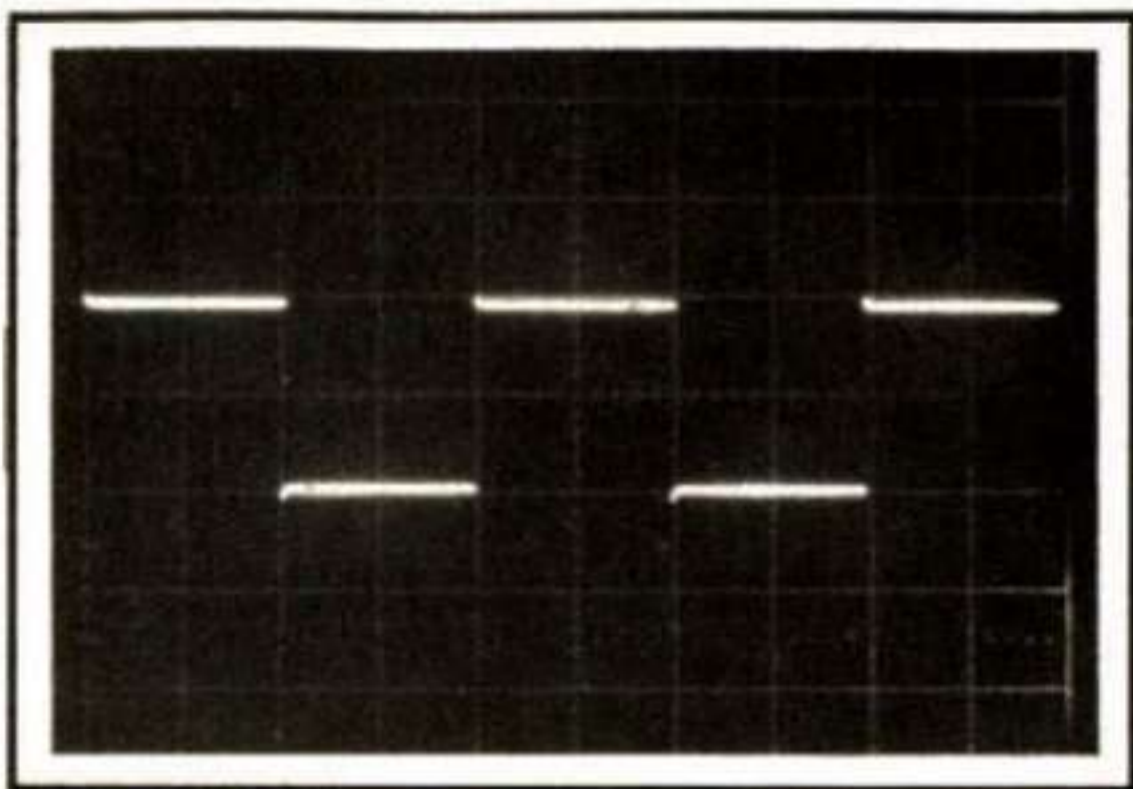


PHOTO D. – Créneau rectangulaire, type TTL et de rapport cyclique égal à 1. L'entrée Y est en mode alternatif, ce qui provoque un centrage de l'oscillogramme sur sa tension moyenne. Ici l'axe médian des X.

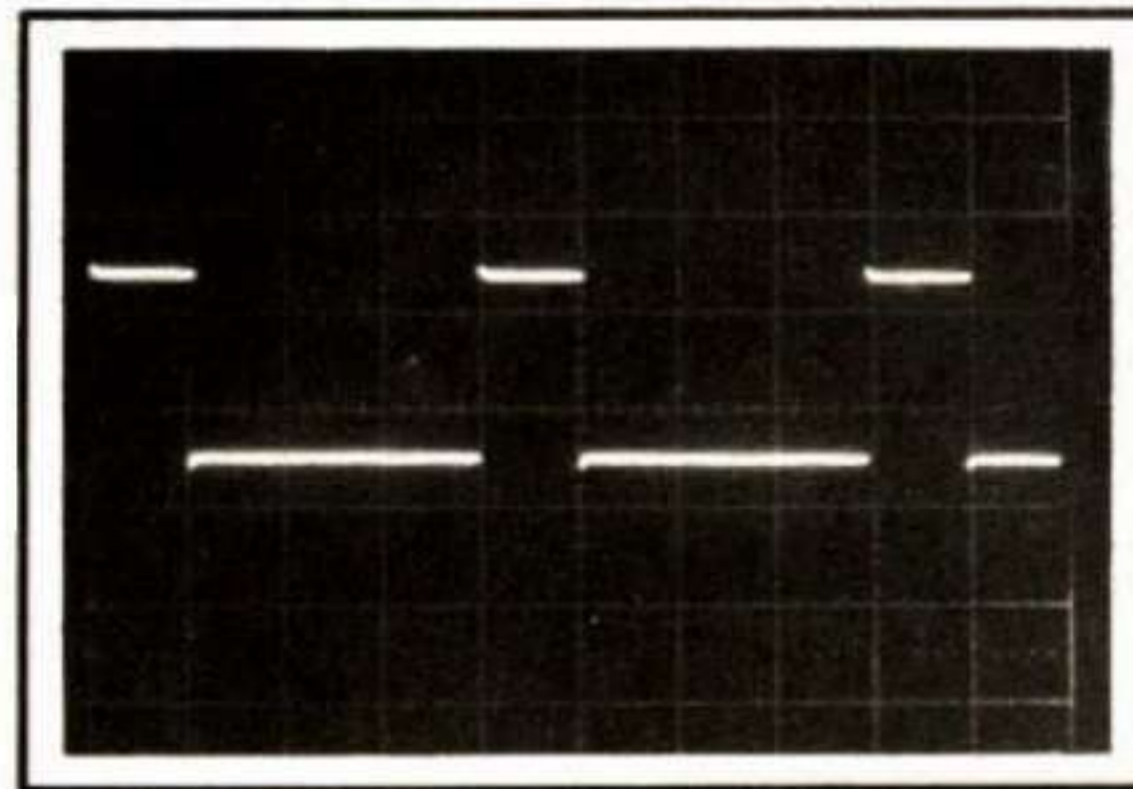


PHOTO E. – Le même signal avec un rapport cyclique de 1/3. L'axe des X donne la tension moyenne.

## V. Mesure des tensions moyennes

Nous rappelons ci-après, bien que cela ait déjà été étudié dans le numéro 1698 du *Haut-Parleur*, qu'un signal périodique possède :

- **une tension crête à crête** (voir les études des photos précédentes). C'est la « distance » entre les deux crêtes.
- **Une tension moyenne.** C'est la tension qu'indique l'aiguille du contrôleur universel, celle-ci se fixant sur la « moyenne » des actions contradictoires des alternances positives et négatives du signal. Cette position moyenne se calcule à partir des aires au-dessus et en-dessous de la position cherchée. Revoir, pour révision, le n° 1698 du *Haut-Parleur*.
- **Une tension efficace.** Valeur donnant l'équivalence entre tension alternative et tension continue, au plan

énergétique défini par rapport à l'effet Joule.

L'oscilloscope donne très facilement les tensions de crête et crête à crête, nous l'avons vu. Il donne une indication assez précise de la tension moyenne, nous allons le voir. Il ne permet pas la mesure des tensions efficaces. Voyons les photos D, E et F.

- En D, un beau signal carré, du type TTL, palier bas au niveau 0 V et palier haut à + 4 V (2 V/div.). Pour la photo, l'oscilloscope a été placé en entrée alternatif. Puis le cadrage fait avec entrée à la masse, pour placer la trace (mode Auto) sur l'axe horizontal médian, cet axe matérialisant le niveau 0 V. Enfin, observation du signal : celui-ci se centre sur sa valeur moyenne, laquelle se situe donc à 50 % de l'amplitude maximum. On le voit bien sur la photo : 1 division au-dessus, 1 division au-dessous du 0 V (photos E et F). Nous avons modifié le rapport cyclique du

signal, toutes choses identiques par ailleurs :

- En E, le rapport cyclique est de 1/3 : la tension moyenne s'établit à peu près (aux incertitudes de cadrage près) au 1/4 de la tension de crête. 3/4 au-dessus et 1/4 au-dessous. Soit à  $4 \text{ V} / 4 = + 1 \text{ V}$ .
- En F, le rapport cyclique est de 3/1 et la tension moyenne aux 3/4 de la tension de crête, soit à + 3 V.

En observation réelle, la variation du rapport cyclique entraîne un centrage automatique du signal sur sa tension moyenne, matérialisée ici par l'axe horizontal principal.

## VI. Fonction outputmètre

Nous l'appelons ainsi à cause de sa ressemblance avec la fonction similaire étudiée pour le contrôleur universel,

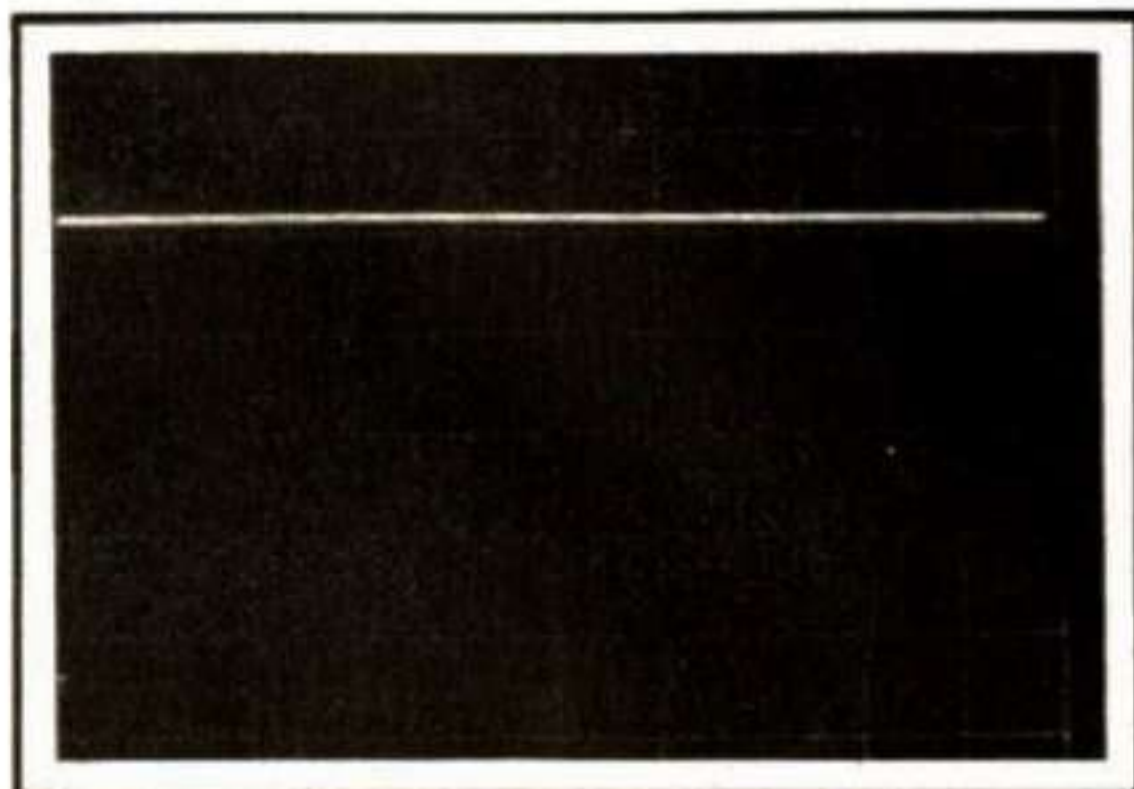


PHOTO F. – Encore le même signal avec un rapport cyclique de 3/1.

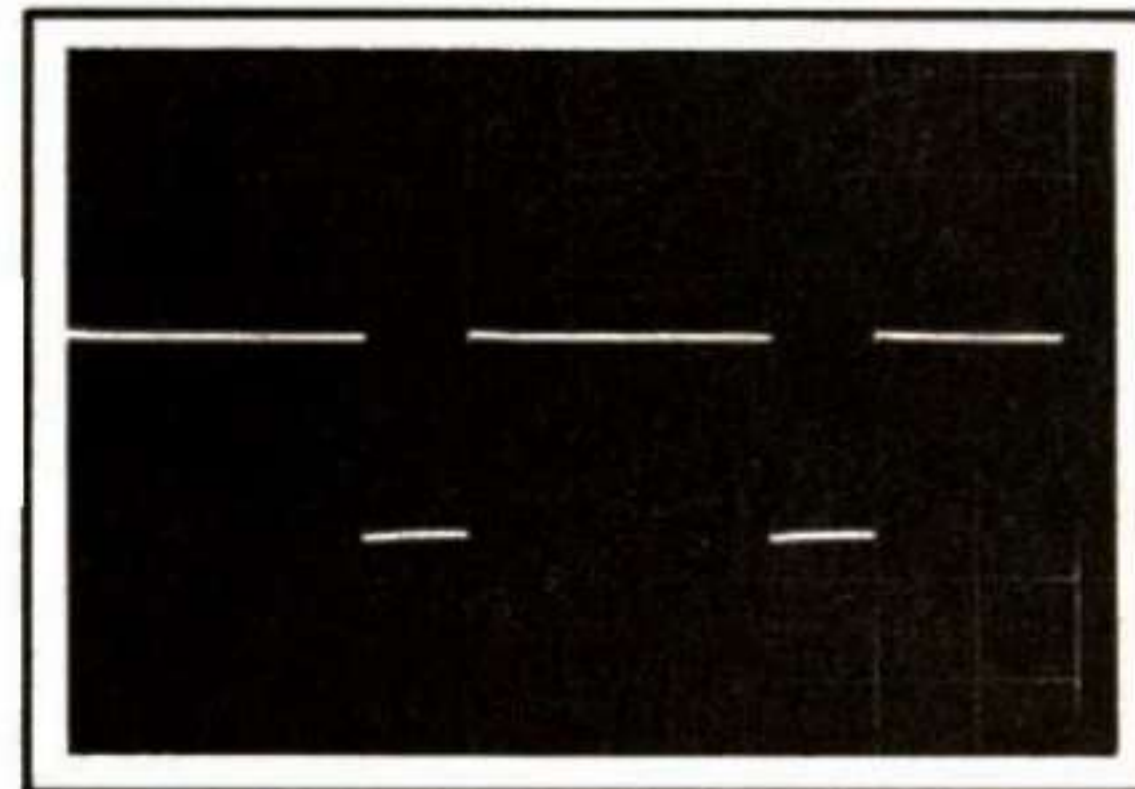


PHOTO G. – Une tension continue de + 11 V, parfaitement filtrée semble-t-il.

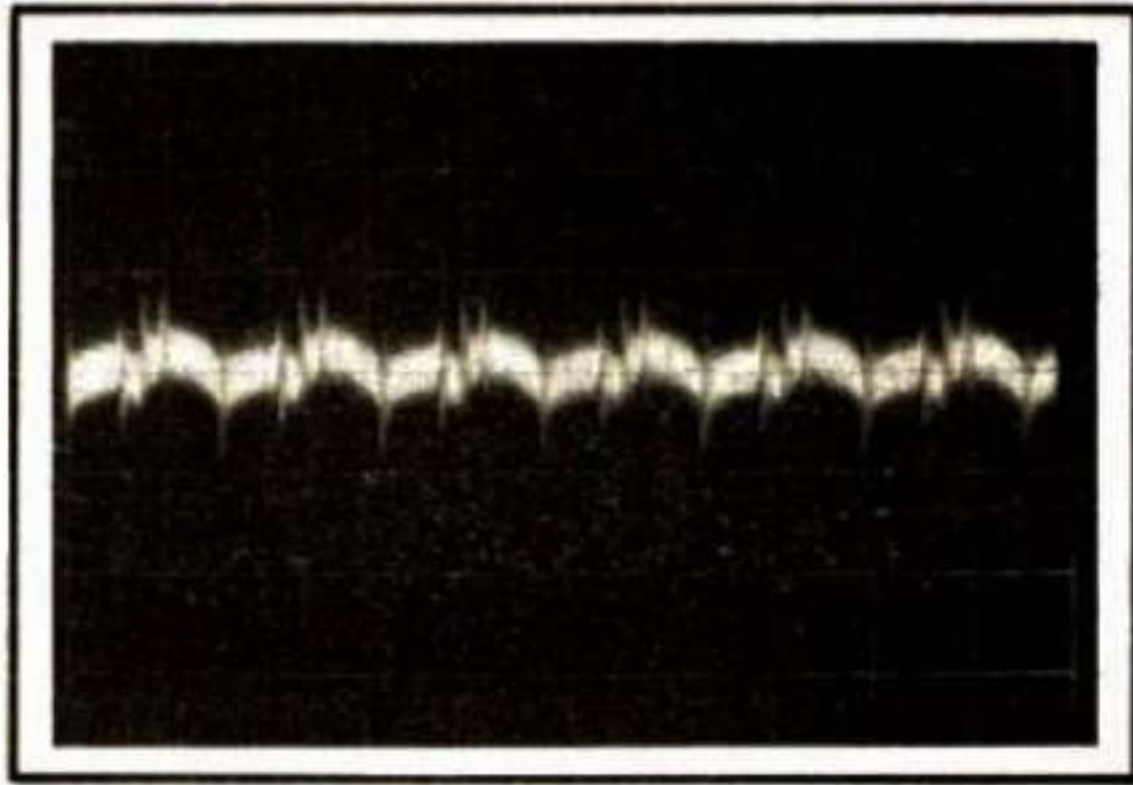


PHOTO H. – Le mode alternatif permet, en augmentant la sensibilité, de mettre en évidence le bruit existant sur la tension de + 11 V.

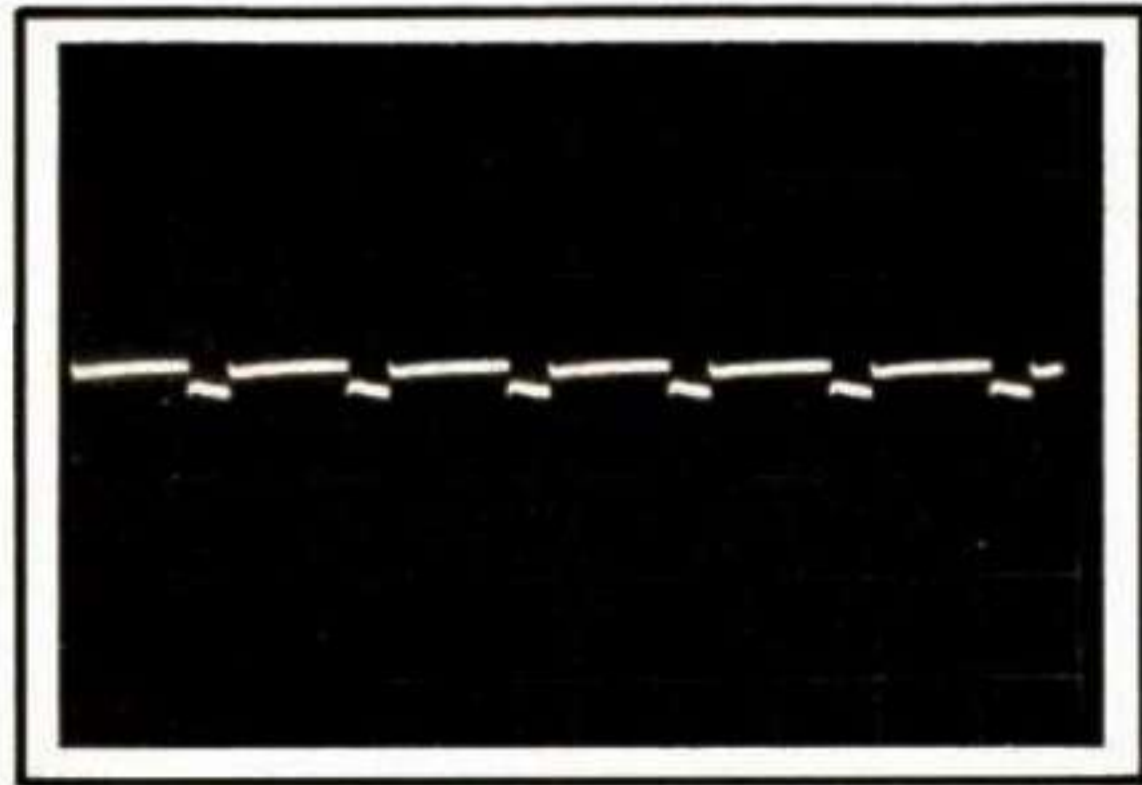


PHOTO I. – Même observation, cette fois sur la ligne + 5 V d'un circuit logique. Un bruit existe à la fréquence de commutation des basculeurs.

dans le n° 1700 du *Haut-Parleur*, lors de l'analyse du fonctionnement des contrôleurs universels. L'outputmètre étant un voltmètre alternatif avec condensateur d'isolement en série. Ce terme anglo-saxon pouvant se traduire par « voltmètre de sortie ». Cet appareil est destiné à la mesure des tensions en sorties d'étages d'amplifications BF. Ces étages, tant à lampes qu'à transistors, fournissent le signal BF utile, superposé à une tension continue provenant de l'alimentation, évidemment nécessaire, de l'étage considéré.

Dans le cas de l'oscilloscope, la fonction « outputmètre » s'obtient très simplement en passant du mode entrée continu au mode entrée alternatif. Nous venons déjà d'utiliser cette fonction dans le cas des photos D, E et F, presque sans le savoir ! En fait, pour les étages amplificateurs, le condensateur de liaison de l'entrée alternatif n'est pas vraiment nécessaire si la tension continue superposée au signal est de l'ordre de grandeur de ce dernier. Ainsi, par

exemple, si nous observons le signal BF de sortie d'un étage à transistor alimenté sous 9 V, nous allons avoir un signal alternatif dont la valeur de crête ne peut excéder les potentiels de l'alimentation, soit 0 V et + 9 V. Ce signal sera centré sur + 4,5 V si le transistor est correctement polarisé. Dans ce cas, la tension continue superposée est donc de + 4,5 V, et la tension de crête maximale du signal de 4,5 V également : les deux tensions ont bien le même ordre de grandeur. L'observation à l'oscilloscope ne posera aucun problème de cadrage, tant en entrée continu qu'en entrée alternatif ! L'oscillogramme B du signal triangulaire correspond d'ailleurs d'assez près à une situation de ce type (revoir l'étude de l'étage à transistor dans le n° 1695).

En revanche, dans d'autres cas, si la tension continue superposée est très supérieure à la tension de crête du signal à observer, il n'en sera plus de même. L'exemple typique est illustré par les photos suivantes. Il s'agit de

l'étude de la tension fournie par une alimentation.

Photo G. Voici l'oscillogramme d'une tension continue de + 11 V (5 V/div.). Le niveau 0 V correspond à l'axe horizontal médian. La tension semble parfaitement filtrée, la courbe résultante étant une droite sans défaut apparent. Vous avez deviné que l'entrée est en mode... continu ! C'est très bien. Si nous augmentons la sensibilité de l'ampli vertical, la courbe va sortir de l'écran, c'est bien sûr ! Alors passons en entrée alternatif. Pouvons la sensibilité, ce qui devient possible, la courbe se centrera sur sa valeur moyenne (voir ci-dessus), laquelle est + 11 V évidemment. La trace se place donc sur l'axe horizontal, quelle que soit la sensibilité. En revanche, au fur et à mesure de l'augmentation de cette dernière, on observe un épaississement de la courbe (photo H).

Nous voici arrivés à 10 mV/div. Notre belle horizontale nous montre alors son vrai visage : un bruit d'ampli-

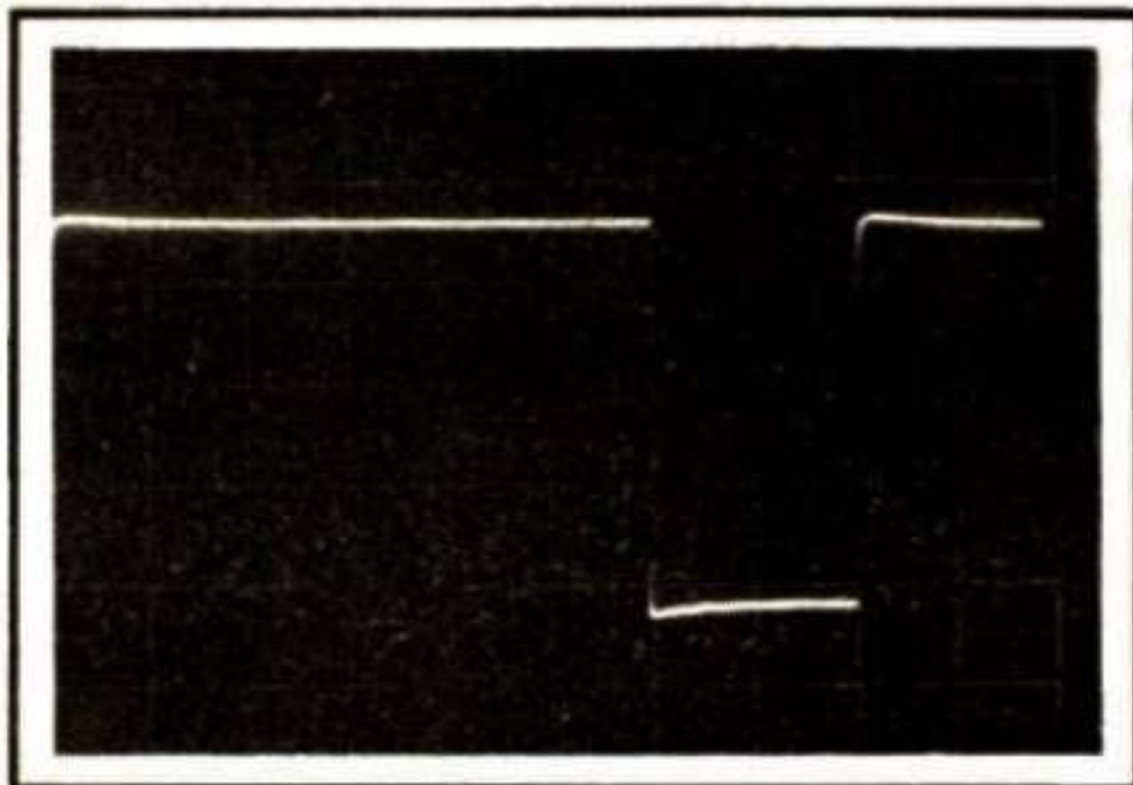


PHOTO J. – Une belle impulsion négative et rectangulaire. La mesure des durées se fait sans ambiguïté.

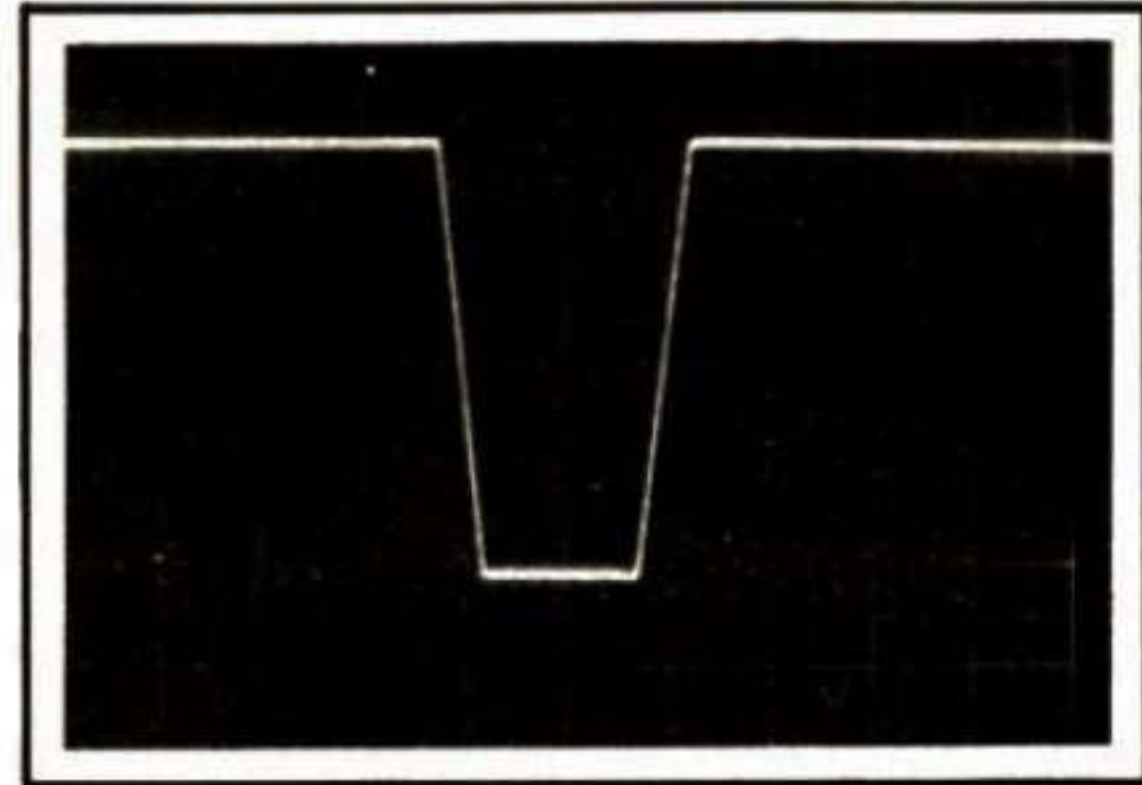


PHOTO K. – La mesure de la durée de cette impulsion trapézoïdale pose un petit problème.

tude voisine de 1,5 division, ce qui correspond à 15 mV. Ce bruit comprend des composantes à plus faible fréquence (pics positifs et négatifs) et un « fond » à fréquence élevée donnant une bande de largeur voisine de 1/2 division, soit 5 mVcc.

Ramenons les choses à leur échelle. 10 mVcc en moyenne pour une tension de 11 V, cela ne fait que  $10/11\ 000 \times 100\%$ , soit 0,09 %. C'est donc très peu. Voilà une bonne alimentation (photo I).

Observation similaire sur une ligne 5 V alimentant un montage logique. On retrouve sur cette ligne un bruit de commutation à la fréquence de fonctionnement. Ce bruit mesure ici 50 mV (200 mV/div.). C'est un peu moins bon, mais le montage alimenté semble fort bien s'accommoder de la situation.

Cependant, lors de la mise au point d'un système électronique, les observations et mesures précédentes sont fondamentales. Il en est de même dans le cas du dépannage. Un montage ne peut être meilleur que son alimentation. Un montage qui vieillit présente souvent des condensateurs chimiques desséchés et ayant perdu leur capacité initiale. Les lignes d'alimentation véhiculent alors un bruit énorme, fait à la fois de résidus 50 Hz du secteur et de fréquences diverses non découplées. Il s'installe alors un régime de fonctionnement anarchique pouvant surprendre l'intervenant. Un coup d'oscilloscope sur toutes les lignes d'alimentation est donc la première observation à faire en face d'un appareil présentant un symptôme curieux ! Cela est encore plus vrai lorsqu'il s'agit d'appareils à « lampes », la température de four qu'elles entretiennent contribuant allègrement au dessèchement des condensateurs.

## VII. Mesure des temps

Les mesures diverses de tensions ont toujours fait référence aux graduations verticales du graticule. Les mesures de temps, pour lesquelles l'oscilloscope est un auxiliaire irremplaçable, se font au contraire par l'intermédiaire des graduations horizontales, dont la valeur peut aller, nous l'avons vu, de 2 secondes à 0,1  $\mu$ s par division.

### 1. Mesure de la période

(et, indirectement, de la fréquence)

Voyons, par exemple, la photo J

d'un signal TTL de rapport cyclique 6/2, soit 3/1. L'observation se fait à 10  $\mu$ s/div. La période du signal occupe 8 divisions, soit dans le temps,  $8 \times 10\ \mu$ s = 80  $\mu$ s très exactement. La fréquence est l'inverse de la période :

$$F = 1/T = 1/80 \cdot 10^{-6} = 12\ 500\ \text{Hz.}$$

Un retour sur la photo B, d'un signal triangulaire : la période occupe 29 subdivisions. La base de temps est réglée sur 5 ms/div., soit 1 ms par subdivision et donc une période de  $29 \times 1\ \text{ms} = 29\ \text{ms}$ . La fréquence est de  $1/29 \cdot 10^{-3} \approx 35\ \text{Hz}$ .

### 2. Mesure des durées intermédiaires

Dans le cas de la photo J :

– L'état haut dure 6 divisions, soit 60  $\mu$ s.

– L'état bas dure 2 divisions, soit 20  $\mu$ s.

Dans le cas de la photo B :

– La montée du triangle dure 14,2 subdivisions, soit 14,2 ms.

– La descente dure 14,8 subdivisions, soit 14,8 ms.

On peut constater une petite différence de durée entre la montée et la descente de ce signal triangulaire, issu du générateur de fonctions. Ce type de générateur utilise, comme beaucoup d'autres, un circuit intégré (le 8038 d'Intersil, dans ce cas précis) chargeant puis déchargeant à courant constant le condensateur choisi par le sélecteur de gammes. Il est très difficile de garder une parfaite égalité entre ces courants de charge et de décharge lorsque l'on fait varier la fréquence. D'où le petit défaut constaté. Défaut qui, malheureusement, va se retrouver dans la sinusoïde résultante, celle-ci étant dérivée du triangle. Il s'ensuivra une petite augmentation du taux de distorsion de cette sinusoïde. Avec un tel type de générateur, il est possible d'avoir un taux de distorsion flatteur à une fréquence donnée. Il est bien plus difficile de conserver ce taux de  $F_{\min}$  à  $F_{\max}$ .

### 3. Mesure de la durée d'une impulsion

On appelle impulsion un signal rectangulaire de rapport cyclique très différent de 1. En somme, un signal qui reste un temps très bref dans un état et, par contre, beaucoup plus longtemps dans l'autre. La frontière entre le signal rectangulaire normal et le signal impulsionnel est mal définie. On ne peut

pas dire que le signal de la photo D est impulsionnel, son rapport cyclique étant de 1. En revanche, les signaux E et F commencent à devenir impulsionnels (rapport cyclique de 1/3 et de 3/1). Pour E, nous parlerions d'impulsions positives et pour F d'impulsions négatives, l'impulsion correspondant toujours à la partie courte du signal. Pour être plus précis, dans le cas de J, nous dirons que cette impulsion négative a une durée de 20  $\mu$ s et se répète toutes les 80  $\mu$ s. Sa fréquence de récurrence est de 12 500 Hz (voir plus haut).

Le générateur d'impulsions de prédilection est le monostable. On injecte sur son entrée un signal rectangulaire de fréquence égale à la fréquence de récurrence désirée. On recueille alors à la sortie (ou sur des sorties complémentaires, le plus souvent) des impulsions dont la durée est déterminée par la cellule RC connectée au monostable. Voir figure 1 (circuits TTL, 74121, 74123 ou C-MOS 4528, 4538...).

Si la mesure de durée de l'impulsion J est sans ambiguïté, car de largeur constante, il n'en est plus de même de celle de l'impulsion K. C'est encore une impulsion négative mais dont les fronts de transition ont des durées notables (volontairement dans ce cas précis). Ne nous leurrions pas d'ailleurs ; un front de transition n'est jamais instantané. L'instantané n'existe pas. Tout phénomène a une certaine durée jamais nulle.

Si les fronts de J semblent ne point durer, c'est simplement parce que l'observation se fait à vitesse trop faible. Nous y reviendrons.

Mais le cas de K (!) pose problème. En effet, la largeur est essentiellement variable. Pour une telle forme et par convention, on mesure la durée au niveau 50 %, soit donc à mi-hauteur. Ainsi, sur la photo K, l'oscillogramme est centré sur l'axe horizontal (à peu près 2 divisions au-dessus et 2 divisions au-dessous). C'est sur cet axe que l'on doit faire la mesure. La base de temps étant réglée à 200  $\mu$ s/div., nous avons donc :

$$t = 2 \times 200 = 400\ \mu\text{s.}$$

F. THOBOIS

N.D.L.R. – Cette série d'articles sur l'utilisation de l'oscilloscope a débuté dans notre n° 1706. Ces numéros sont encore disponibles, vous pouvez les obtenir en vous adressant à notre service « Vente au numéro », contre 17 F par exemplaire.

# (X) PRATIQUE DE LA MESURE

# L'OSCILLOSCOPE

Nous continuons ce mois les mesures de temps commencées dans le précédent article. Nous verrons également d'autres types de mesure.

#### 4. Mesure des temps d'établissement

L'impulsion K provient d'un train de signaux de radiocommande. La photo L montre une séquence complète comportant 8 impulsions. La récurrence du train est voisine de 50 Hz. L'observation K a été faite en balayage B retardé par A (voir articles précédents) :

– D'abord, surbrillance de A par B, comme le montre la photo M, ceci afin de choisir l'impulsion à observer de près.

– Puis passage en balayage B retardé par A, donnant le gros plan de l'impulsion, en l'occurrence la photo K.

Mais nous voudrions mesurer avec plus de précision la durée des flancs de l'impulsion choisie, la photo K, bien que grossie, ne donnant qu'un résultat incertain.

– Plaçons donc la surbrillance de A par B juste sur un front descendant, par exemple. Pour cela, il faut évidemment choisir une vitesse plus rapide de B. C'était  $200 \mu\text{s}/\text{div.}$  dans l'observation précédente. Ce sera  $50 \mu\text{s}$  pour la photo N.

– Passons maintenant en balayage B, donnant l'oscillogramme O, magnifique gros plan du front à observer.

Mais notons que l'amplitude du signal a été quelque peu retouchée. De l'ordre de 4 divisions en photo K (sensibilité verticale de  $2 \text{ V}/\text{div.}$ , en mode calibré), nous voici passés à 5 divisions exactement, à l'aide du mode décalibré, gain variable, ceci se retrouvant sur les photos L, M, N et O. De plus, nous avons amené, par la commande de cadrage vertical, les paliers haut et bas exactement sur les lignes 0 % et 100 % du graticule.

Nous sommes maintenant prêt pour la mesure de la durée du flanc descendant. Cette mesure se fait encore par convention, entre les niveaux 10 % et 90 %. D'où l'intérêt de ces repères sur le graticule !

– Amener, par le cadrage horizontal, le flanc à passer exactement par une intersection de la ligne 90 % avec une verticale (voir le repère + de la photo !).

– Repérer ensuite l'autre intersection du flanc avec la ligne 10 %. Autre + sur la photo.

– Compter les subdivisions horizontales séparant les deux repères.

Nous obtenons ici 8 subdivisions. Soit donc une durée normalisée de la descente de  $8 \times 50 \mu\text{s} = 400 \mu\text{s}$ .

Il va sans dire que cette mesure normalisée ne donne pas, dans le cas de la photo O, la durée réelle de la descente

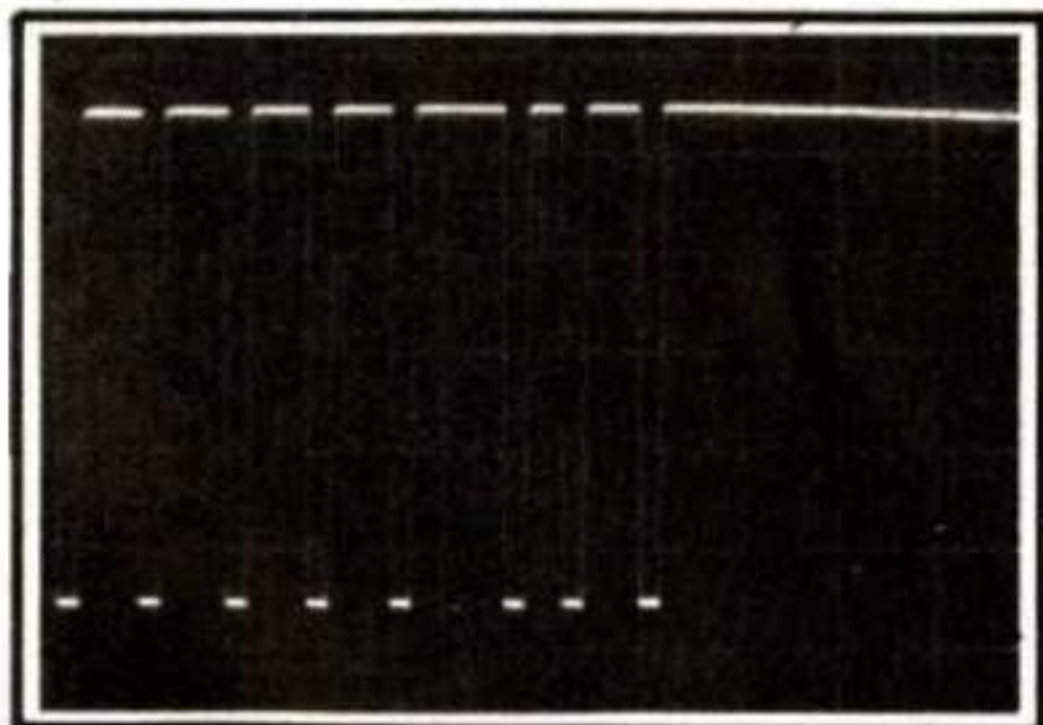


PHOTO L

Séquence complète de laquelle a été extraite l'impulsion précédente.

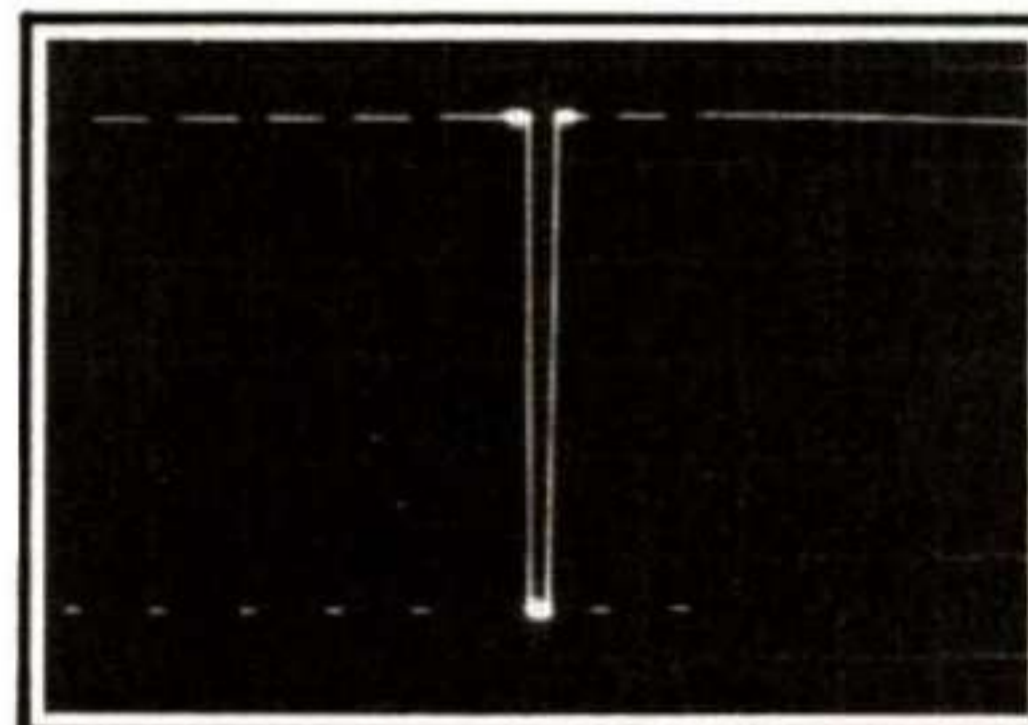


PHOTO M

Surbrillance sur la sixième impulsion de la séquence L.

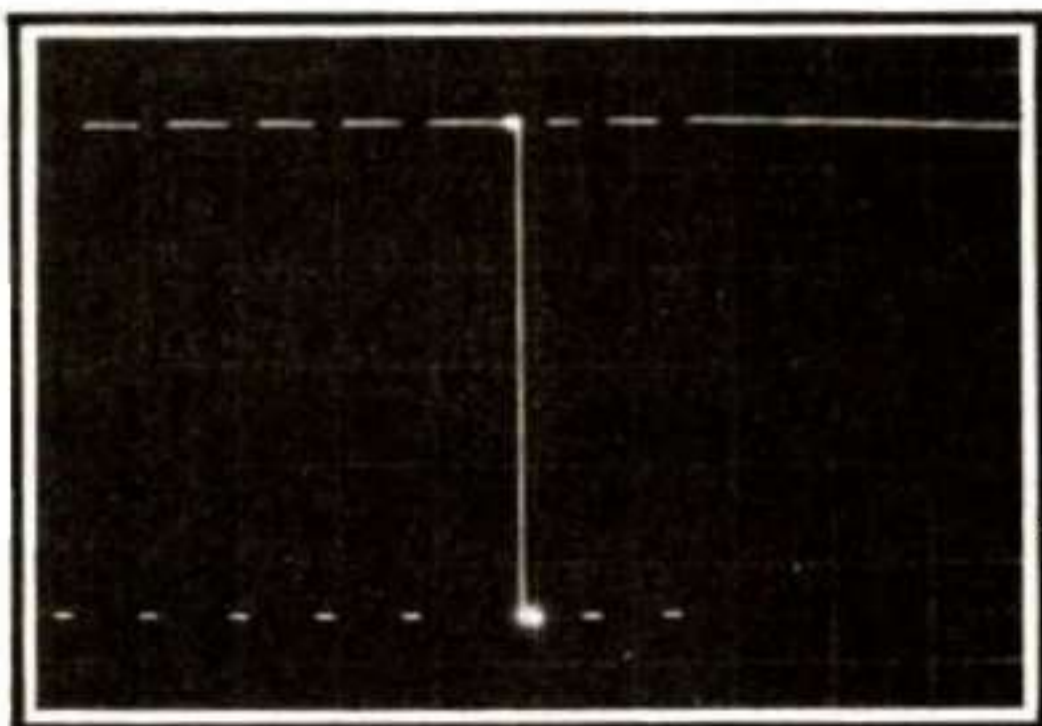


PHOTO N. – Autre surbrillance de la sixième impulsion, avec une durée de la base de temps B moins grande, pour ne mettre en évidence que le front avant.

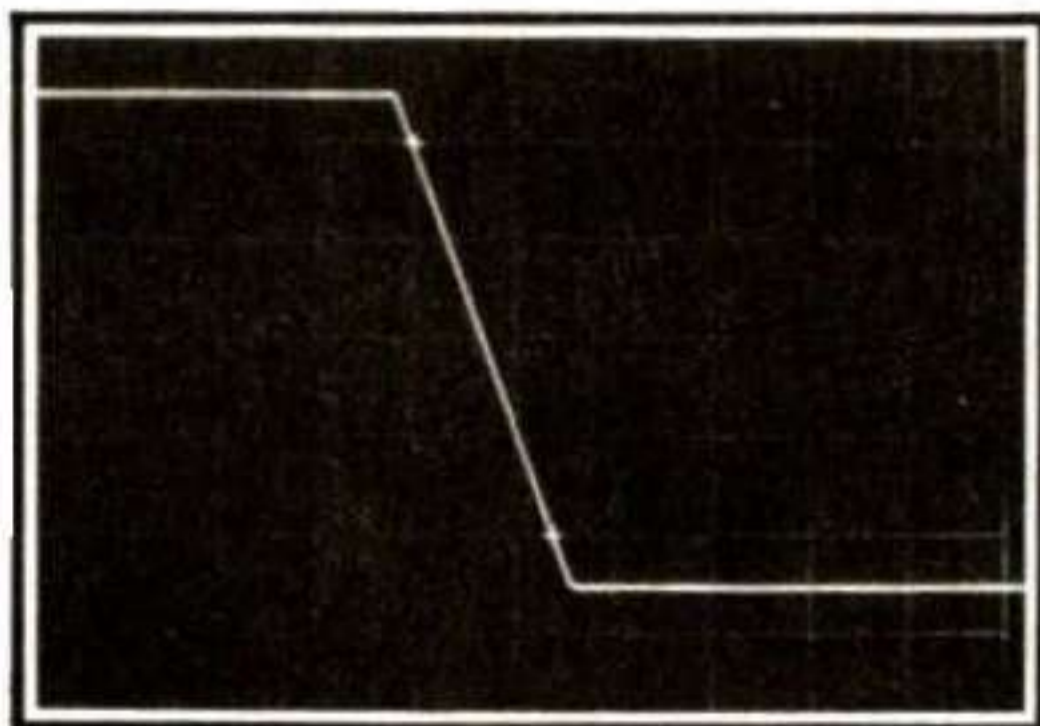


PHOTO O. – Gros plan du front avant de l'impulsion. Noter l'amplitude amenée très exactement sur les lignes 0 % et 100 %. Les + ont été surajoutés pour mettre la durée normalisée en évidence.

complète, celle-ci durant 9 subdivisions, soit  $450 \mu\text{s}$  ! On peut donc se demander la raison de cette curieuse manière de faire, donnant un résultat trop court ! On va vite comprendre en observant les signaux P et Q correspondant cette fois aux flancs montants et descendants du signal rectangulaire de notre générateur de fonctions, à sa fréquence maximale ( $\approx 200 \text{ kHz}$ ).

Cette fois, plus de traits semblant tracés à la règle, comme en O, mais des passages progressifs du niveau haut au niveau bas. Il devient alors très difficile de situer exactement le début d'une transition et sa fin. Selon l'observateur, le résultat sera différent. Pour supprimer cette incertitude, la convention énoncée précédemment a été retenue (voir figure 1).

On appelle temps de montée ou de descente d'un signal la durée séparant le passage au niveau 10 % (ou 90 %) du passage au niveau 90 % (ou 10 %).

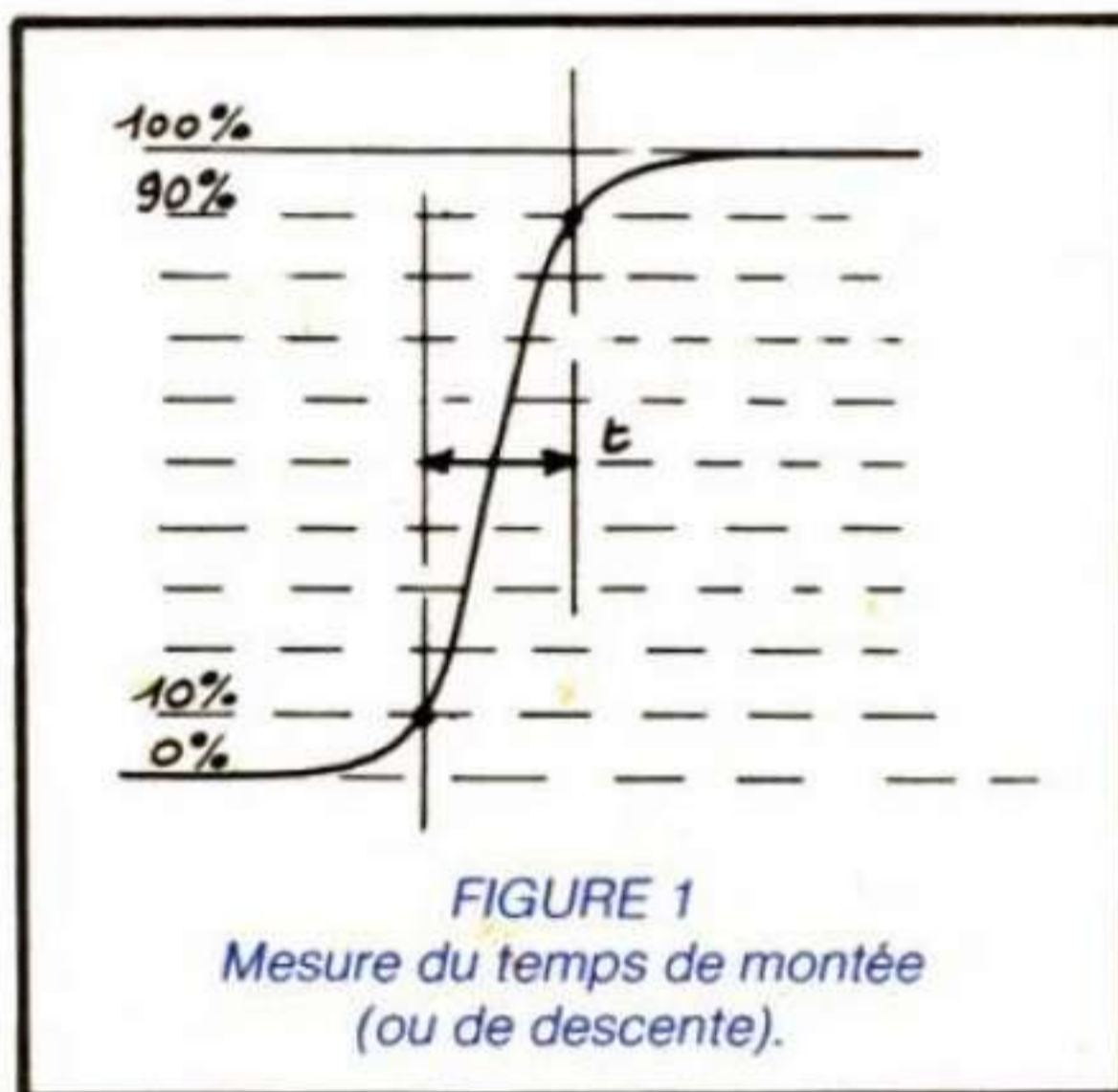


FIGURE 1  
Mesure du temps de montée (ou de descente).

du passage au niveau 90 % (ou 10 %).

Donc, pour P et Q, même manipulation que pour O.

– Amener l'oscillogramme à 5 divisions d'amplitude verticale, par le jeu du ver-

nier de gain, dont le rôle est ici essentiel.

– Cadrer le signal pour le placer exactement entre les lignes 0 % et 100 %.

– Cadrer horizontalement pour faire passer le front par une intersection 10 % (ou 90 %) avec une verticale tracée du graticule. Cela permet une lecture bien plus facile des subdivisions.

– Déterminer la largeur du front :

- Photo P : 8 subdivisions.
- Photo Q : un peu moins de 8 subdivisions.

L'observation se fait à la vitesse maximale de B, soit  $0,1 \mu\text{s}/\text{div.}$  ou  $100 \text{ ns}/\text{div.}$  Une subdivision vaut  $100/5 = 20 \text{ ns}$ . La descente du signal dure donc  $8 \times 20 = 160 \text{ ns}$ , tandis que la montée dure un peu moins que ce temps, à peu près  $150 \text{ ns}$ . Signalons que ces signaux sont issus d'un ampli-op de type LM 318 ! Ce n'est pas mal du tout.

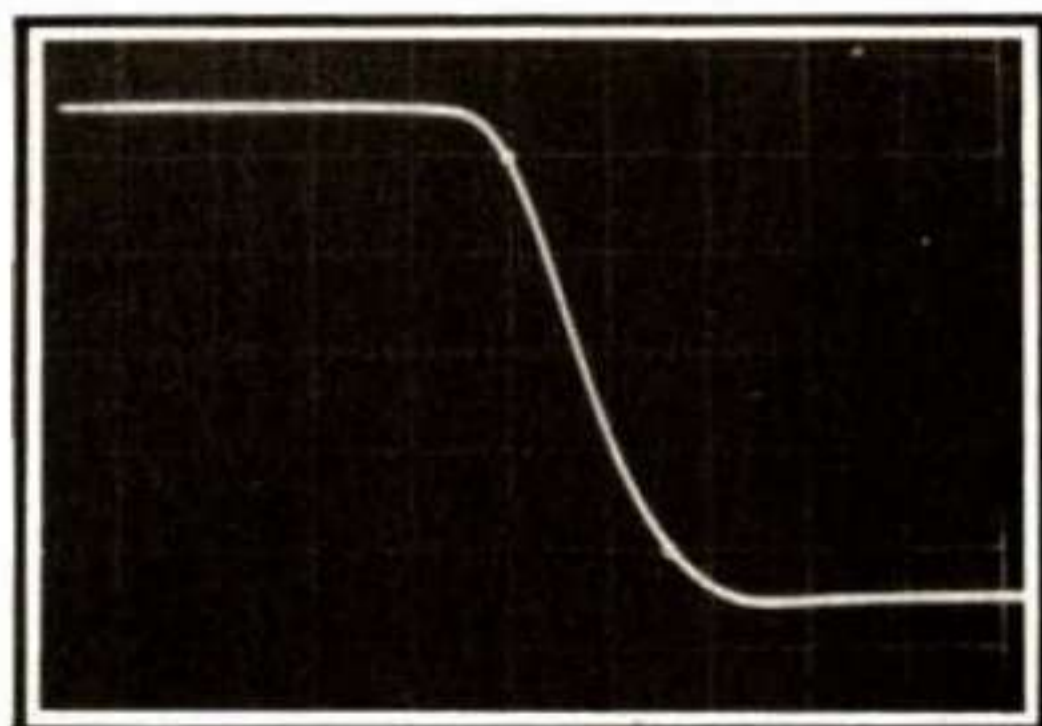


PHOTO P. – Mesure identique sur un signal dont les fronts ont des transitions arrondies. Les repères 0 donnent la durée à mesurer.

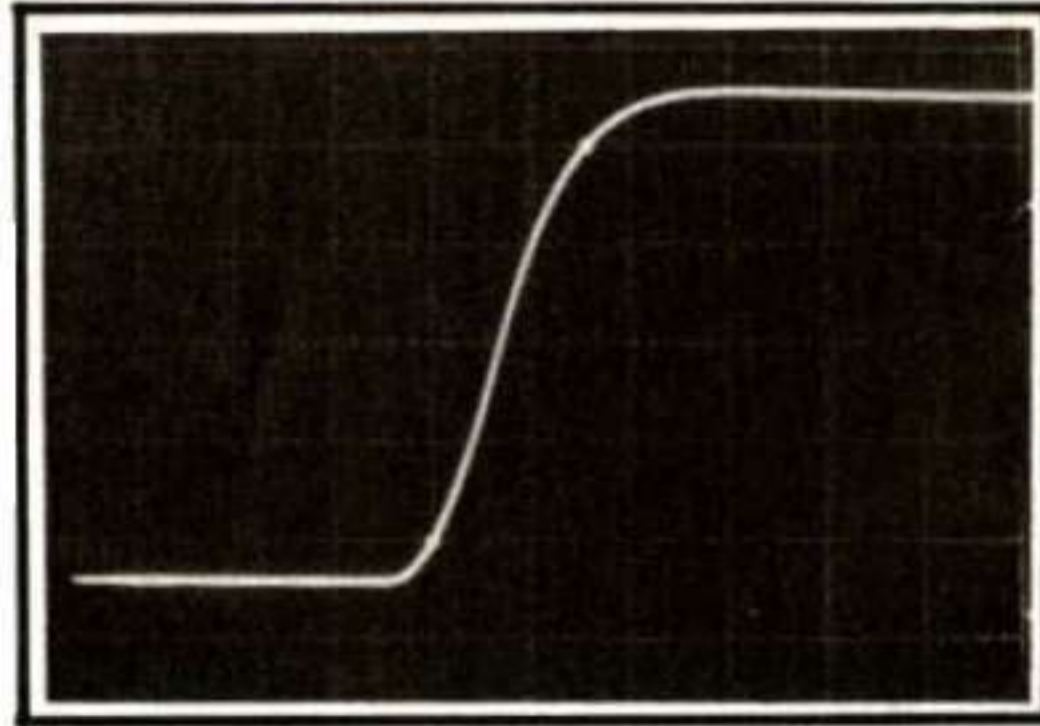


PHOTO Q. – Même mesure sur le front montant du même signal.

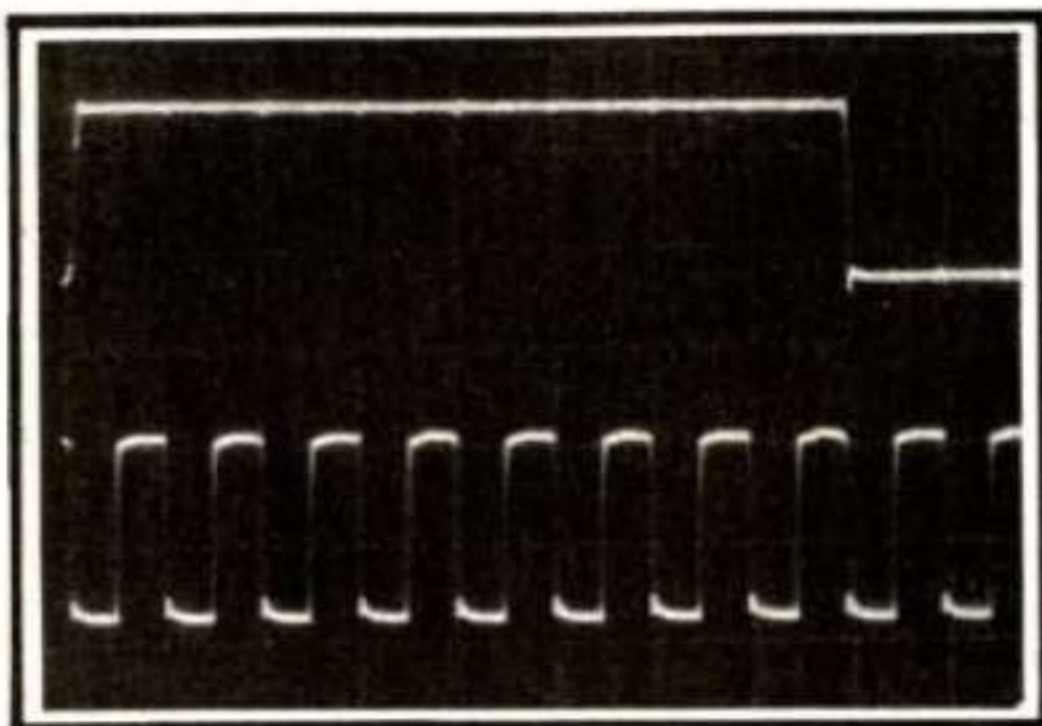


PHOTO R. – Signaux d'attaque (en bas) et de sortie (en haut) d'un diviseur logique. Remarquer le décalage léger entre les fronts sortie/entrée. Remarquer aussi l'amorce de créneau avant le déclenchement (en bas).

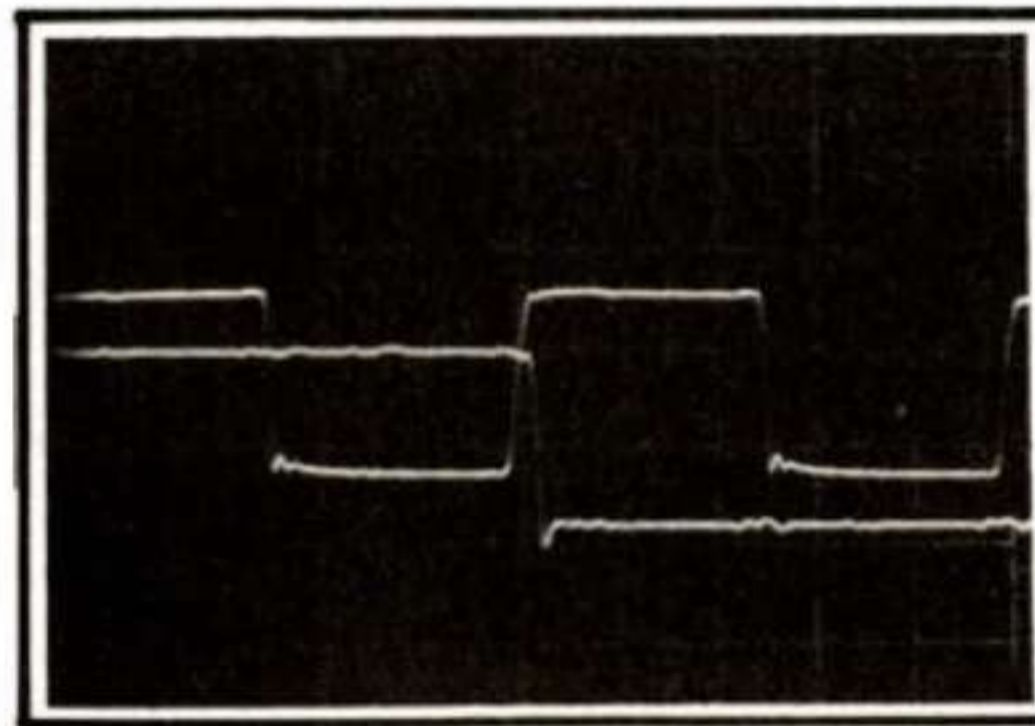


PHOTO S. – Autres signaux logiques mettant en évidence le décalage des fronts.

### 5. Mesure des retards

Dans les montages d'électronique numérique, non seulement les durées des signaux sont importantes, mais également leurs positions relatives dans le temps sont essentielles. Observons, par exemple, les signaux de la photo R, provenant d'un compteur divisant par 8. Le signal d'attaque (d'horloge) est en bas, celui de sortie en haut. L'horloge est à 2 MHz (balayage à  $0,5 \mu\text{s}$  par div.). Nous pouvons observer que le compteur bascule sur les fronts descendants du signal d'horloge (l'entrée correspondante est notée  $C_1$ ).

Une autre remarque importante : la base de temps est déclenchée par le signal 2 MHz, synchro négative. On peut constater que, effectivement, l'oscillogramme démarre sur un front descendant du 2 MHz. Mais en y regardant d'un peu plus près, vous verrez que, outre ce front négatif visible, on voit aussi un fragment du palier haut précédant ce front. Cela devrait vous sembler très bizarre : comment peut-on voir sur l'oscillogramme quelque chose qui s'est passé avant son déclenchement ? Sorcellerie ? Machine à remonter le temps ?

En bien, pas du tout ! En fait, le déclenchement du balayage se fait bien à l'instant réel du front descendant, et même un soupçon de  $\mu\text{s}$  plus tard, rien n'étant instantané. Sans précaution particulière, ce front devrait donc être perdu. Pour éviter cela, une ligne à retard est intercalée dans la voie verticale, entre le point où le signal est prélevé pour être envoyé vers les circuits de synchronisation et les plaques de déviation. Le retard apporté n'est pas

de 900 ns, comme sur un autre Canal qui en donne moins à ceux qui ne veulent pas payer Plus, mais de l'ordre d'une centaine de nanosecondes.

Le signal ainsi retardé parvient aux plaques de déviation après le déclenchement et se trouve alors visible au point ayant provoqué le démarrage du spot (voir figure 2).

Mais revenons à nos signaux. Comparons maintenant les positions des fronts du signal de sortie avec ceux correspondants de l'entrée. Notons le léger retard des premiers sur les seconds : bien visibles à la fois pour le front montant, en début de balayage, et le front descendant, vers la fin.

La photo S donne un exemple du même genre. Le balayage B étant en 100 ns par division, le décalage des fronts peut être estimé à 20 ns. C'est peu, mais bien suffisant pour provoquer des anomalies de fonctionnement (voir

notre article sur les convertisseurs A/D et D/A). Si les deux signaux de la photo S sont additionnés dans une porte Nand, il est bien certain qu'une impulsion parasite apparaîtra à l'occasion du front descendant du signal lent. Il peut s'ensuivre un fonctionnement erratique des circuits tributaires de la sortie de cette porte, s'ils sont très rapides.

Bien d'autres montages électroniques exigent des positions relatives des signaux très précises. Nous pouvons citer par exemple les registres à décalage. De tels registres sont des associations de basculeurs de type D, mis en série. Un basculeur de type D transmet sur ses sorties le niveau de son entrée DATA, sur un front actif du signal d'horloge. Si ce front actif est montant, par exemple, et si, à l'instant de la montée, l'entrée DATA est à 1, alors la sortie Q passe à 1, si elle n'y était pas

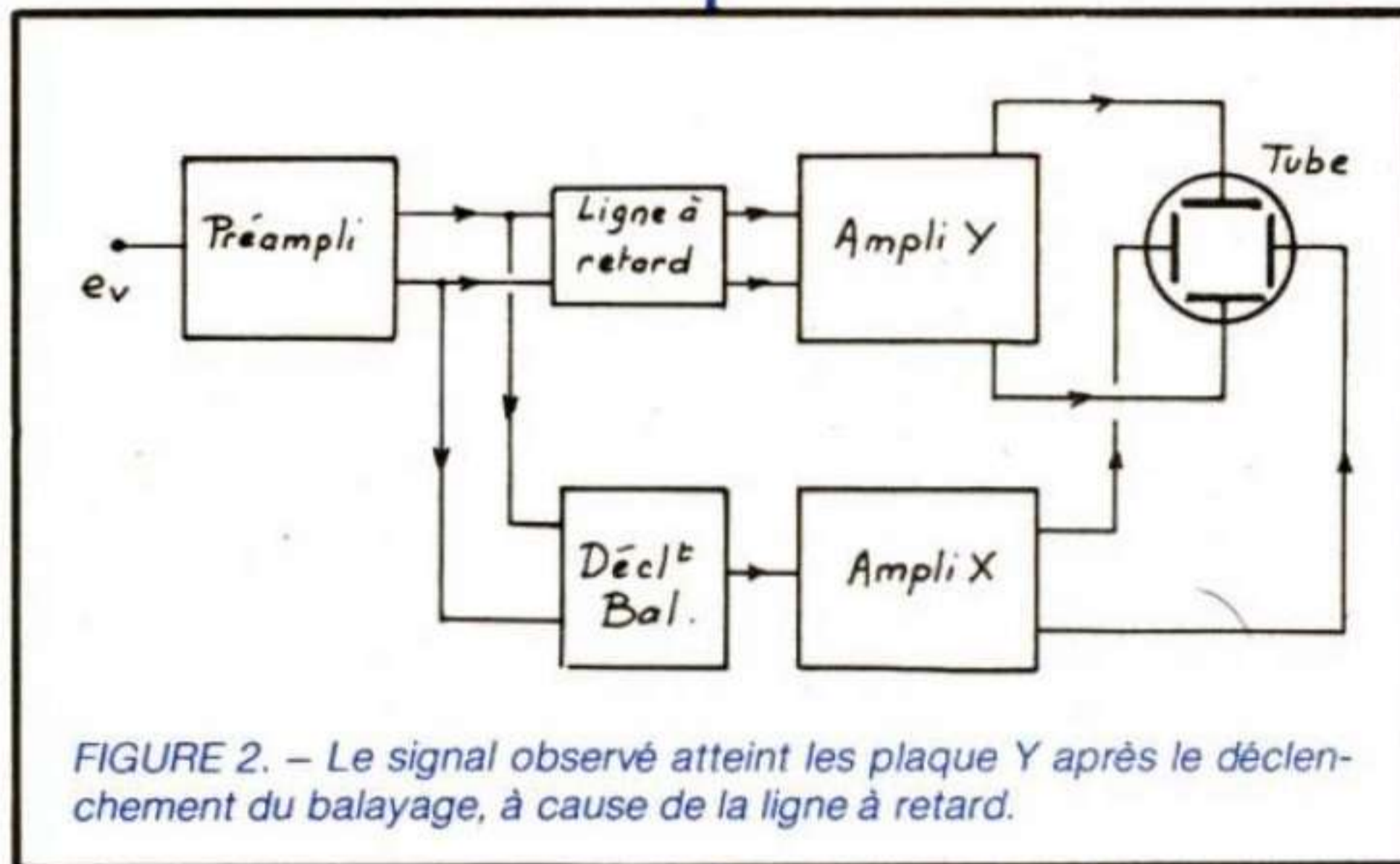


FIGURE 2. – Le signal observé atteint les plaques Y après le déclenchement du balayage, à cause de la ligne à retard.



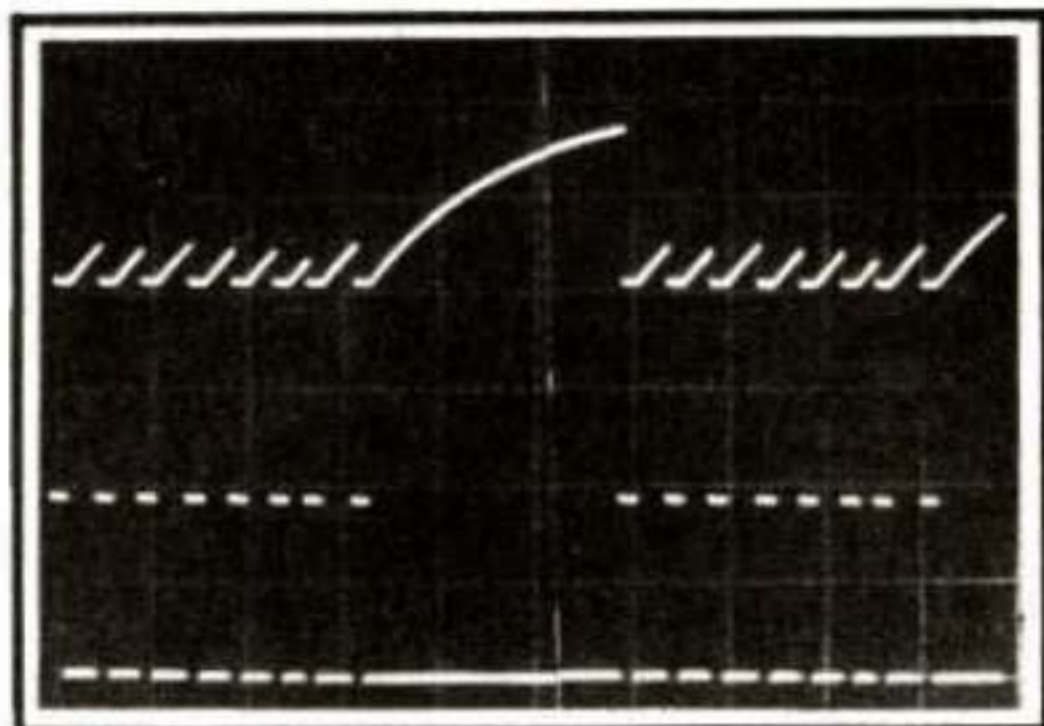


PHOTO T. – En haut, le signal DATA du décodeur RC et, en bas, le signal d'horloge.

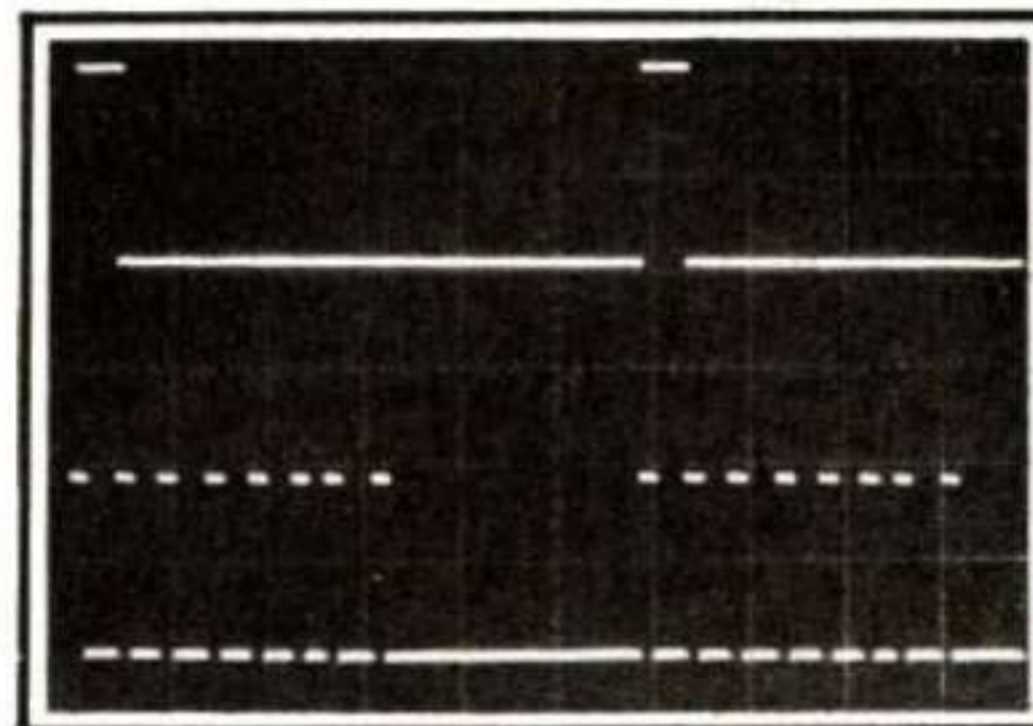


Photo U. – En haut, l'impulsion en sortie de Q<sub>1</sub>. En bas, le même signal d'horloge.

déjà. Dans le registre, chaque sortie Q donne le niveau DATA du basculeur suivant (voir figure 4).

Si nous plaçons un 1 sur le DATA initial, ce 1 va passer sur Q<sub>1</sub> au premier coup d'horloge. Il apparaît donc sur le DATA du second basculeur et passe

alors sur Q<sub>2</sub> au second coup d'horloge, sur Q<sub>3</sub> au troisième et ainsi de suite jusqu'à la fin du registre. Le 1 est décalé d'étage en étage à chaque front actif, d'où le nom du système.

Toutefois, pour que les choses se passent bien ainsi, il est indispensable

que le 1 du DATA d'entrée soit bien présent au moment du premier front, et même un soupçon de temps en plus, par mesure de prudence. Il y a donc une question délicate de calage entre le temps des signaux essentiels du registre. Si ce registre présente des anomalies de fonctionnement, si par exemple rien n'apparaît sur les sorties malgré la présence effective de signaux semblant corrects sur DATA et CLOCK, alors pas d'hésitation : il faut tout simplement observer les positions relatives dans le temps !

Pour illustrer ce propos, nous avons utilisé un montage que nous connaissons bien, et pour cause : un décodeur de RC proportionnelle ! Justement, ce décodeur n'est rien d'autre qu'un registre à décalage. La photo T montre le signal d'horloge bien rectangulaire et le signal DATA, quelque peu curieux au royaume de la logique. En fait, ce signal est une intégration du précédent, nécessaire pour distinguer les distances entre impulsions. Si les fronts montants actifs sont très rapprochés, la tension DATA n'a pas le temps de monter au-dessus du seuil de transition 0/1, et elle vaut 0. Rien ne passe en sortie du registre. En revanche, s'il s'écoule entre deux fronts consécutifs un temps suffisant, cette tension « crève » le seuil de transition et vaut 1, ce qui, au coup d'horloge suivant, donne un 1 en sortie. C'est justement ce que nous montre la photo U du même signal d'horloge et de la sortie Q<sub>1</sub> du registre. La tension DATA retombant immédiatement à 0, après le front responsable, c'est une impulsion rectangulaire qui est ici visible.

Bien sûr, nous pourrions multiplier les exemples et parler longuement

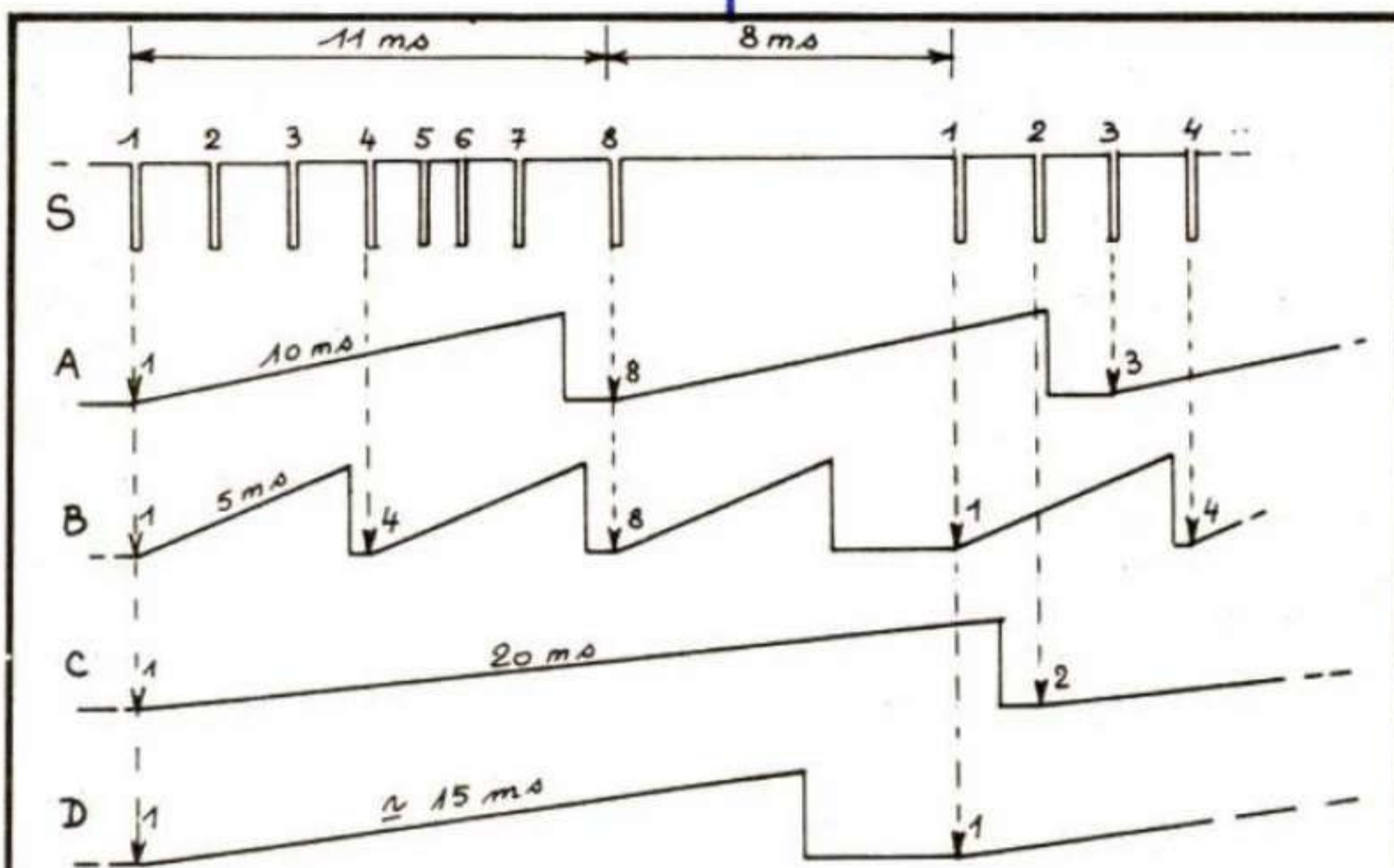


FIGURE 3. – A : 1 ms/div. → mauvais déclenchements par 8 et 3...  
 B : 0,5 ms/div. → mauvais déclenchements par 4 et 8...  
 C : 2 ms/div. → mauvais déclenchements par 2 et 2...  
 D : Décalibré → déclenchement toujours par 1.

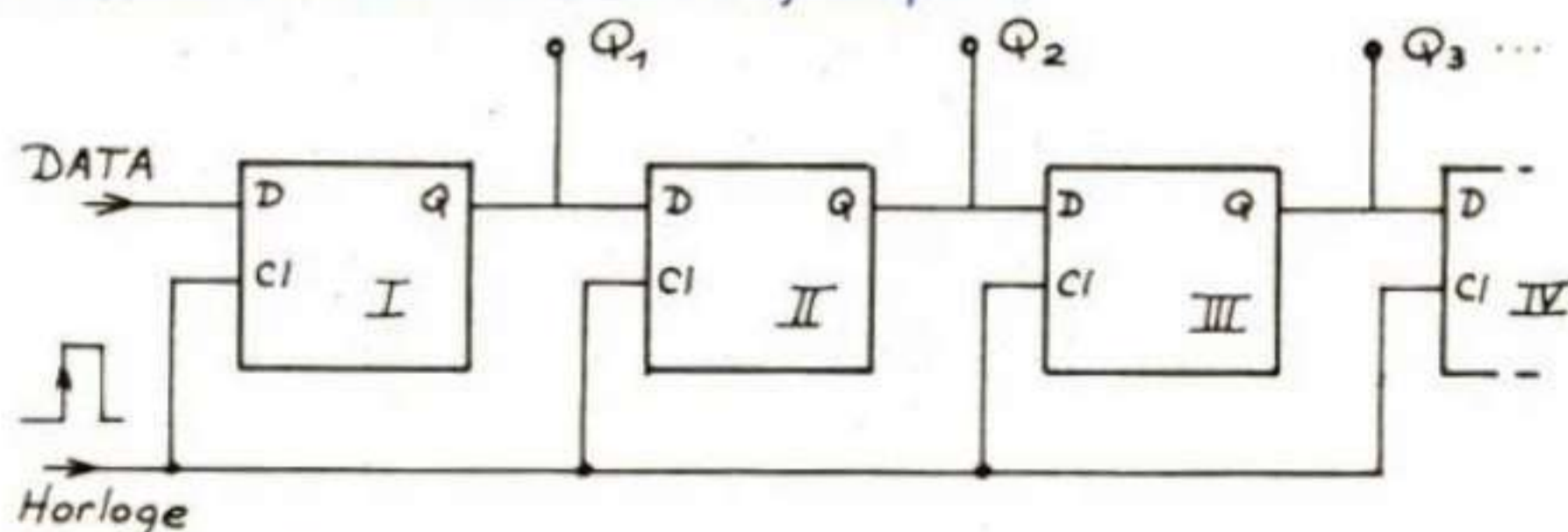


FIGURE 4. – Registre à décalage.

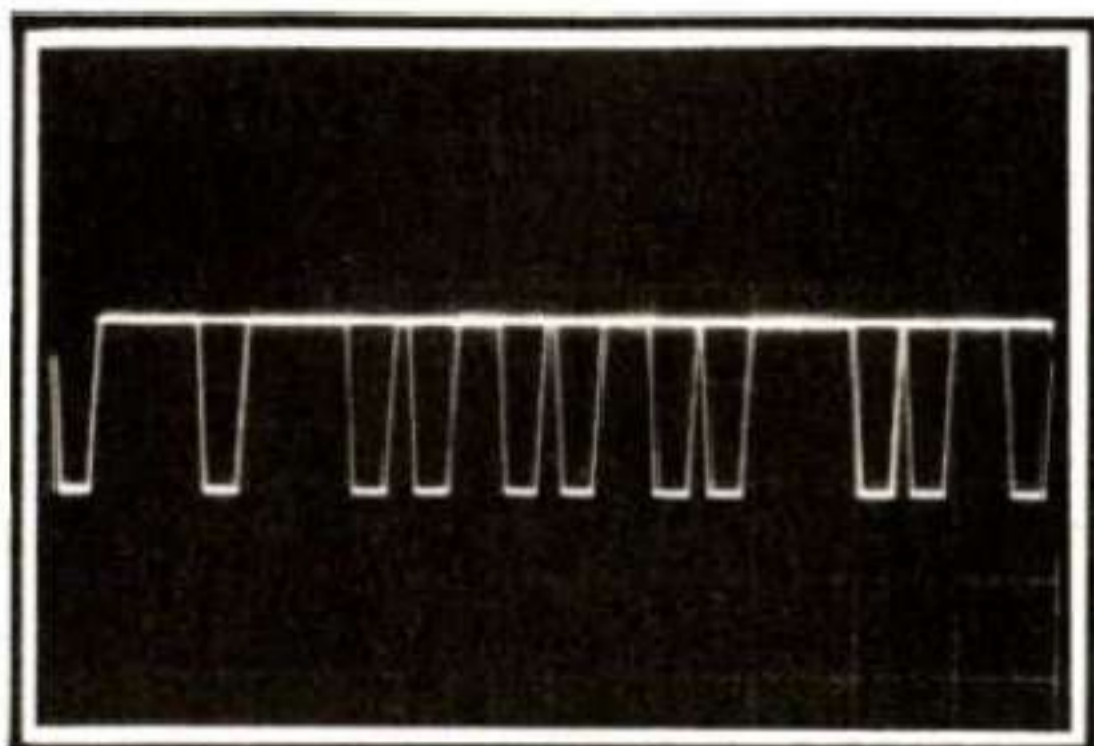


PHOTO V. – Train d'impulsions RC observé en vitesse calibrée de 1 ms/div.

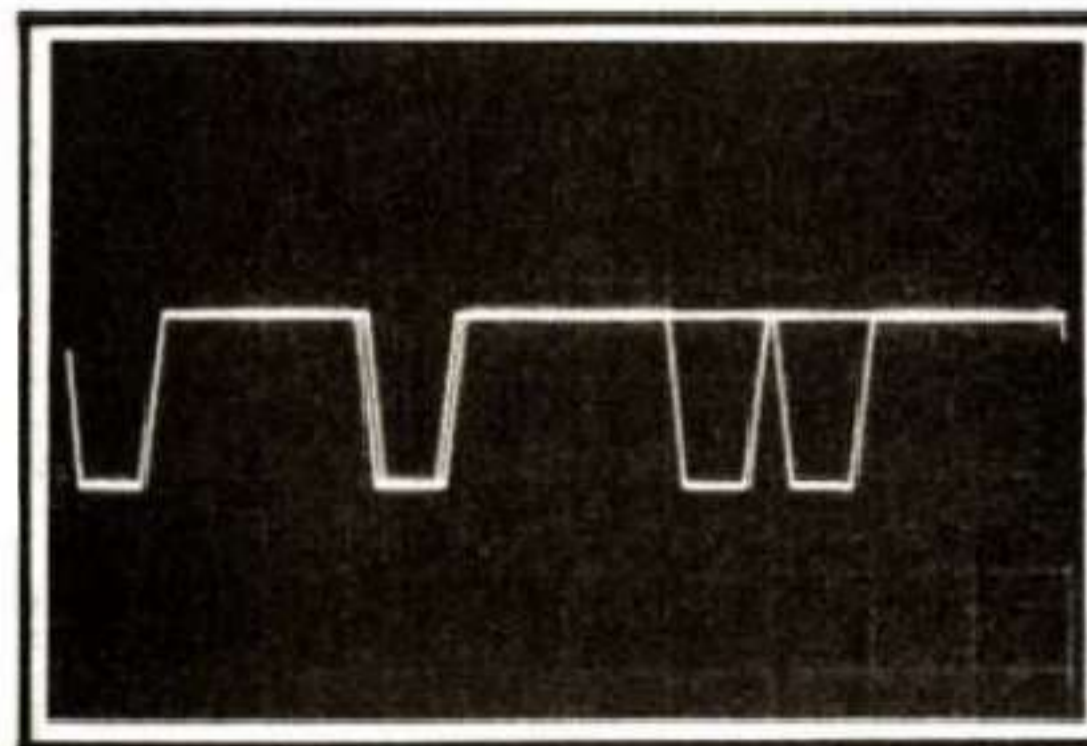


PHOTO W. – Même train en vitesse calibrée de 0,5 ms/div. Toujours un affreux mélange !

d'autres circuits exigeant les mêmes calages respectifs dans le temps pour fonctionner correctement. Par exemple, les circuits mémoires pour lesquels les constructeurs donnent toujours les chronogrammes de fonctionnement, mot qui indique bien l'importance de ces notions.

L'oscilloscope à double trace s'avère pour tous ces montages un auxiliaire absolument indispensable.

## VIII. Autres mesures

### 1. Décalibrage du balayage

Nous avons eu l'occasion d'étudier plusieurs cas pour lesquels le décalibrage du gain vertical a été fort utile (superposition des signaux des deux voies, réglage d'amplitude entre 0 % et 100 %...). Mais pourquoi décalibrer la vitesse du balayage, lui faisant ainsi perdre sa précision ?

En mode calibré, le passage d'une vitesse à sa voisine suit la progression 1, 2, 5, nous l'avons vu. Ce passage brutal d'une valeur à l'autre peut être excessif. Nous allons montrer deux exemples.

Reprenons notre train d'impulsions type RC et admettons un instant qu'il présente les durées illustrées en figure 3. Essayons d'observer ce signal à l'oscilloscope pour mesurer avec précision les intervalles entre impulsions.

Essayons en vitesse 1 ms/div., ce qui fait durer le balayage 10 ms. Le premier de ces balayages, supposé déclenché par la première impulsion du train, nous montre les sept premières impulsions (voir la figure 3). Mais le second balayage est déclenché par la huitième impulsion et donne, par conséquent, une image différente de la première, et ainsi de suite. Le résultat visuel est très fâcheux et difficilement interprétable (voir photo V).

Essayons maintenant en vitesse

0,5 ms/div., réduisant la durée de balayage à 5 ms. Le résultat est pire encore (voir figure 3 et photo W).

Essayons enfin en vitesse 2 ms/div., soit avec balayage de 20 ms. C'est la panique totale ! (voir photo X) !

Faut-il donc déclarer forfait ? Certes non ! Revenons en vitesse 1 ms/div. Décalibrons en passant en mode VARIABLE pour allonger la durée du balayage juste assez pour qu'il excède un peu la durée des huit impulsions.

C'est le miracle (voir la photo L prise dans ces conditions) ! La stabilité est revenue. Oui... mais ! Et nos mesures de durées ? Comment les faire, puisque le balayage est décalibré ? C'est effectivement vrai pour le balayage A qui nous sert en ce moment, mais pas pour le balayage B. Alors, passons en surbrillance de A par B, en plaçant ce dernier sur 0,5 ms/div., par exemple (voir photo Y). Ceci afin de savoir ce que nous verrons ensuite. Passons en mode B retardé par A. Puisque nous

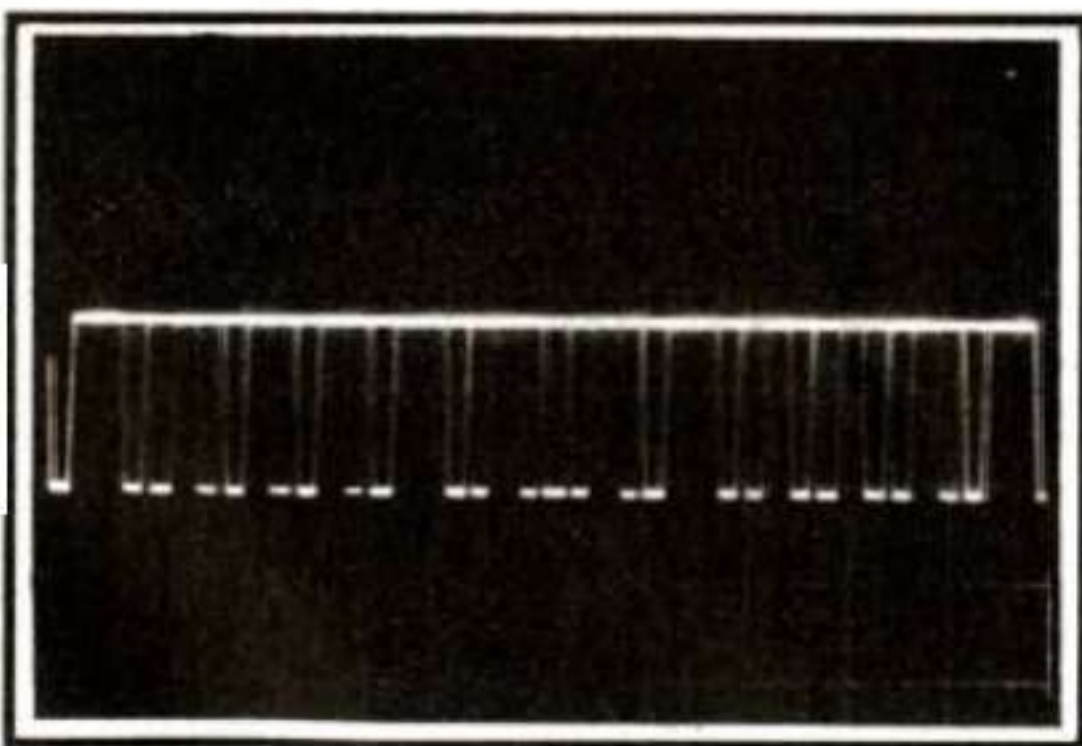


PHOTO X. – A la vitesse de 2 ms/div., on ne peut pas dire que c'est mieux !

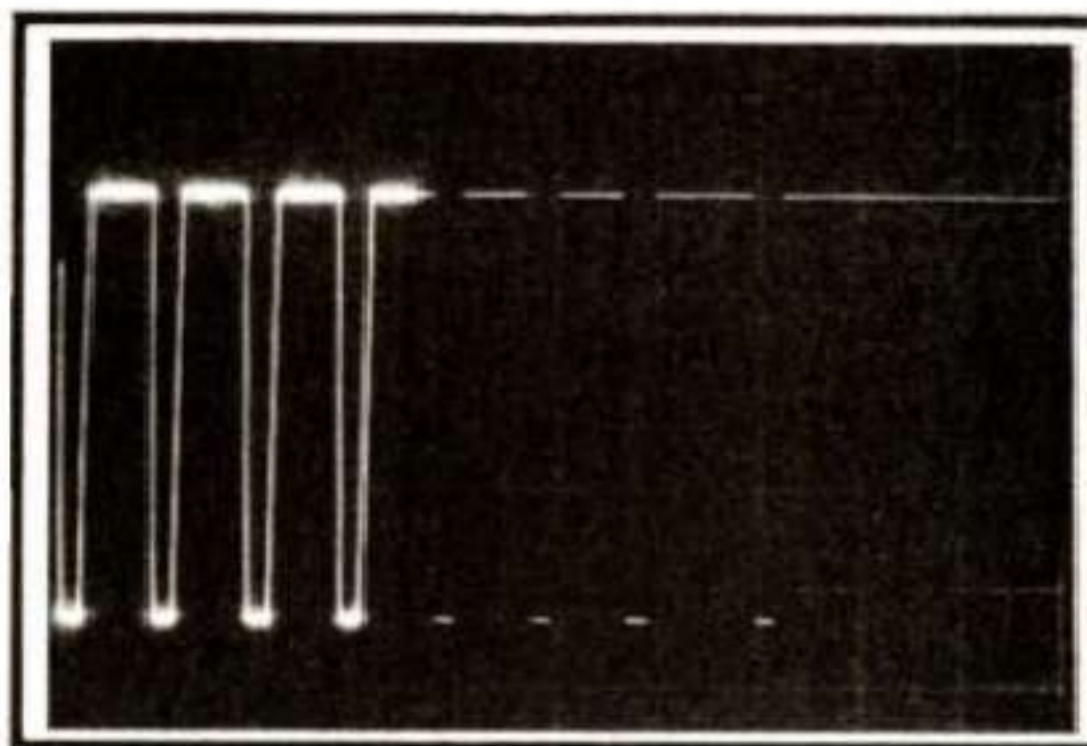


PHOTO Y. – Le train d'impulsions devient correct en vitesse décalibrée. Pour des mesures précises, surbrillons les impulsions à observer.

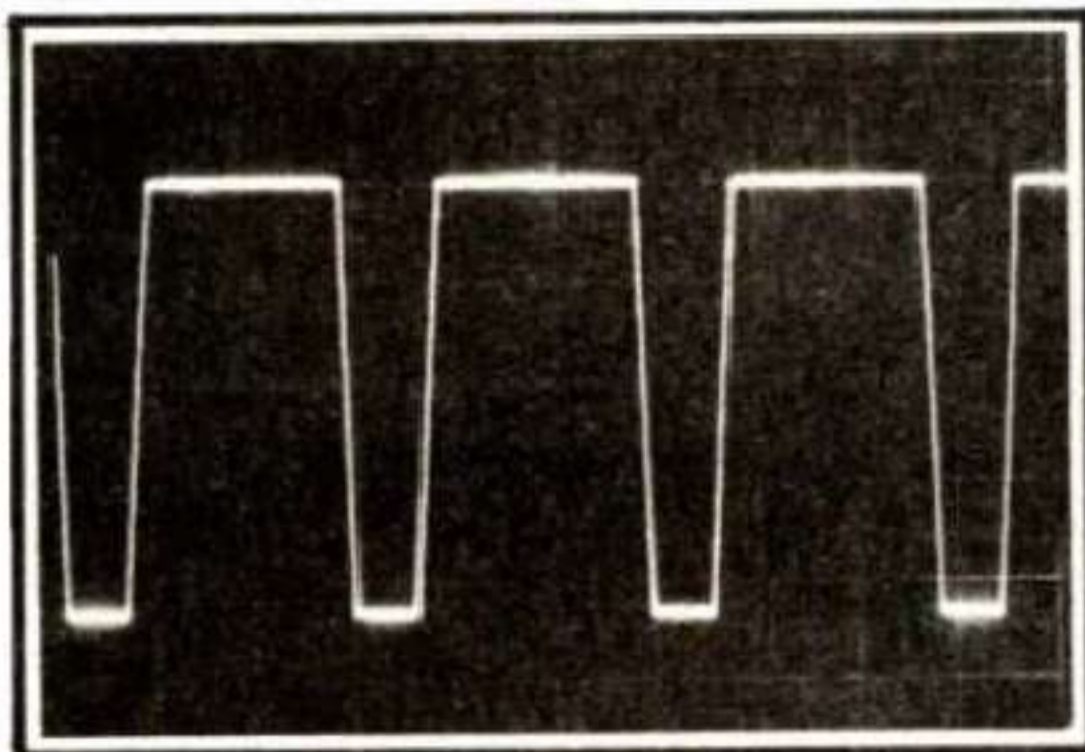


PHOTO Z. – Les impulsions surbrillées sont maintenant bien stables en mode « B retardé par A ». B étant calibré, les mesures précises sont possibles.

avons surbrillé les quatre premières impulsions, ce sont elles que nous voyons maintenant en photo Z. Il reste à faire les mesures de temps envisagées, car B est bien en mode calibré.

Sans l'intermédiaire du décalibrage de A, nous ne serions pas parvenus à nos fins. Maintenant, il suffit de jouer sur le réglage de RETARD de B pour observer tout à loisir le train complet d'impulsions, par tranches de quatre.

Un deuxième exemple d'oscillogramme très difficile à synchroniser : celui de la photo AA, correspondant aux salves 10/10 de notre générateur de fonctions. La photo AB montre ce que l'on obtient souvent en mode calibré, puis le résultat en décalibrant la voie X. L'explication est évidemment la même que ci-dessus. Pour un examen correct, il faut que la durée du balayage soit un peu supérieure à celle d'une salve, de manière que ce soit toujours

la première sinusoïde qui assure le déclenchement.

Une très grosse difficulté du dépannage des ordinateurs est justement le fait qu'ils véhiculent constamment des signaux à caractère évolutif. Un peu comme notre signal RC, mais pire encore puisque la répartition des impulsions n'est pratiquement jamais la même dans le déroulement d'une séquence programmée. Il est alors impossible de synchroniser quoi que ce soit, et on n'observe que des images à instabilité totale, à l'exclusion des signaux élémentaires d'horloge, par exemple, bien sûr ! On doit donc souvent se contenter de savoir s'il y a signal en tel point ou pas. C'est déjà un renseignement pouvant indiquer que telle porte ou tel buffer de bus sont actifs... ou claqués. On peut aussi voir si les amplitudes sont aux normes TTL. Mais on ne va pas aller au-delà. Pour travailler dans ces monstres, il faut un analyseur

logique dont le principe est assez simple : la ligne sous test, ou plus souvent les huit ou seize lignes sous test (cas des bus d'adresses, de données ou de commandes) sont reliées aux entrées du bloc « mémoire » de l'analyseur. On met alors en mémoire dans l'appareil les états des lignes pendant un temps T correspondant à une phase de fonctionnement. Puis les entrées d'un oscilloscope interne, à 8 ou même à 16 voies (on est loin du double trace), sont reliées aux sorties du bloc mémoire. Il suffit maintenant de relire « tranquillement » le contenu de cette mémoire, en bloc ou tranche par tranche, vite ou lentement. On peut alors voir ce qui se passe sur chaque ligne et comprendre les raisons d'une anomalie éventuelle.

L'analyseur logique pourrait faire l'objet d'une belle réalisation.

Qu'en pensez-vous ?

F. THOBOIS

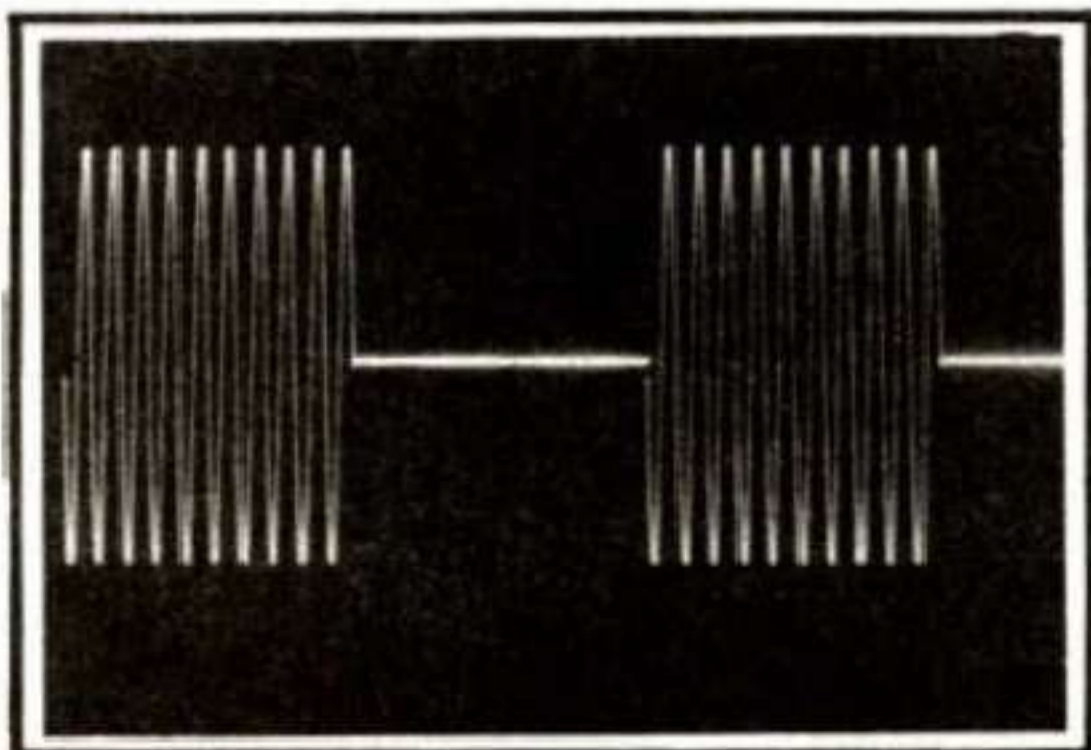


PHOTO AA. – Voici un train de signaux BF, type Tone-Burst, très difficile à observer en vitesse calibrée.

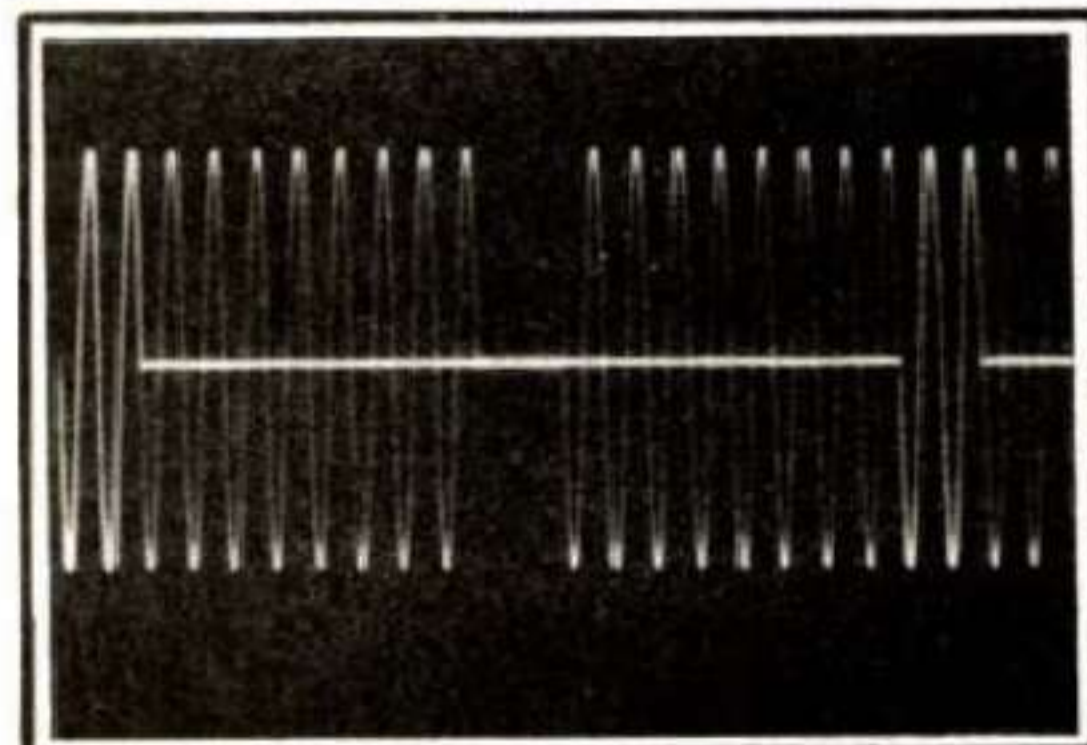


PHOTO AB. – Et voilà justement ce que le mode calibré montre souvent !

# (XI) PRATIQUE DE LA MESURE

# L'OSCILLOSCOPE

## 2. Mesure des déphasages

Lorsque l'on situe des signaux rectangulaires, l'un par rapport à l'autre et dans le temps, on détermine la durée séparant des points caractéristiques de l'un et de l'autre : « distance » entre fronts, par exemple. On parle alors de retard (en s, ou ms, ou  $\mu$ s). Par contre, quand les signaux sont sinusoïdaux, on préfère parler de déphasage, et cette donnée est presque toujours exprimée en unités d'angle. Ceci par référence à l'interprétation vectorielle des courants sinusoïdaux et au cercle trigonométrique. Voir n° 1698 du *Haut-Parleur* !

Lorsque deux signaux sinusoïdaux ont la **même fréquence** :

– Ils sont **en phase** si leurs alternances de même sens coïncident dans le temps. Voir Photo **AC**.

– ils sont en **opposition de phase** si une alternance positive de l'un coïn-

cide exactement avec une négative de l'autre. Voir Photo **AD**.

– Dans les autres cas, on dit qu'il y a un décalage de phase et on essaie d'exprimer cette situation par une mesure.

Deux méthodes sont possibles avec l'oscilloscope.

### a) Méthode de la double trace

Il suffit d'appliquer les deux signaux en cause aux deux voies de notre oscilloscope à double trace et d'observer les positions relatives des sinusoïdes. Voir Photo **AF**. Voilà sur ce cliché deux sinusoïdes dont l'une est en avance sur l'autre. Au fait, laquelle ? C'est la question à 100 F !

Tout d'abord rappelons-nous que le balayage se fait de gauche à droite. Donc tout point d'un oscillogramme se trouvant à *gauche* d'un autre s'est inscrit *avant* cet autre ! Conséquence, la sinusoïde du haut (H) est en **avance** sur celle du bas (B). Compte tenu des positions exactes, nous pouvons évaluer cette avance à une division du

graticule, la période complète durant cinq divisions.

Rappelons aussi que la période d'une fonction sinusoïdale correspond à un tour du cercle trigonométrique, soit donc à  $360^\circ$  ou  $2\pi$  radians (pour les forts en math !). D'où le calcul très simple du déphasage :

$$\begin{aligned} 1 \text{ période} &\rightarrow 5 \text{ divisions} \rightarrow 360^\circ \\ \text{déphasage} &\rightarrow 1 \text{ division} \\ &\rightarrow (360/5) \times 1 = 72^\circ \end{aligned}$$

La sinusoïde H est donc en avance de phase de  $72^\circ$  sur B, laquelle, *dixit...* La Pallice, est en retard de phase de  $72^\circ$ . Notons d'ailleurs que tout cela est relatif car, dans le monde des fonctions périodiques, il peut n'y avoir ni début ni fin... Nous avons dit que H était en avance d'une division sur B, mais on peut aussi dire qu'elle est en retard de quatre divisions, puisque la seconde crête positive de H (Photo **AF**) est à quatre divisions « à droite » de la première de B ! Dans ces conditions *une avance de phase de  $a^\circ$*  équivaut à un *retard de phase de*

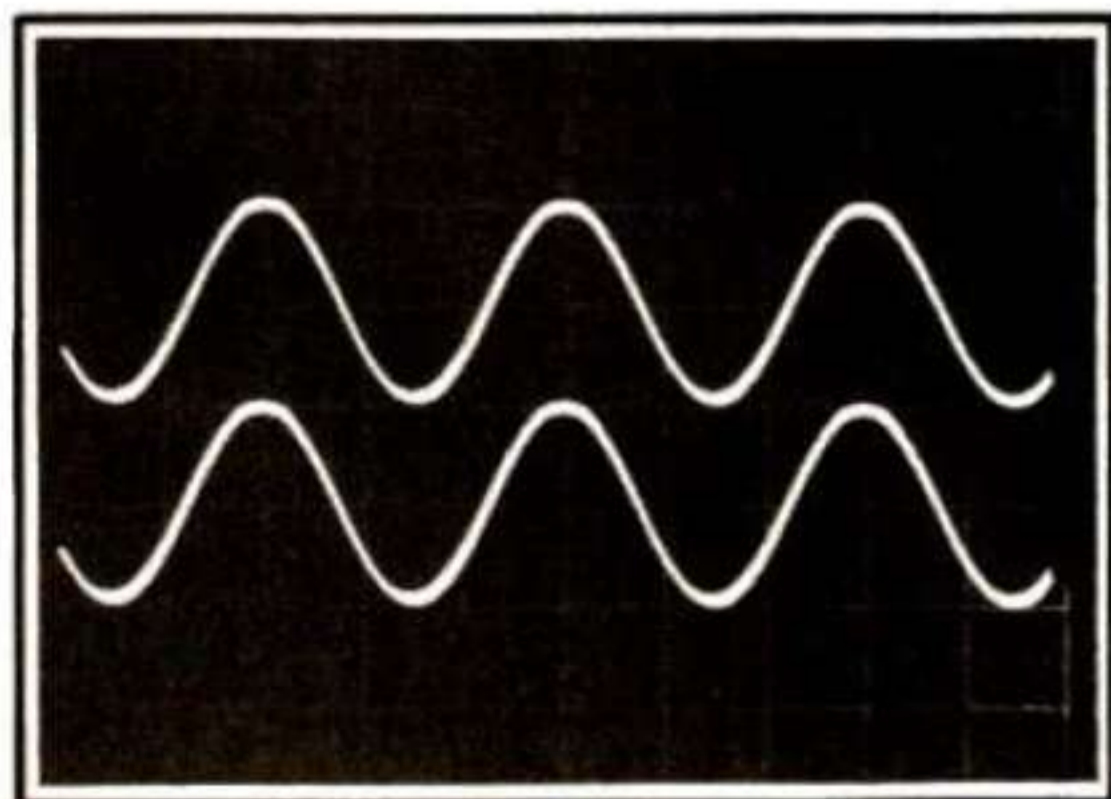


PHOTO AC  
Deux sinusoïdes en phase.

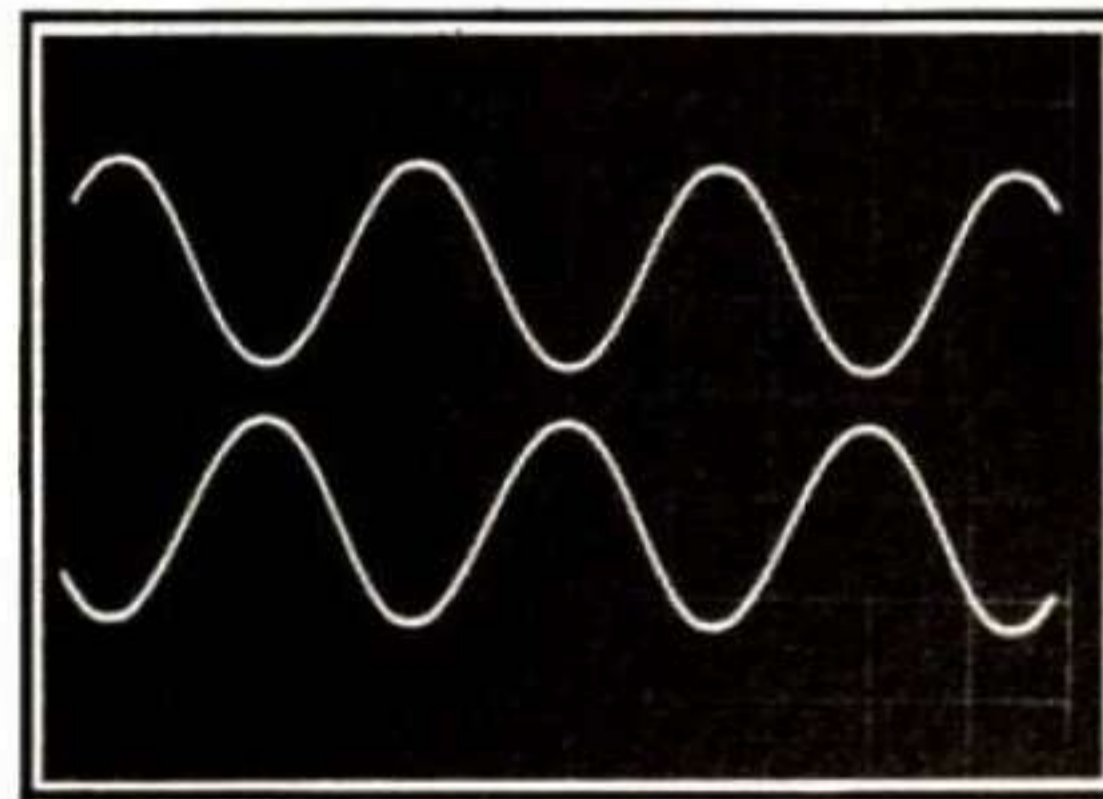


PHOTO AD  
Deux sinusoïdes en opposition de phase.

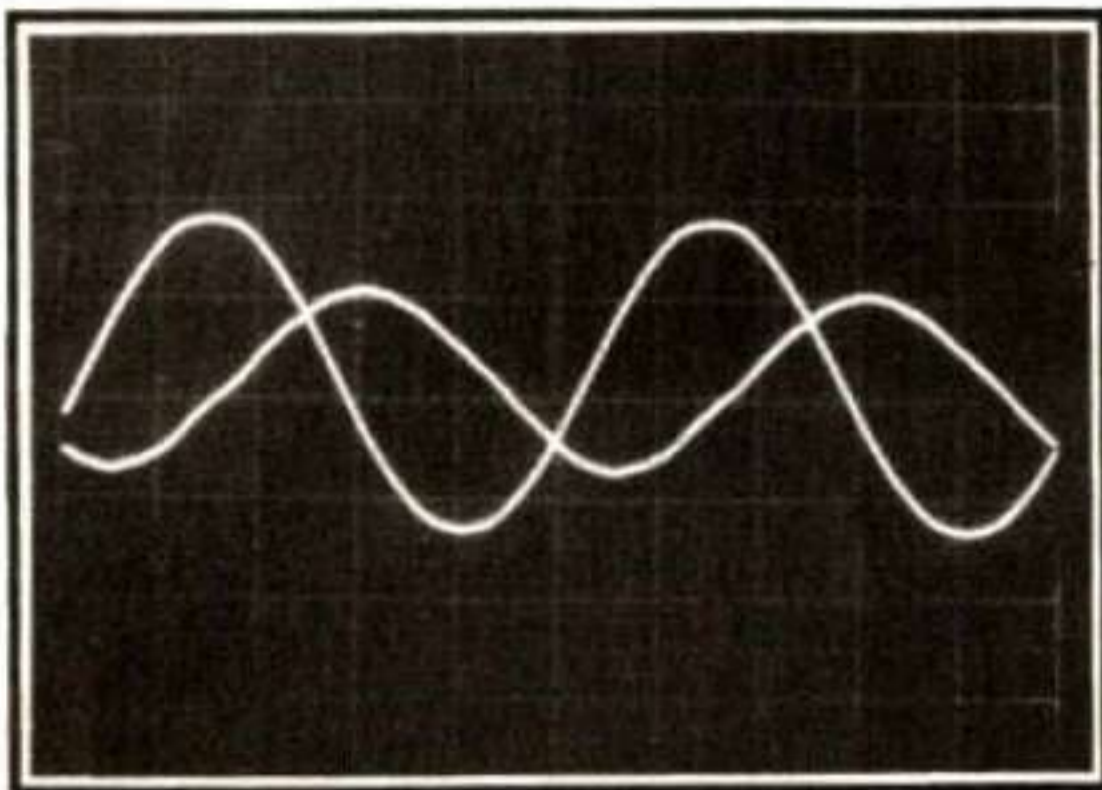


PHOTO AE  
Un décalage de phase quelconque entre nos deux sinusoïdes'

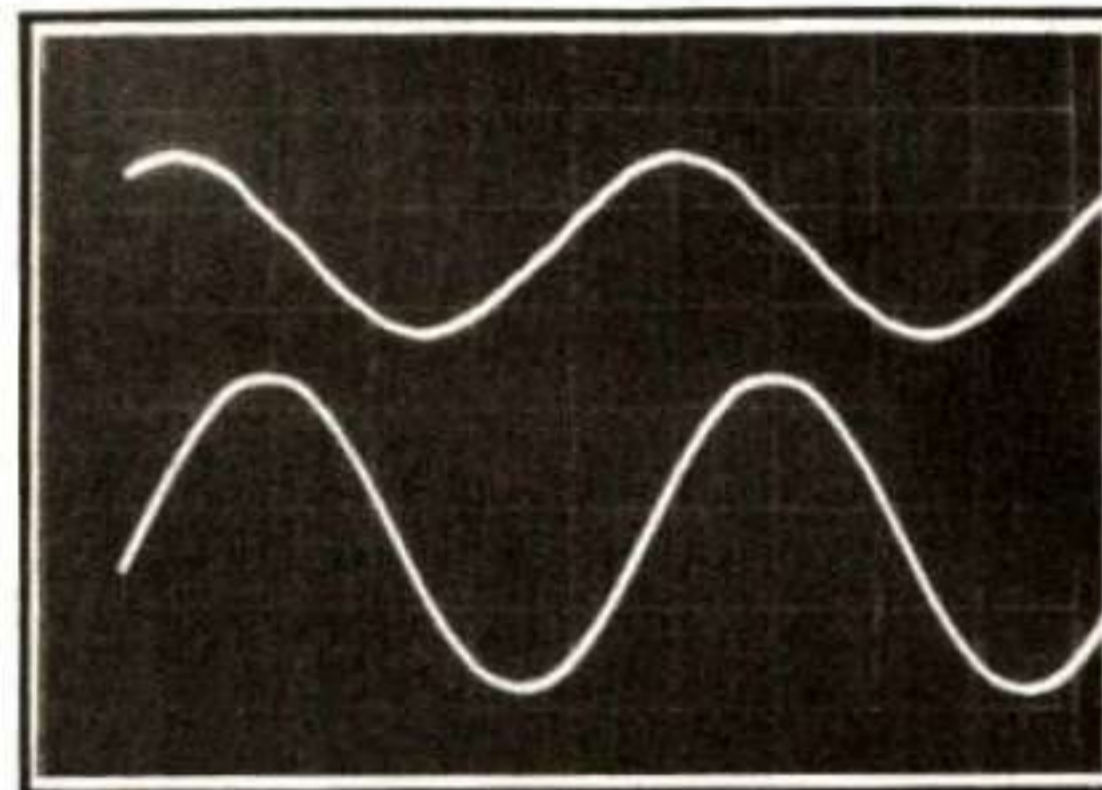


PHOTO AF. – Mesure du déphasage entre les deux sinusoïdes. Il faut mesurer avec précision le retard de l'une, par rapport à la période commune.

(360 - a)°. Communément on choisit toujours par défaut la valeur la plus faible de l'angle de déphasage. Ainsi, entre 130° d'avance et (360 - 130) = 230° de retard, on préférera 130° d'avance, car 130 < 230.

**b) Méthode X Y**

Une autre méthode de mesure du déphasage est également possible. Elle consiste à injecter un signal sur une voie Y (en mode simple trace) et l'autre signal sur la voie X, entrée directe, c'est-à-dire déconnectée du générateur de balayage. Ce sont donc les deux signaux qui assurent les deux balayages, tant horizontal que vertical.

En procédant de cette manière, avec les deux sinusoïdes nous ayant donné la photo **AF**, nous obtenons la photo **AG**, sur laquelle nous voyons une courbe elliptique. La détermination du déphasage est assez facile :

– Régler l'amplitude verticale (en finolant avec le décalibrage) et le ca-

drage V, pour placer les points haut et bas de la courbe exactement entre deux horizontales du graticule, pourquoi pas entre le 100 % et le 0 %, ce qui correspond à 5 divisions de hauteur. On a alors  $H = 5 \text{ div.} = 25 \text{ subdivisions}$ . On n'a pas à se préoccuper de l'amplitude horizontale, dans la mesure où la courbe s'inscrit raisonnablement dans l'écran.

– Régler le cadrage H pour un parfait centrage de l'ellipse.

– L'ellipse recoupe l'axe vertical médian en deux points. Compter le nombre de subdivisions séparant ces deux points. Nous trouvons sur le cliché 23,5 subdivisions. On a  $h = 23,5$ .

– Le calcul du déphasage s'effectue à l'aide de la formule :

$$d = \arcsin(h/H) \text{ ou } \sin^{-1}(h/H)$$

Ce qui signifie simplement que  $h/H$  représente le sinus de l'angle **d** et que l'on doit rechercher **d** par l'intermédiaire de ce sinus.

Ex : ici  $h/H = 23,5/25 = 0,94$

Quel est l'angle ayant un sinus de 0,94 ? Réponse dans une table de rapports trigonométriques ou à l'aide d'une calculatrice, voire d'un ordinateur (trop fort n'a jamais manqué !)

La réponse cherchée est de toute façon de 70° !

Ce n'est pas si mal, puisque la mesure précédente, pour les mêmes signaux, avait donné 72°. (La précision d'un oscillo ne peut guère dépasser 5 %.)

Nous donnons d'autres photos correspondant à des déphasages particuliers :

– **Photo AH.** Le déphasage est nul (signaux en phase). L'ellipse est réduite à une droite. On a  $h = 0$ , donc  $h/H = 0$ , donnant  $d = 0^\circ$  ou  $360^\circ$ .

– **Photo AI.** Un déphasage de 90° (signaux en quadrature). L'ellipse tend à devenir un cercle si les amplitudes H et V sont égales. On a  $h = H$ , d'où :  $h/H = 1$  et  $d = 90^\circ$  ou  $270^\circ$

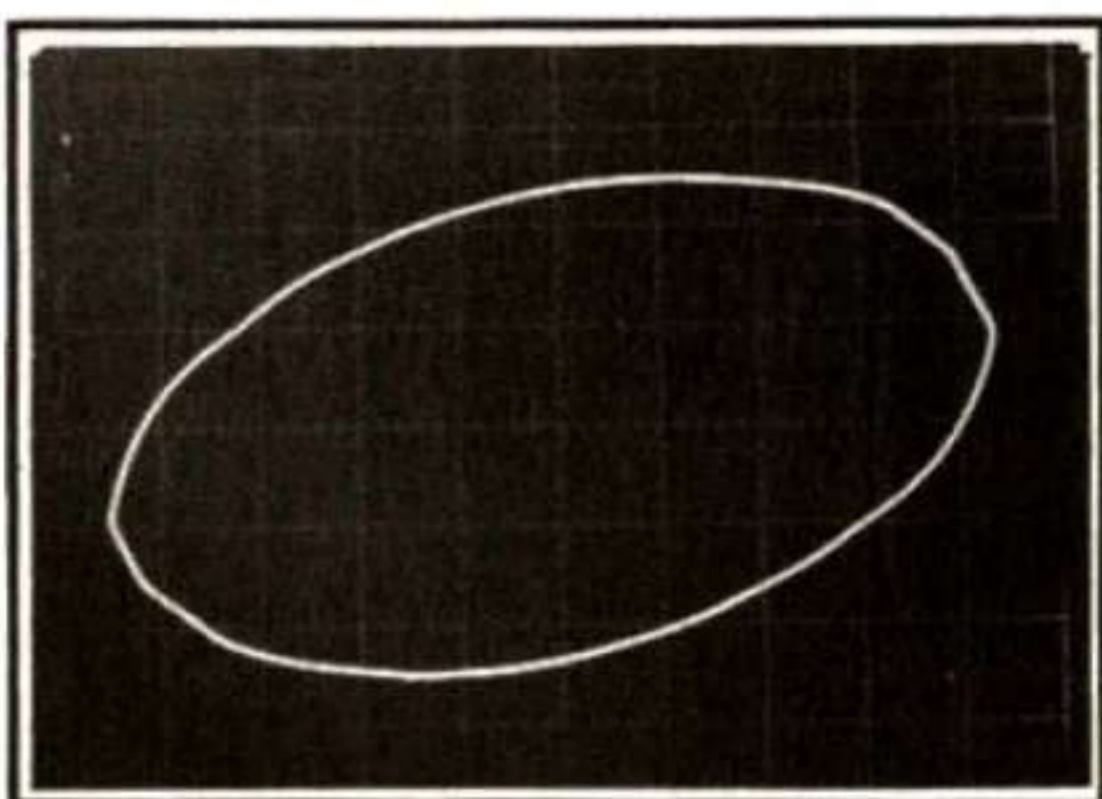


PHOTO AG  
Mesure du déphasage par la méthode de l'ellipse.

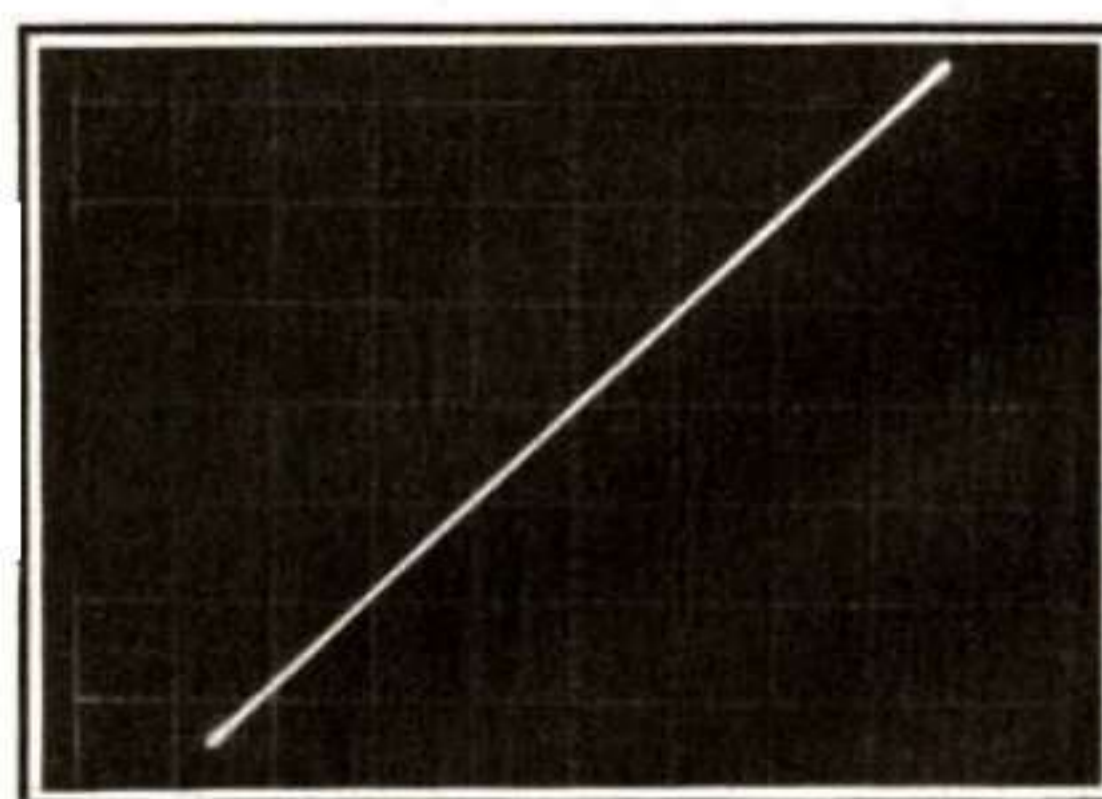


PHOTO AH. – Déphasage nul, par la méthode de l'ellipse. La pente de la droite ne dépend que des amplitudes respectives des signaux.

– **Photo AJ.** Déphasage de  $180^\circ$  (signaux en opposition de phase).

**N.B. :**

L'interprétation des photos **AH** et **AJ** suppose que les voies X et Y ont des sens de déviation corrects : vers le haut ou vers la droite si les attaques sont de sens positif. Dans ces conditions, si la pente du grand axe de l'ellipse est positive (ellipse dans les quadrants I et III), le déphasage est compris entre  $0$  et  $90^\circ$ . Par contre, si cette pente est négative (ellipse dans les quadrants II et IV), le déphasage est entre  $90^\circ$  et  $180^\circ$ .

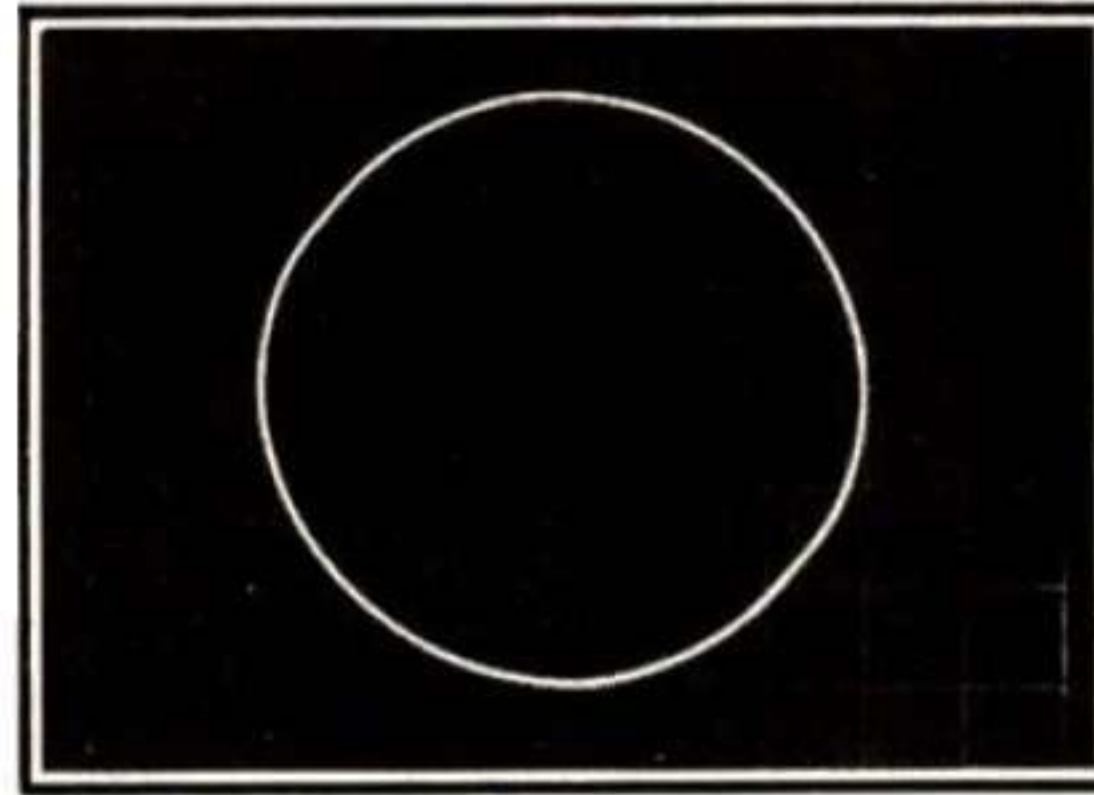
– Pour que la méthode X Y soit valable, il faut évidemment que l'oscilloscope n'apporte pas lui-même de déphasage parasite entre les voies X et Y. Or, dans la quasi-totalité des cas, ces voies sont de technologies différentes, la voie Y étant plus performante que la voie X. Dans ces conditions, il y a forcément déphasage à certaines fréquences (soit très basses, soit élevées).

Pour appliquer la méthode X Y, il faut donc lever le doute. C'est très simple : appliquer le même signal sur les deux voies en cause, en ajustant les amplitudes pour ne pas déborder l'écran. On doit obtenir la droite de pente positive illustrée en photo **AH** et caractérisant le déphasage nul ! Ceci à la fréquence d'essai. En actionnant la commande Inversion de la voie Y, on passe à la droite de pente négative, caractérisant l'opposition de phase.

### 3. Les figures de Lissajous

Ce sont de bien jolies courbes que l'on peut observer sur l'écran d'un oscilloscope, courbes fort utiles à l'époque où les fréquencemètres numériques n'existaient pas ! En effet, les figures de Lissajous permettent d'établir le rapport des fréquences entre les signaux appliqués d'une part sur l'entrée X et, d'autre part, sur l'entrée Y, de l'oscilloscope.

Bien entendu, dans cette configuration, la voie horizontale est déconnectée du balayage interne et reliée à l'entrée « signal externe », exactement comme nous venons de le faire pour



*PHOTO AI. – Pour un déphasage de  $90^\circ$  et des amplitudes égales, l'ellipse est devenue un cercle.*

les mesures de déphasage, en méthode X Y.

D'ailleurs, les quatre oscillogrammes que nous avons obtenus à cette occasion, **AG, AH, AI** et **AJ** sont déjà des courbes de Lissajous ! Elles caractérisent un rapport de fréquence égal à 1.

Mais observons maintenant la photo **AK**, illustrant déjà mieux ce à quoi correspondent ces fameuses figures. Les deux signaux provoquant les déplacements du spot sont des sinusoïdes. C'est dans ce cas que les courbes sont les plus jolies ! Admettons un point de départ en A et suivons les déviations :

– **Sens vertical.** Départ en A, point haut du signal, passage en B, point bas puis arrivée en C, de nouveau point haut. Le trajet ABC correspond donc à une période du signal Y, assurant la déviation verticale.

De C, le mouvement continue jusqu'en D, deuxième point bas, puis re-

tour en A. Une deuxième période de Y s'est donc accomplie :

**Conclusion :** la courbe **AK** correspond à deux périodes du signal Y.

– **Sens horizontal.** Départ en D, point situé à l'extrême gauche, passage en A pour arriver en B, à l'extrême droite (il n'y a aucune allusion politique là-dessous, soyez-en persuadés !), retour en D après passage intermédiaire en C. Le spot ayant fait un seul aller et retour horizontal, le signal X ayant provoqué le déplacement n'a développé qu'une seule période.

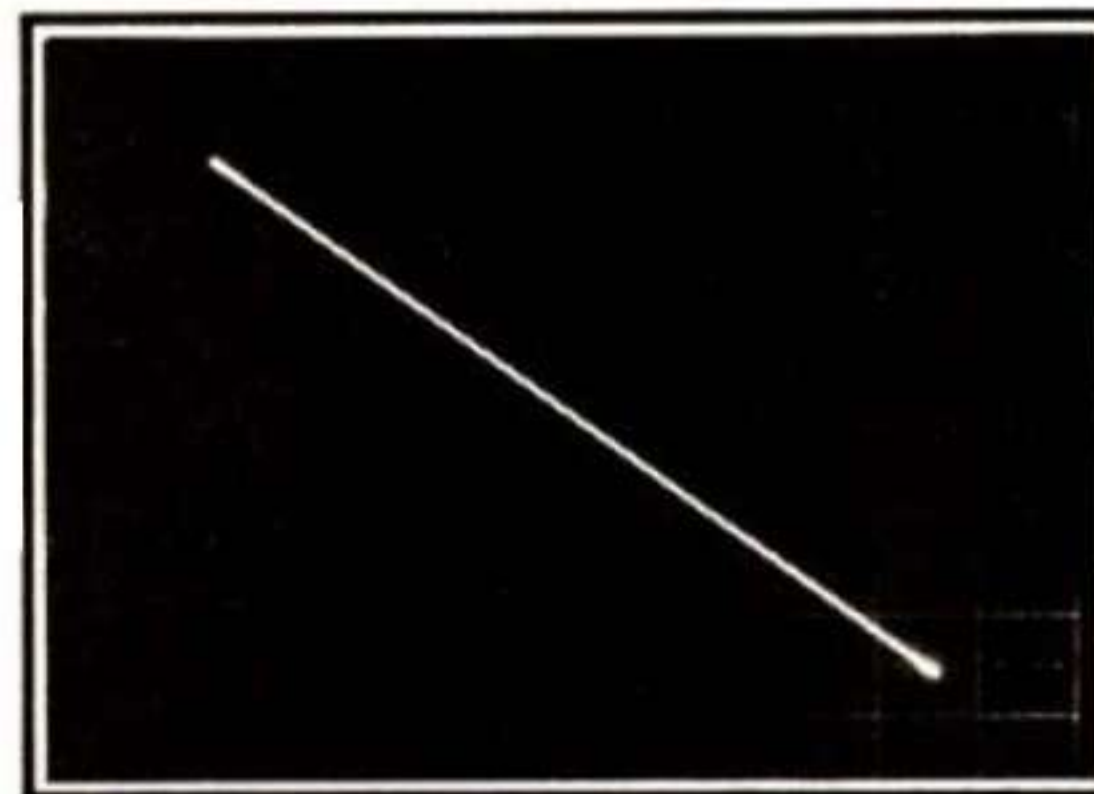
En définitive :

- 2 périodes en Y.
- 1 période en X.

Le rapport des fréquences Y et X est égal à 2.

Essayons de tirer les mêmes conclusions de la courbe, photo **AL**.

– **Sens vertical.** Départ en A (haut), passage en B (bas), en C (haut) – fin



*PHOTO AJ. – Signaux en déphasage de  $180^\circ$ , donc en opposition de phase. La pente de la droite est négative.*

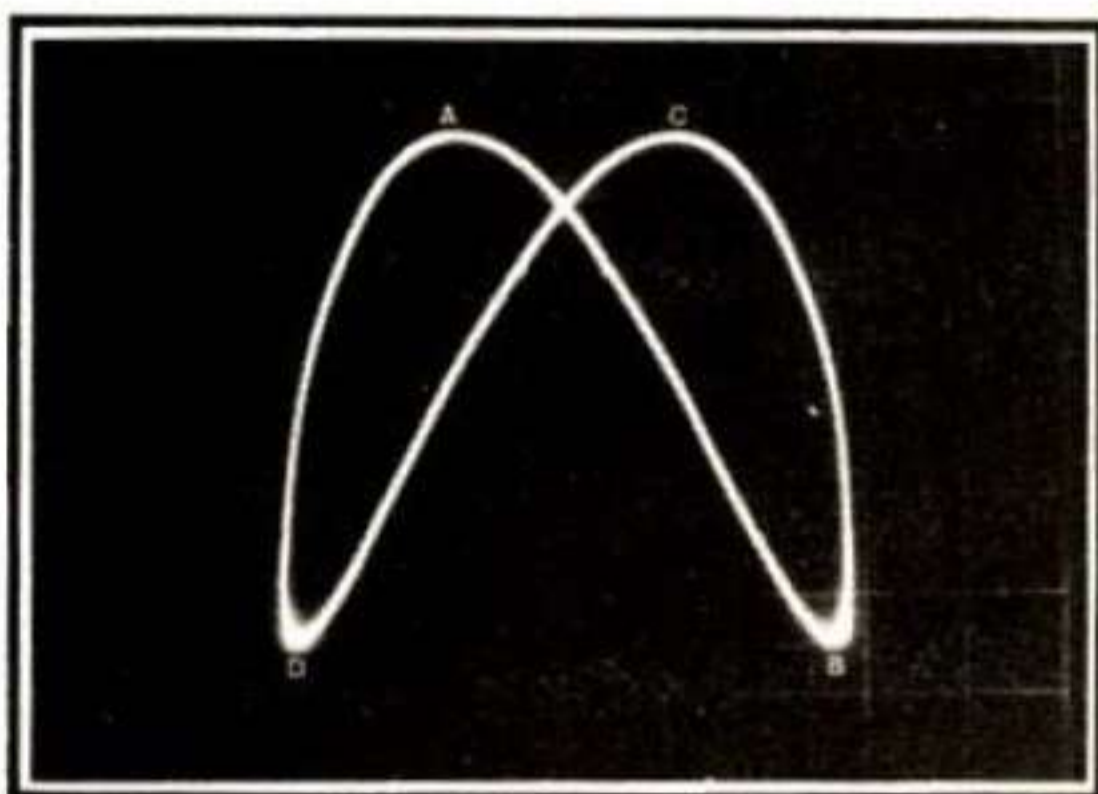


PHOTO AK  
Courbes de Lissajous Rapport 2/1.

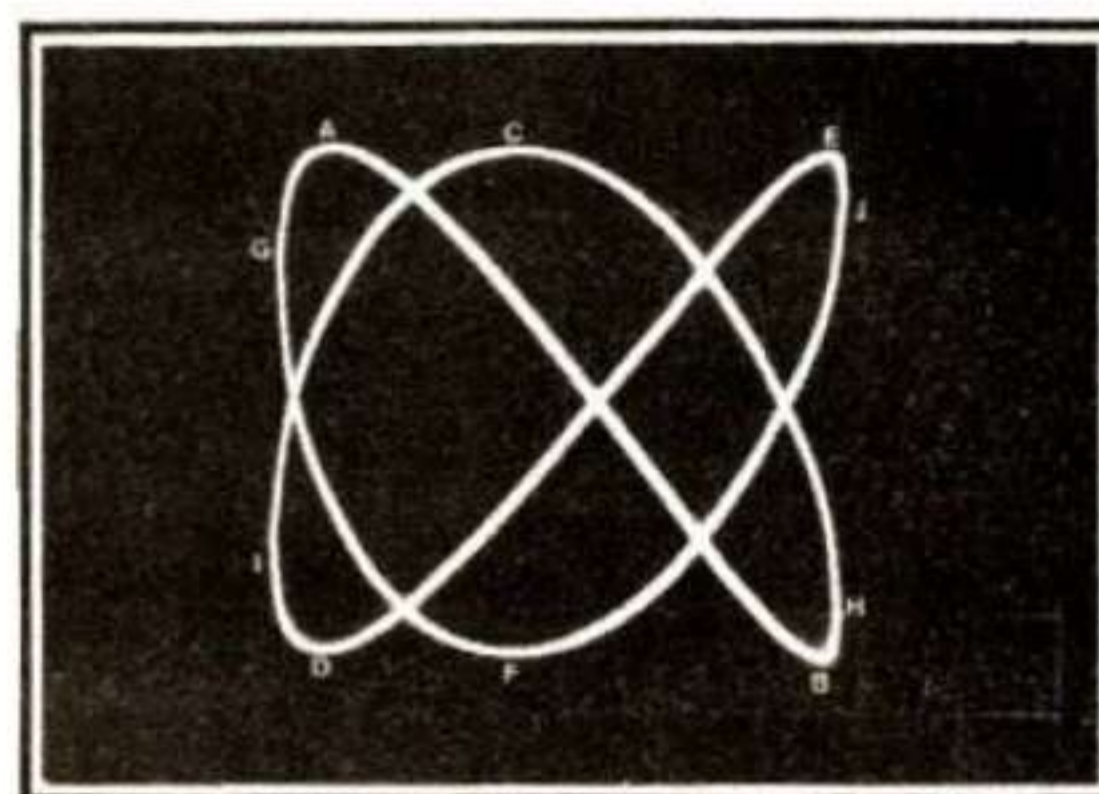


PHOTO AL  
Courbes de Lissajous Rapport 3/2.

de la première période Y – De C (haut), passage en D (bas) puis en E (haut) – Fin de la deuxième période – De E (haut), passage en F (bas) et retour en A (haut) – Fin de la troisième période.

Durée du signal Y : 3 périodes.

– **Sens horizontal.** De G (gauche), passage en H (droite), puis en I (gauche) – Fin de la première période – De I, passage en J (droite) et retour en G – Fin de la deuxième période.

Durée du signal X : 2 périodes.

Le rapport entre les fréquences Y et X est de 3/2, soit 1,5.

Si nous connaissons la fréquence de l'un des signaux, il est aisé d'en déduire l'autre. Par exemple si Y = 1 500 Hz, alors  $1\,500/X = 3/2$  d'où  $X = 1\,500 \times 3/2 = 1\,000$  Hz.

Le procédé de détermination du rapport Y/X que nous venons d'étudier est pédagogique, puisqu'il permet de comprendre et d'interpréter la courbe obtenue sur l'écran. En revanche, il est peut-être un peu long à l'usage. Un « truc » permet d'aller plus vite : il suffit de déterminer le rapport entre le nombre des points de tangence de la courbe avec une horizontale et le nombre des points de tangence avec une verticale. Ainsi, avec la courbe AK :  
– deux points de contact horizontaux : A et C ;  
– un point de contact vertical : D (ou B).

Rapport Y/X = 2/1 = 2

Avec la courbe AL :

– trois points de contact horizontaux : A, C et E ;

– deux points de contact verticaux : G et I.

Rapport Y/X = 3/2 = 1,5.

Les photos AK et AL ont, sur le papier, une immobilité exemplaire. Et pour cause ! Dans la réalité des choses, il en est tout autrement. Pour que les figures soient stables, il faut que d'une part les fréquences des deux signaux le soient parfaitement et, d'autre part, que le rapport des fréquences soit un nombre arithmétique simple. Faute de quoi, le spot entame sur l'écran un joyeux gymkhana... Bien difficile alors de compter quoi que ce soit ! C'est donc dire l'intérêt quelque peu académique du procédé.

Pourtant, nous avons souvenir d'avoir étalonné de cette manière l'un de nos premiers générateurs BF. Nous procédions ainsi, à une époque où le fréquencemètre numérique n'existait même pas dans le vocabulaire !

La référence de base, pour une telle opération, peut être le secteur, 50 Hz, assez stable pour établir la graduation.

Départ : la courbe AI caractérisant l'égalité des fréquences et permettant de marquer le 50 Hz du générateur. Puis montée progressive en fréquence de ce générateur, avec passage par la courbe AK, du rapport 2, donnant le

point 100 Hz. Et ainsi de suite de 50 en 50 Hz ! Bien sûr, au-delà de quelques unités, le rapport Y/X correspond à des courbes très compliquées et difficilement lisibles. On peut cependant monter à 500 Hz sans trop de mal, ce qui permet de couvrir une décade de fréquence, correspondant le plus souvent à la première gamme de l'appareil.

Pour continuer l'étalonnage des autres gammes, il faut faire appel à un oscillateur auxiliaire stable, calé sur 500 Hz (par référence aux résultats précédents). On a alors la possibilité de repartir de 500 Hz, avec un rapport de 1, et de monter ainsi de 500 en 500 Hz, jusqu'à 5 000 Hz. La méthode se reconduit sans difficulté soit vers les fréquences plus élevées, soit même vers les plus basses. On obtient 11 points de câlage par décade, ce qui est parfaitement suffisant pour dessiner une graduation précise.

De toute façon, même si vous n'utilisez jamais la méthode d'étalonnage ci-dessus, les figures de Lissajous sont toujours très agréables à observer et nous vous suggérons de ne pas vous en priver, si l'occasion s'en présente. Un seul générateur variable suffit, puisque le secteur fait le deuxième fixe ! Bonne occasion de vérifier l'étalonnage de ce générateur BF, lequel a probablement dérivé avec le temps !

F. THOBOIS

# (XII) PRATIQUE DE LA MESURE

# L'OSCILLOSCOPE

Nous avons montré, dans les articles précédents, combien la présence de la double base de temps était utile pour certaines observations de signaux difficiles. Nous avons pris alors pour exemples deux signaux typiques de cette difficulté :

- la séquence RC d'un émetteur de radio-commande proportionnelle ;
- le signal Tone-Burst du générateur BF de fonctions.

Ces deux formes d'ondes ayant la particularité d'une répartition irrégulière des fronts qui la composent. Comme l'oscilloscope synchronise sur le premier front qui se présente après la fin du balayage précédent, si c'est le front correct c'est bien, sinon l'oscillogramme devient illisible. C'est ce que nous avons montré dans les articles précédents !

Mais les lecteurs ne disposant pas d'un oscilloscope à double base de temps pourraient se sentir frustrés à la lecture de ces lignes, supposant

peut-être qu'il leur sera impossible, dans ce cas, d'observer et de mesurer correctement les signaux en question ! Nous allons les rassurer en leur montrant qu'un peu d'astuce peut pallier l'insuffisance des moyens !

Il est possible de synchroniser les signaux RC et Tone-Burst, à condition de disposer dans le montage générateur d'un signal annexe synchrone du signal à observer.

Dans le cas de la séquence RC, il faut, par exemple, disposer du signal de RAZ du compteur de cette séquence. En effet, le compteur de multiplexage de la lecture des voies explore successivement les voies 1 à 7

(cas d'un codage à 7 voies), puis il est remis à 0 et maintenu dans cet état pendant un temps  $t_{sy}$ , pour bien marquer la fin de la séquence (ce qui va permettre un décodage facile à la réception). La figure 1 montre ce signal de RAZ et la séquence qui lui correspond.

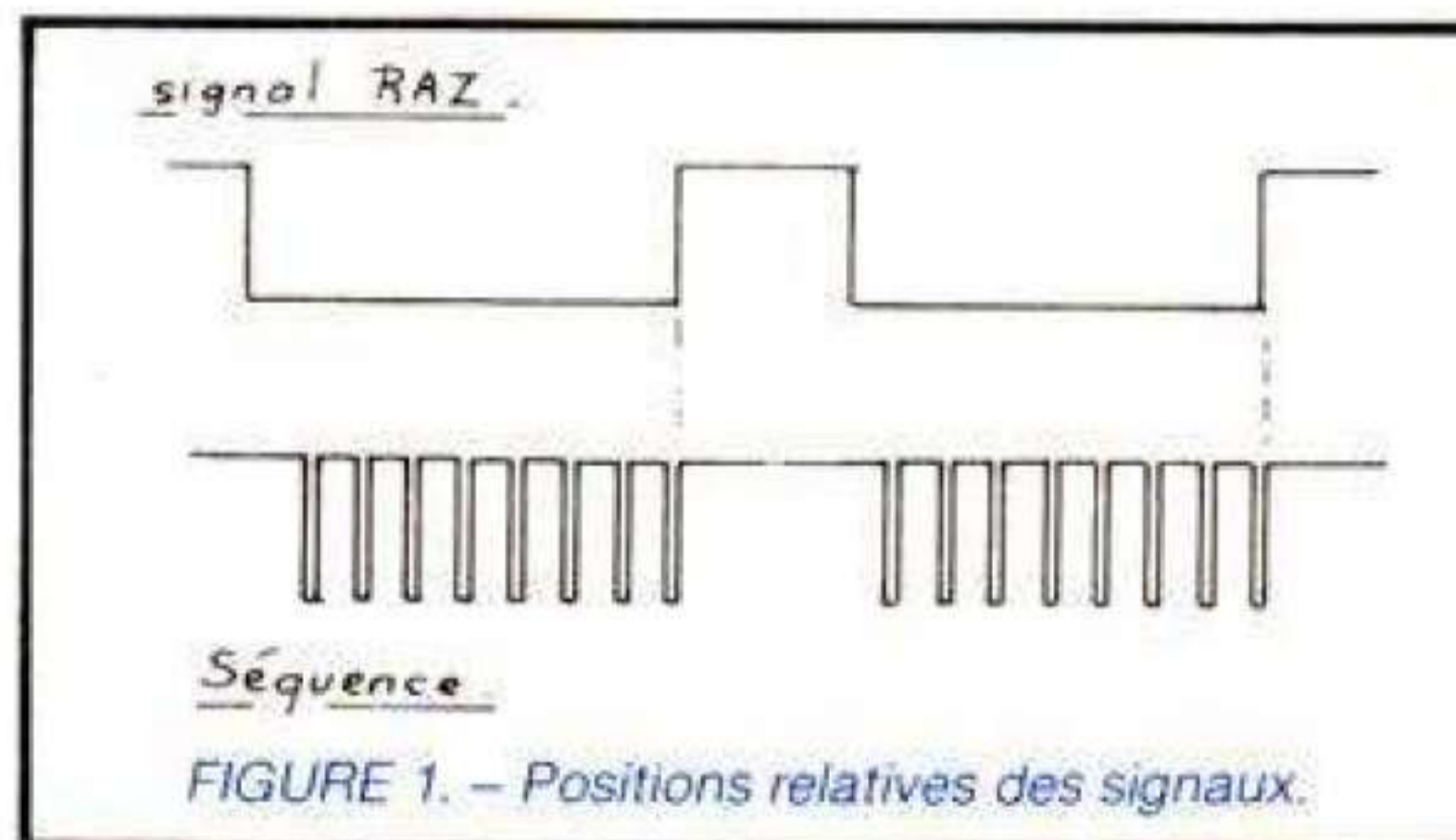


FIGURE 1. - Positions relatives des signaux.

On peut constater que le signal de RAZ possède un seul front montant (ou descendant) par séquence. Une synchronisation de l'oscilloscope sur ce front assure donc l'observateur d'un démarrage parfait de l'oscillogramme, toujours au même point de la séquence.

Deux moyens sont possibles pour mettre ce beau principe en application.

## La double trace

Dans ce cas, observer le signal de RAZ avec la voie 1 et la séquence avec

la voie 2. C'est ce que nous avons fait pour la photo A.

La synchronisation se fait évidemment sur le signal simple de RAZ. Ici sur le front descendant ( $Sy-$ ). La vitesse de balayage est de 2 ms/div, donnant une durée totale de 20 ms par balayage complet. Avec cette vitesse, on distingue la séquence entière. La première durée est tronquée, une partie visible en début de balayage et l'autre en fin. Si l'observation de cette première durée est importante, on peut la voir d'un seul tenant en passant en  $Sy+$ , ce qui placera le front montant du signal de RAZ en début de balayage et

cette première durée, à peu près au milieu de l'oscillogramme.

Bien entendu, le balayage est calibré pour cette observation et la mesure des durées possible :

- Période RAZ et séquence : 9 divisions, soit  $9 \times 2 = 18$  ms.
- Palier haut de RAZ : 3,6 divisions, soit  $3,6 \times 2 = 7,2$  ms.
- Palier bas de RAZ : 5,4 divisions, soit  $5,4 \times 2 = 10,8$  ms.

Par contre, les durées de voies sont difficiles à mesurer avec précision compte tenu de leur largeur relative assez faible, ce qui nous conduit aux



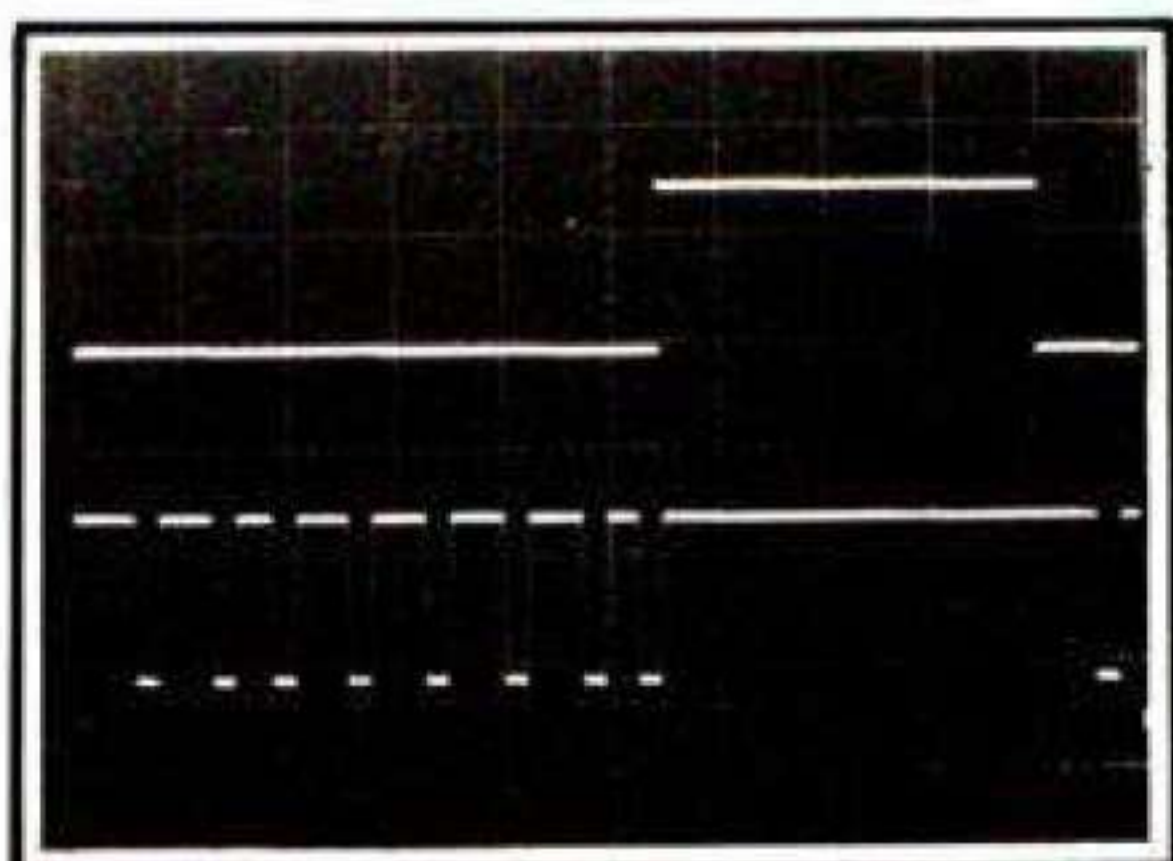


PHOTO A. – Signal RC observé en balayage simple, mais avec déclenchement par le signal de RAZ, envoyé sur la seconde voie verticale. Vitesse 2 ms/div.

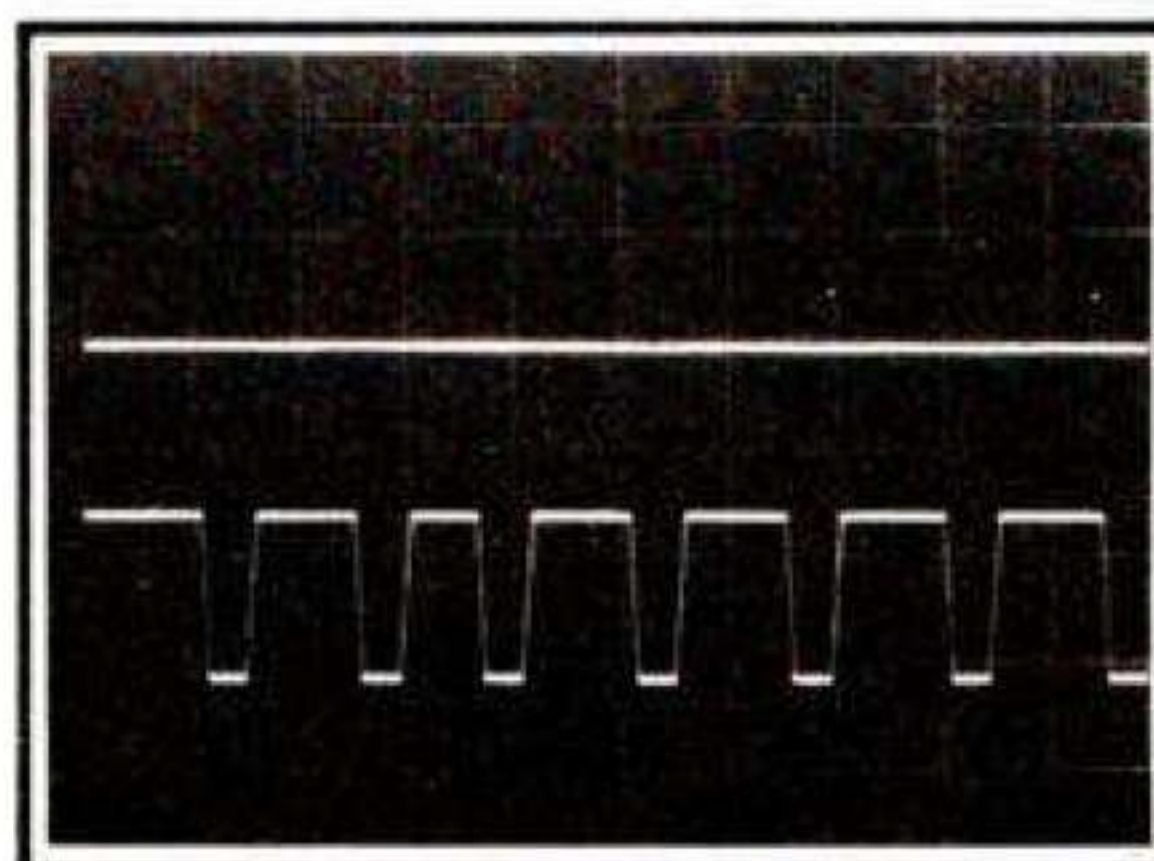


PHOTO B  
Mêmes signaux en vitesse 1 ms/div.

oscillogrammes suivants. Nous allons donc passer en 1 ms/div.

Nous obtenons l'oscillogramme B parfaitement clair ! Toujours en Sy-. Nous pouvons même pousser la vitesse à 0,5 ms/div, ce qui donne la photo C.

Pour ces deux clichés, nous ne voyons plus que le début du palier bas du signal de RAZ, le balayage étant trop bref pour une observation entière.

- 10 ms pour B (et  $10\text{ ms} < 10,8\text{ ms}$ )
- 5 ms pour C.

Sur le cliché B, nous pouvons observer la première voie tronquée, les voies 2 à 6 complètes et la dernière quelque peu amputée de son impulsion terminale.

En C, nous n'observons plus que la première voie tronquée avec les deux suivantes complètes.

Cela nous fait d'ailleurs toucher du doigt l'insuffisance de la méthode, car dans le cas de l'oscillogramme C, si nous passons en Sy-, amenant le front montant du signal de RAZ en début de

balayage, nous verrons « 5 ms de signal » à compter de ce front. Nous n'observerons donc qu'une partie du palier haut de RAZ (il dure 7,2 ms) et une partie du palier haut de  $t_{sy}$  de la séquence RC, donc aucune durée de voie.

Les vitesses rapides 1 ms et 0,5 ms/div n'autorisent donc que l'observation correcte des premières durées de voies de la séquence. Rien à voir avec la souplesse de la double base de temps des oscilloscopes plus performants permettant de voir en détail *n'importe quel point de l'oscillogramme*.

### La simple trace

Les mêmes observations sont possibles, à condition d'utiliser le mode Synchro Ext. Rappelons que, dans ce cas, le signal de déclenchement n'est plus le signal observé (mode interne),

mais un signal quelconque injecté sur la borne « Entrée Sy ext ».

C'est ce qui a été fait pour les oscillogrammes D, E et F, pour lesquels le signal de RAZ a été précisément envoyé vers cette entrée et la séquence sur l'entrée Y normale. Les oscillogrammes obtenus sont en tous points identiques aux précédents.

On remarquera que l'utilisation de l'entrée « Sy ext » présente beaucoup moins de souplesse que celle de la double trace. En effet, l'entrée en question ne possède pas de contrôle de gain. Il faut donc que le signal injecté ait une amplitude comprise dans la fourchette des tensions admissibles. L'impédance d'entrée est souvent inférieure à celles des entrées Y. La commutation Continu-Alternatif n'est pas toujours assurée. La bande passante est bien plus faible. Il est préférable d'utiliser la méthode de la double trace, lorsque cela est possible !

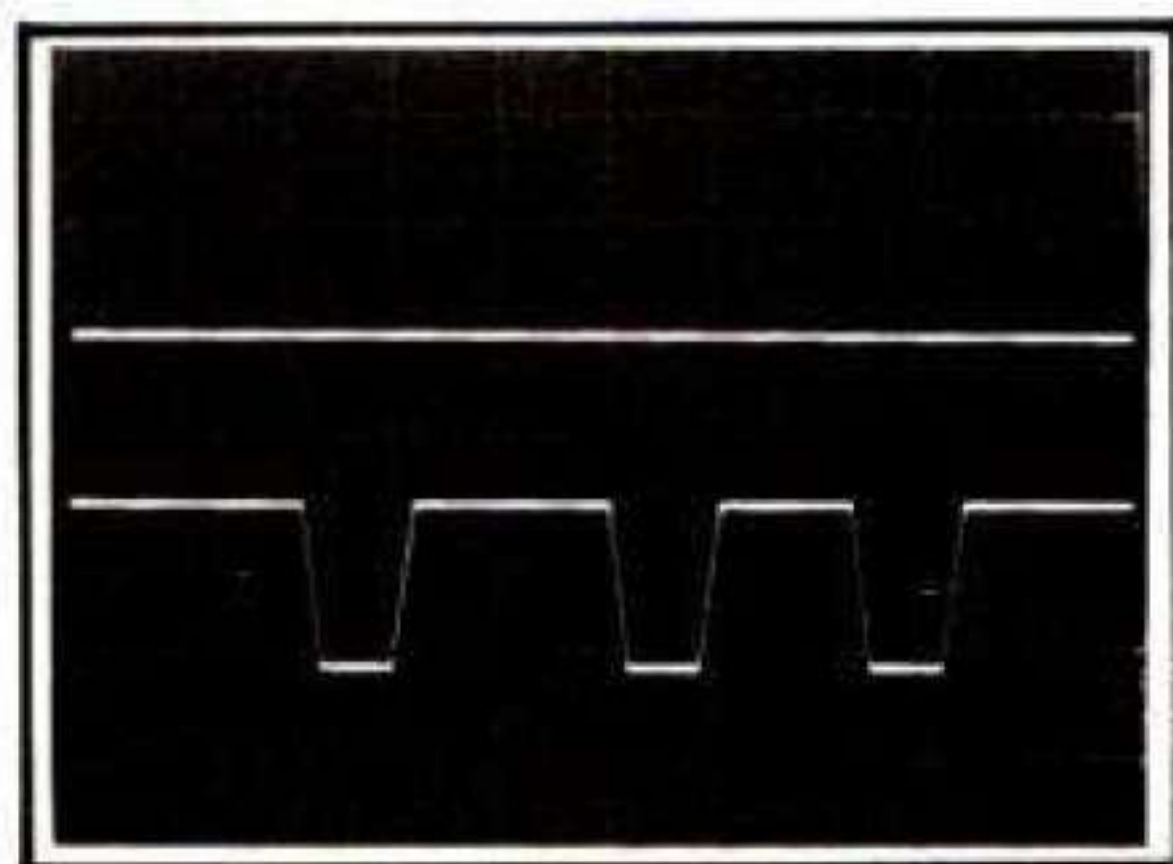


PHOTO C. – Mêmes signaux en vitesse 0,5 ms/div. On ne peut, hélas, observer correctement que les premières voies de la séquence.

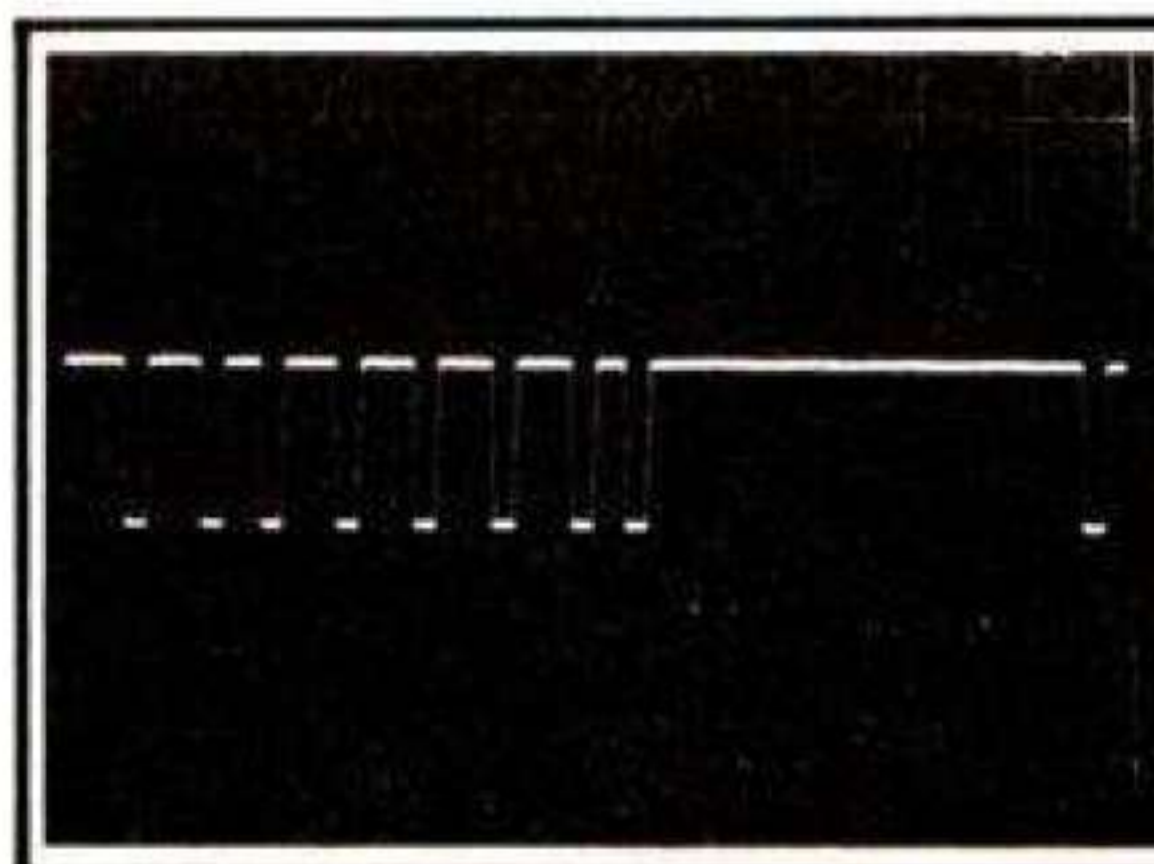


PHOTO D. – Si votre oscilloscope est à simple trace, vous pouvez obtenir cet oscillogramme en envoyant le signal de RAZ sur « Sy Ext ». Vitesse 2 ms/div.

Bien entendu, tout ce qui a été dit pour la séquence RC est vrai pour un signe du type Tone-Burst qui présente les mêmes particularités. Dans ce cas, il est nécessaire de disposer du signal « découpeur » pour obtenir un déclenchement parfait. En effet, les salves sont obtenues en faisant passer le signal normal à travers une porte analogique (voir fig. 2). Si la porte est ouverte ( $C = 1$ ), alors la sinusoïde passe normalement. Par contre, si la porte est fermée ( $C = 0$ ), la sortie reste en permanence au potentiel 0. Il est évident qu'un déclenchement parfait peut être assuré par le signal C de commande de porte. Il est donc intéressant de disposer de ce signal, sur la face avant d'un bon générateur de fonctions.

Mais revenons à notre séquence RC qui nous a laissés sur notre faim, puisque nous avons dû conclure à l'impossibilité de la mesure très précise des derniers temps de voies, en cas d'absence de la double base de temps.

En fait, l'impossibilité est apparue dans ce cas, parce que les fronts du signal annexe de déclenchement (signal RAZ) ne se situent pas là où il serait idéal qu'ils soient (revoir la photo A).

Si l'on pouvait déplacer ces fronts par rapport à la séquence, le problème serait résolu. Ce n'est évidemment pas possible pour le signal de RAZ qui contribue au fonctionnement du codeur RC, mais cela pourrait l'être pour un signal généré spécialement, pour les besoins de ce déclenchement !

Supposons, par exemple, que le signal de RAZ soit utilisé pour déclencher un monostable de constante de temps ajustable entre 1 et 25 ms (voir fig. 3).

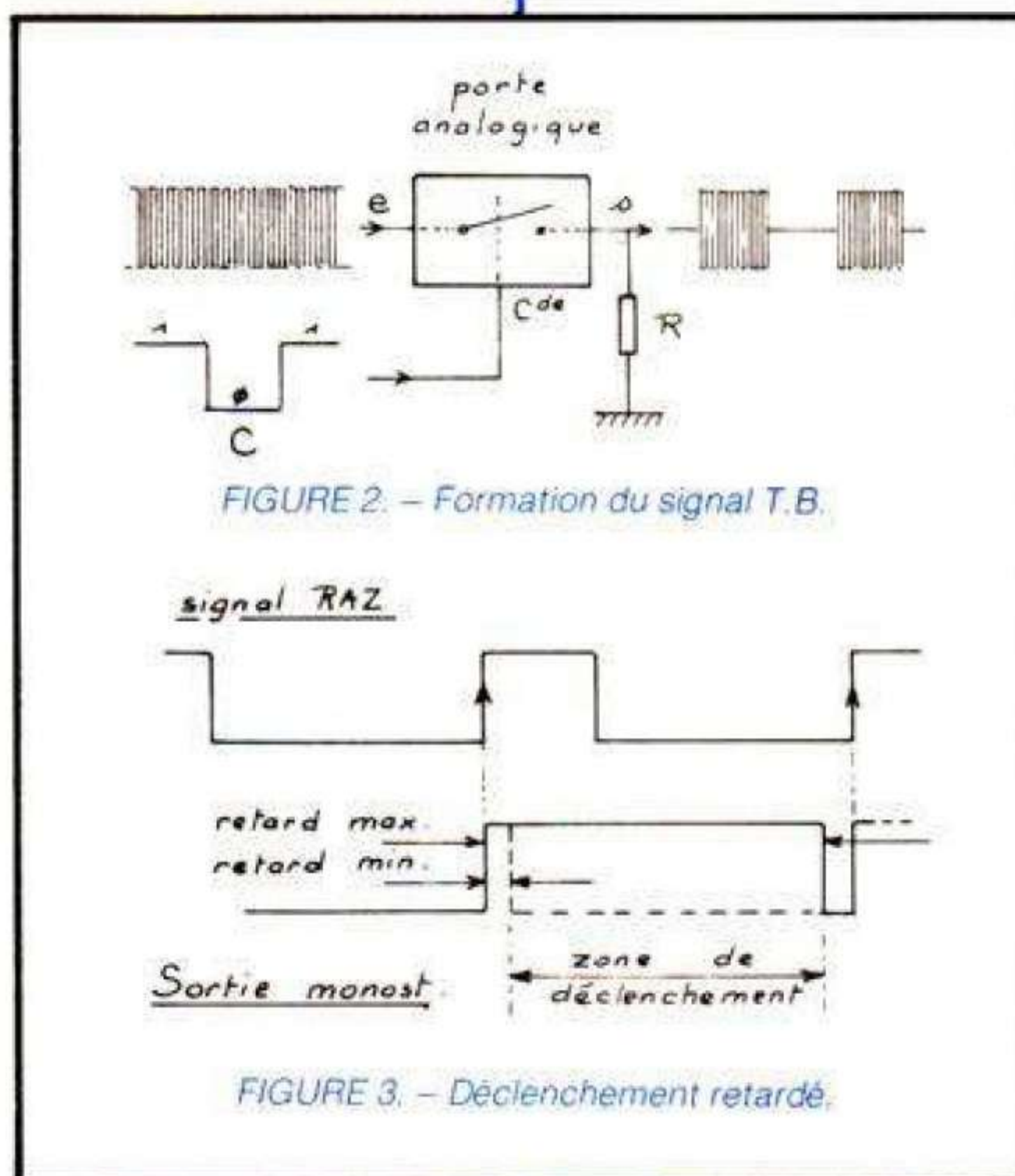


FIGURE 2. - Formation du signal T.B.

FIGURE 3. - Déclenchement retardé.

Le front montant du signal généré coïncide avec celui de RAZ : il n'est donc pas utile. Par contre, le front descendant, par variation de la constante de temps, peut être placé en tout point de la séquence. C'est ce front descendant retardé qui va nous servir au déclenchement de la base de temps de l'oscilloscope. Nous avons ainsi créé un déclenchement retardé du balayage.

Notons d'ailleurs que ce monostable pourrait fort bien se mettre « en boîte »,

avec des circuits supplémentaires de mise en forme du signal d'attaque, et constituer un accessoire très précieux pour les possesseurs d'un oscilloscope à simple base de temps ! C'est d'ailleurs si vrai que quelques modèles d'oscilloscopes commerciaux incorporent un tel dispositif, permettant ainsi de pallier l'inexistence de la double base de temps ! Cela apparaît dans la liste des caractéristiques sous la syntaxe « Déclenchement retardé ». Bien

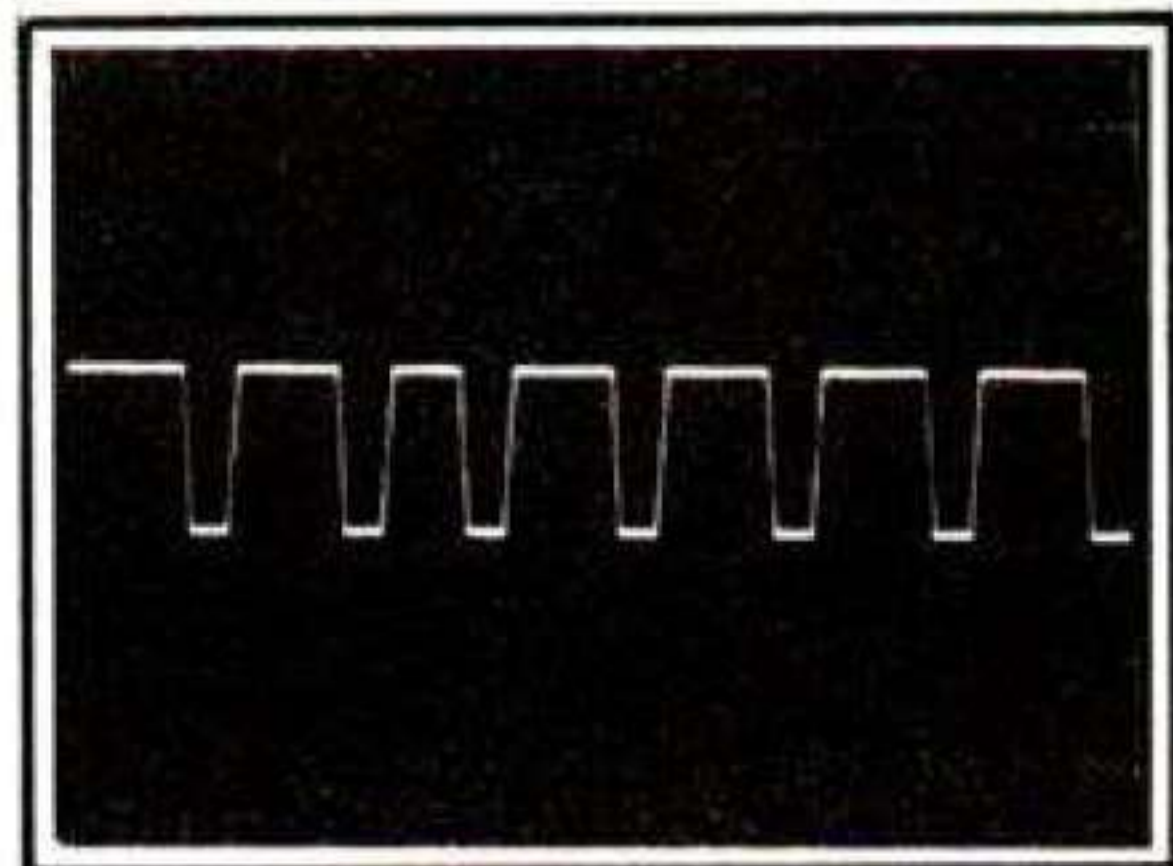


PHOTO E  
Mêmes signaux en vitesse 1 ms/div.

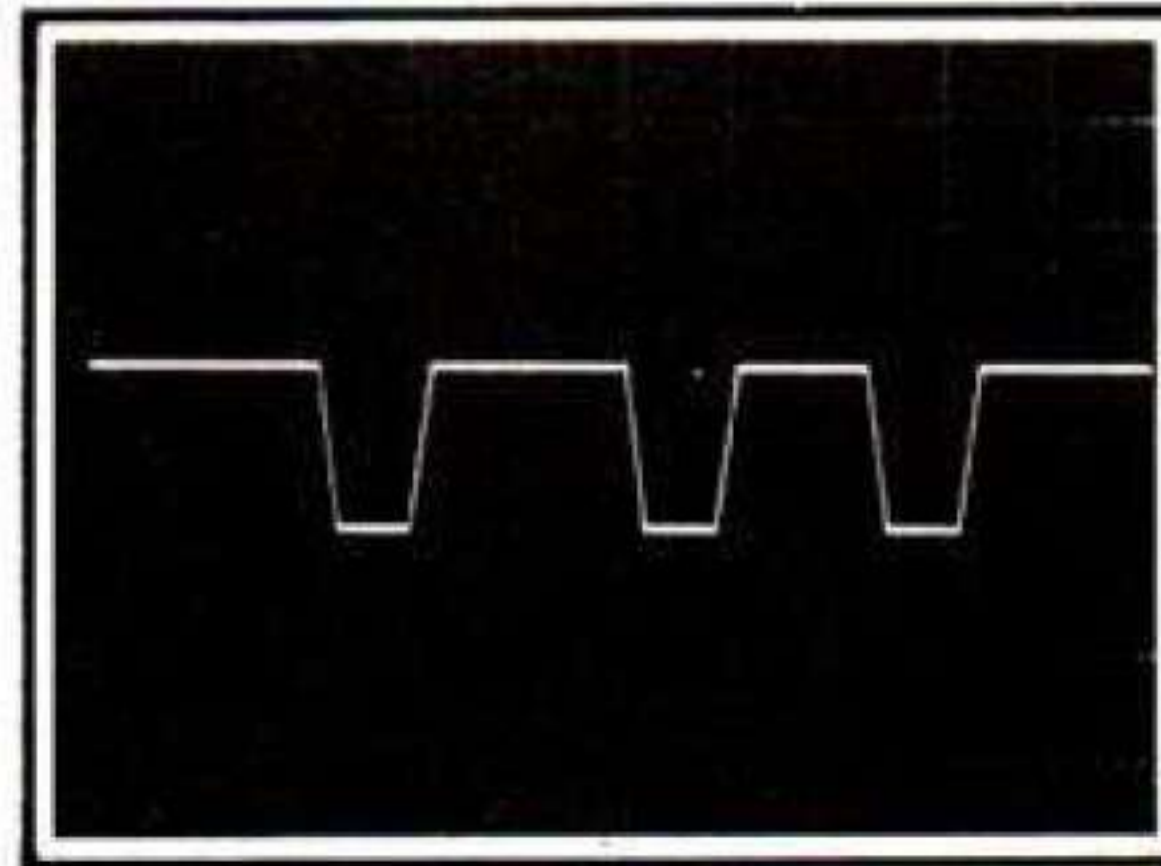


PHOTO F. - Mêmes signaux en vitesse 0,5 ms/div. Les limitations sont les mêmes qu'en mode double trace.

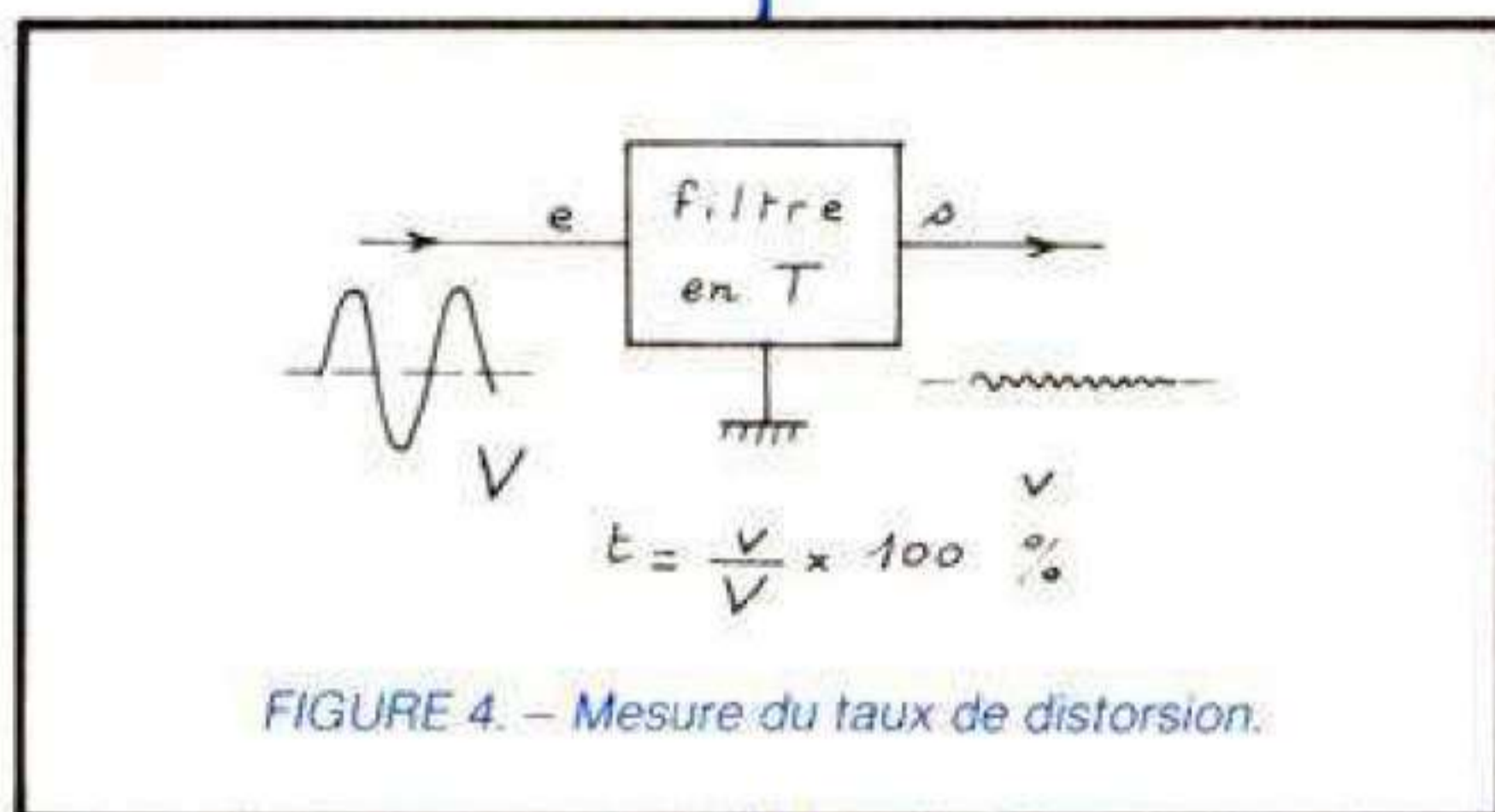


FIGURE 4. – Mesure du taux de distorsion.

sûr, c'est un complément particulièrement intéressant, comme nous venons de le voir. Dans ce cas, comme dans le cas du montage annexe extérieur, le monostable doit disposer d'une large gamme de durées ajustables : de la micro-seconde à la seconde, environ. Si le système est incorporé dans l'oscilloscope, cette commande de durée est faite à l'insu de l'utilisateur, par le sélecteur des vitesses de balayage.

Les photos G et H montrent une autre application des principes évoqués plus haut. Nous y voyons la mesure du taux de distorsion du générateur TBF3, décrit parallèlement dans cette revue. Rappelons le principe de cette mesure.

Un générateur sinusoïdal doit, en principe, fournir une sinusoïde parfaite, c'est-à-dire à distorsion nulle ! Pratiquement, ce n'est pas possible et cette onde possède en plus des composantes déformantes à fréquences multiples de celle de base, dite fondamentale. Ainsi, une sinusoïde de fréquence 1 000 Hz contiendra inévitablement un

peu de 2 000 Hz (harmonique 2), de 3 000 Hz (harmonique 3)... Le taux de distorsion caractérise le rapport existant entre ces harmoniques et le signal fondamental. Ainsi, si une sinusoïde d'amplitude 520 mV<sub>eff</sub> contient 12 mV<sub>eff</sub> d'harmoniques, ceux-ci représentent un rapport de 12/520 et un pourcentage de 12/520 x 100, soit un rapport de 0,023 et un pourcentage de 2,3 %. C'est le taux de distorsion de ce signal.

Seulement, le drame, c'est que fondamentale et harmoniques sont intimement mêlés ! La solution ? Simple : un filtre élimine complètement la fondamentale. Il reste alors seulement les harmoniques dont on peut mesurer l'amplitude.

G et H illustrent cette mesure se faisant suivant le principe de la figure 4. La sinusoïde traverse le filtre (voir article TBF3) pour la réalisation). Le résidu harmonique est envoyé vers l'oscilloscope.

– Pour G : observation simultanée de la sinusoïde sous test et du résidu. On

notera que ce dernier a une amplitude de quelque 10 mV<sub>cc</sub> (10 mV/div), la sinusoïde faisant 10 V<sub>cc</sub>. Le déclenchement sur le résidu est difficile à cause de sa forme très aléatoire, de sa fréquence élevée et de sa faible amplitude. C'est donc la sinusoïde qui assure le déclenchement dans ce mode double trace.

– Pour H : observation du résidu seul avec synchro externe par la sinusoïde. C'est la solution à adopter pour les oscilloscopes à simple trace.

Pour ce qui concerne l'oscillogramme I, nous abordons une autre application de l'oscilloscope : la vobulation.

Le principe est le suivant : certains composants ou montages ont un comportement qui varie avec la fréquence. Par exemple, un amplificateur a un gain fonction de la fréquence du signal amplifié. L'amplitude aux bornes d'un circuit accordé dépend de la fréquence.

Il est souvent indispensable d'étudier ce comportement avec précision. Deux méthodes sont possibles.

Le relevé de la courbe de réponse point par point. Le travail se fait « à la main ». Un générateur à fréquence variable et **niveau de sortie constant** alimente l'objet du test. Pour chaque fréquence de calage du générateur, une mesure de la caractéristique étudiée est faite. Un report sur graphique papier est effectuée. Lorsque la gamme des fréquences à tester est explorée, l'ensemble des points donne l'allure de la courbe de réponse. Généralement ces points sont reliés par un trait continu.

La méthode est précise, sûre... mais longue.

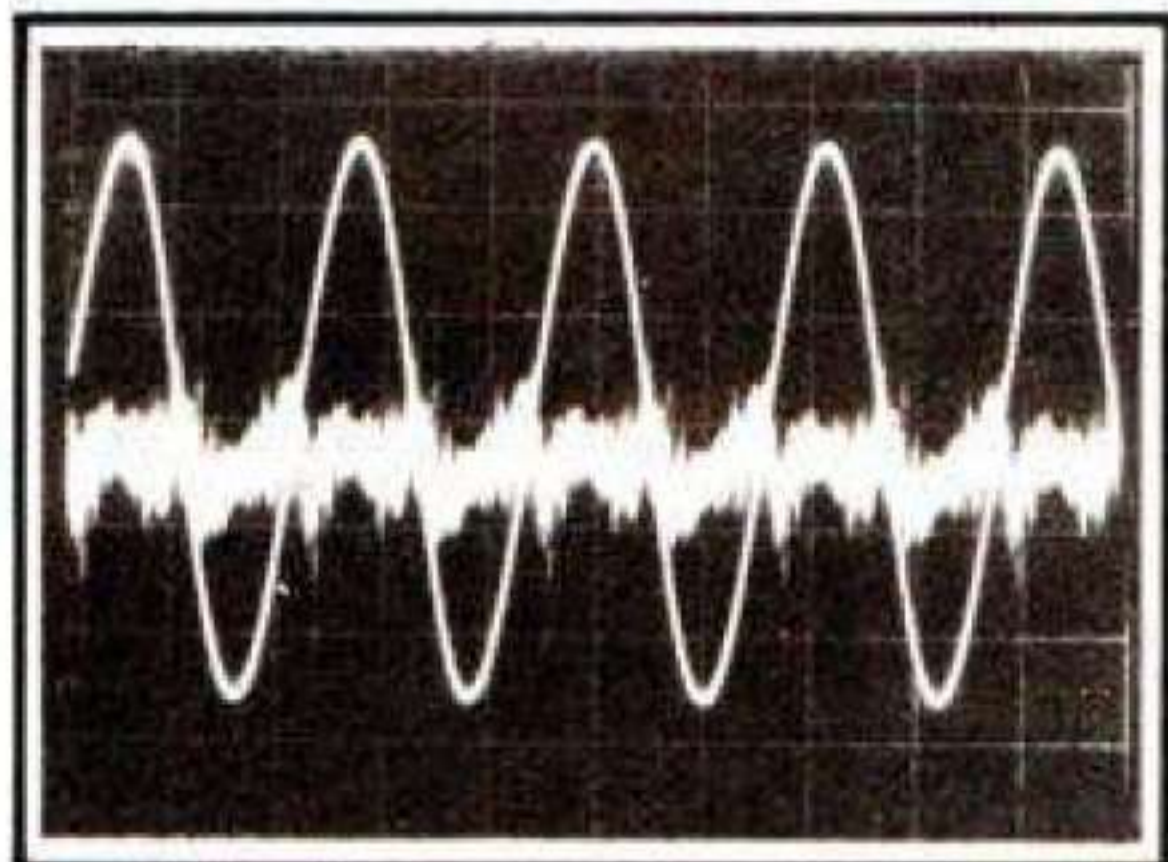


PHOTO G. – Mesure de la distorsion d'une sinusoïde. Déclenchement sur la sinusoïde. Observation du résidu harmonique sur l'autre voie.

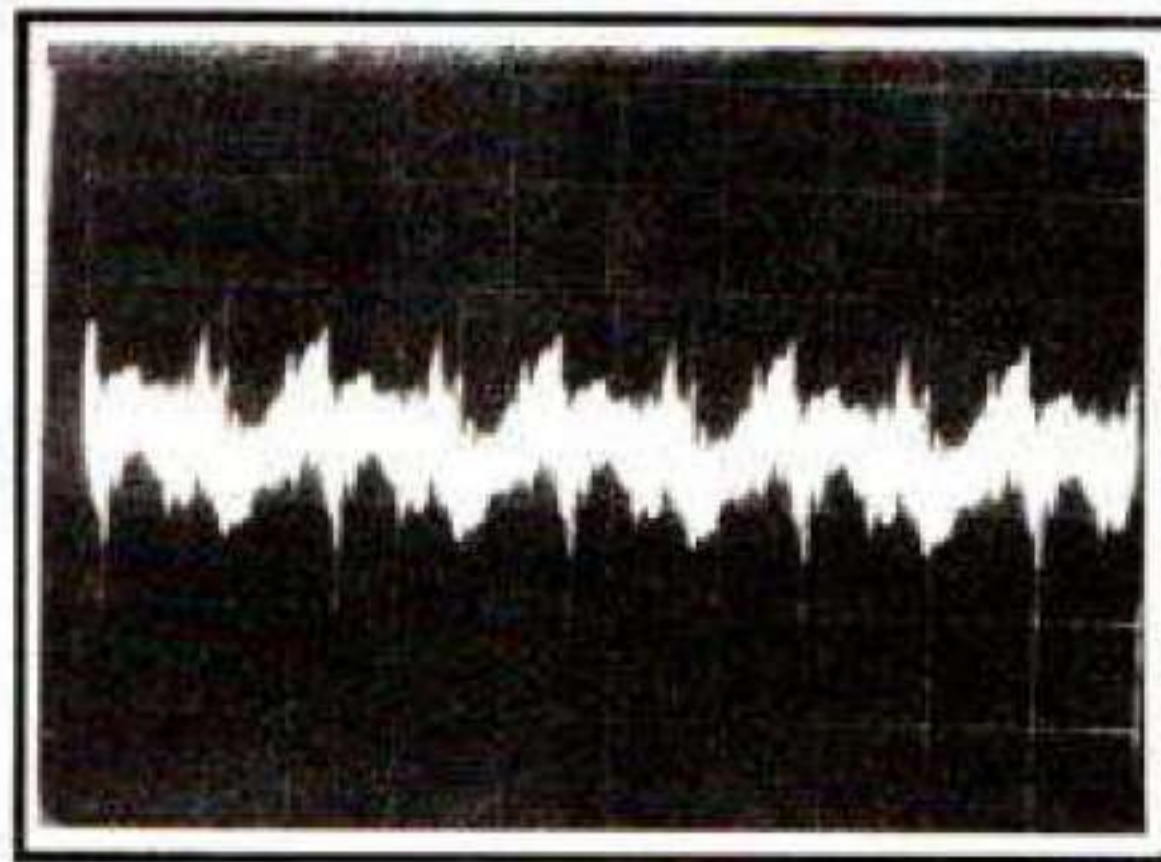


PHOTO H. – Avec un simple trace, le résidu harmonique peut être observé de même, en synchronisant sur la sinusoïde, en mode « Sy Ext ».

## La vobulation

La fréquence du générateur varie automatiquement et en suivant une loi connue (linéairement par exemple et pour simplifier). Le signal de sortie du montage sous test est envoyé vers l'entrée Y de l'oscilloscope. En même temps, le signal provoquant le glissement de fréquence (on dit la vobulation) provoque également le déplacement X du spot. Ainsi à chaque position x du spot correspond une fréquence. En ce point, l'amplitude Y figure le comportement du montage pour cette fréquence !

Le résultat est bien visible sur la photo I. Il s'agit ici d'un circuit accordé BF, du type LC. (Voir fig. 5). Un tel circuit, comme tous les circuits accordés, possède une fréquence de résonance, donnée par la formule de Thomson :

$$F = 1/2 \pi \sqrt{LC}$$

avec : L en henrys

C en farads

F en hertz

En dehors de cette fréquence critique, l'impédance du circuit LC est faible. Pour la fréquence de résonance, cette impédance tend vers l'infini. En fait, elle vaut alors :

$$Z_r = L/RC$$

R étant la résistance parasite de l'inductance.

Finalement, le montage de la figure 5 se comporte comme un pont diviseur de la tension fournie par le générateur :  $R_e$  côté haut et circuit LC, d'impédance Z, côté bas. La tension développée aux

bornes de Z est envoyée vers l'oscilloscope. Elle vaut :

$$U = V_g \times Z/(R + Z)$$

Si  $Z \approx 0$  (hors résonance),

$$U \approx V_g \times 0/R \approx 0.$$

Si  $Z \approx \infty$  (à la résonance),

$$U \approx V_g \times \infty/\infty \approx V_g.$$

C'est bien ce qui se passe sur la photo I. La fréquence injectée varie linéairement de 2 000 Hz (à gauche) à 20 000 Hz (à droite). L'amplitude de sortie est très faible au départ. Cette amplitude croît ensuite, pour atteindre

un maximum pour une valeur de l'ordre de 6 400 Hz, puis elle décroît à nouveau régulièrement. L'oscillogramme montre bien le comportement du circuit LC en fonction de la fréquence et illustre parfaitement le phénomène de la résonance !

En fait, ce qui est appelé courbe de réponse du circuit correspond au contour extérieur de l'oscillogramme I (voir fig. 6). On passe de I à cette courbe en intercalant entre le circuit LC et l'oscilloscope un circuit détecteur, constitué très simplement d'une diode

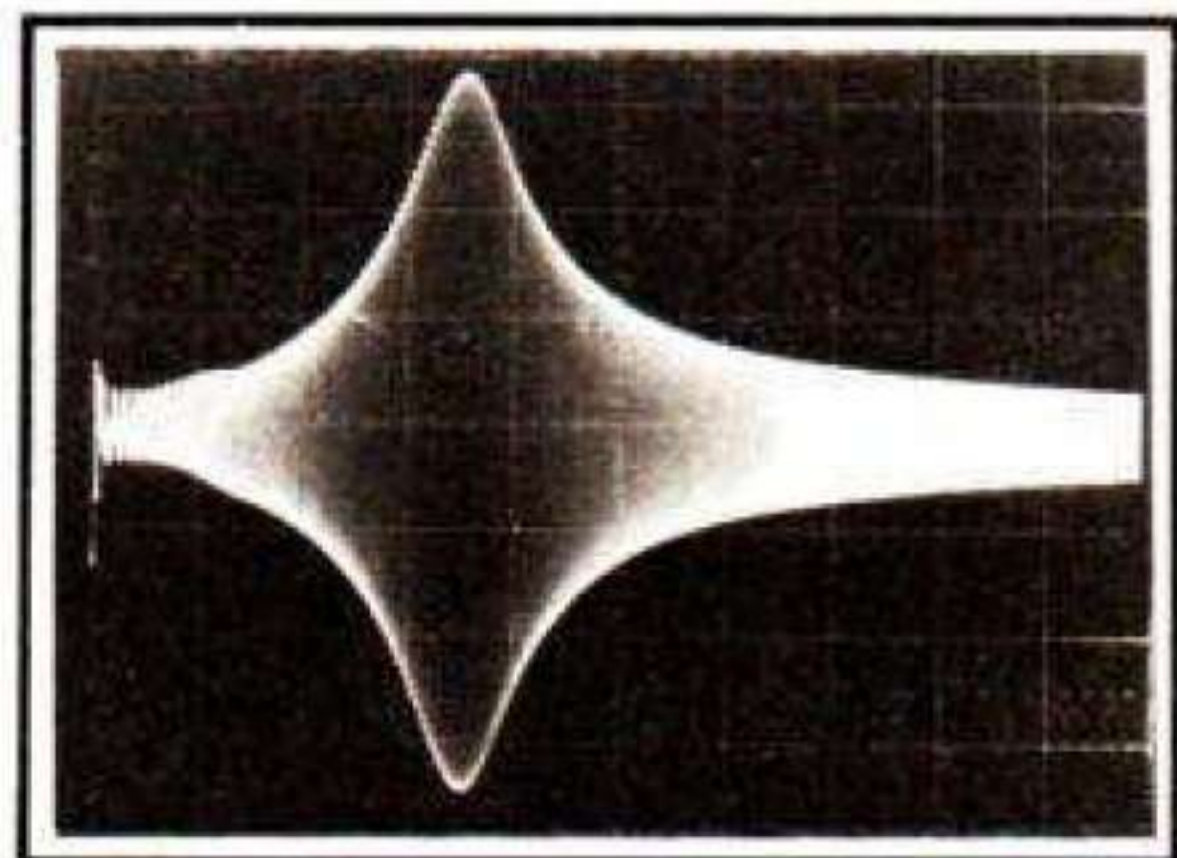
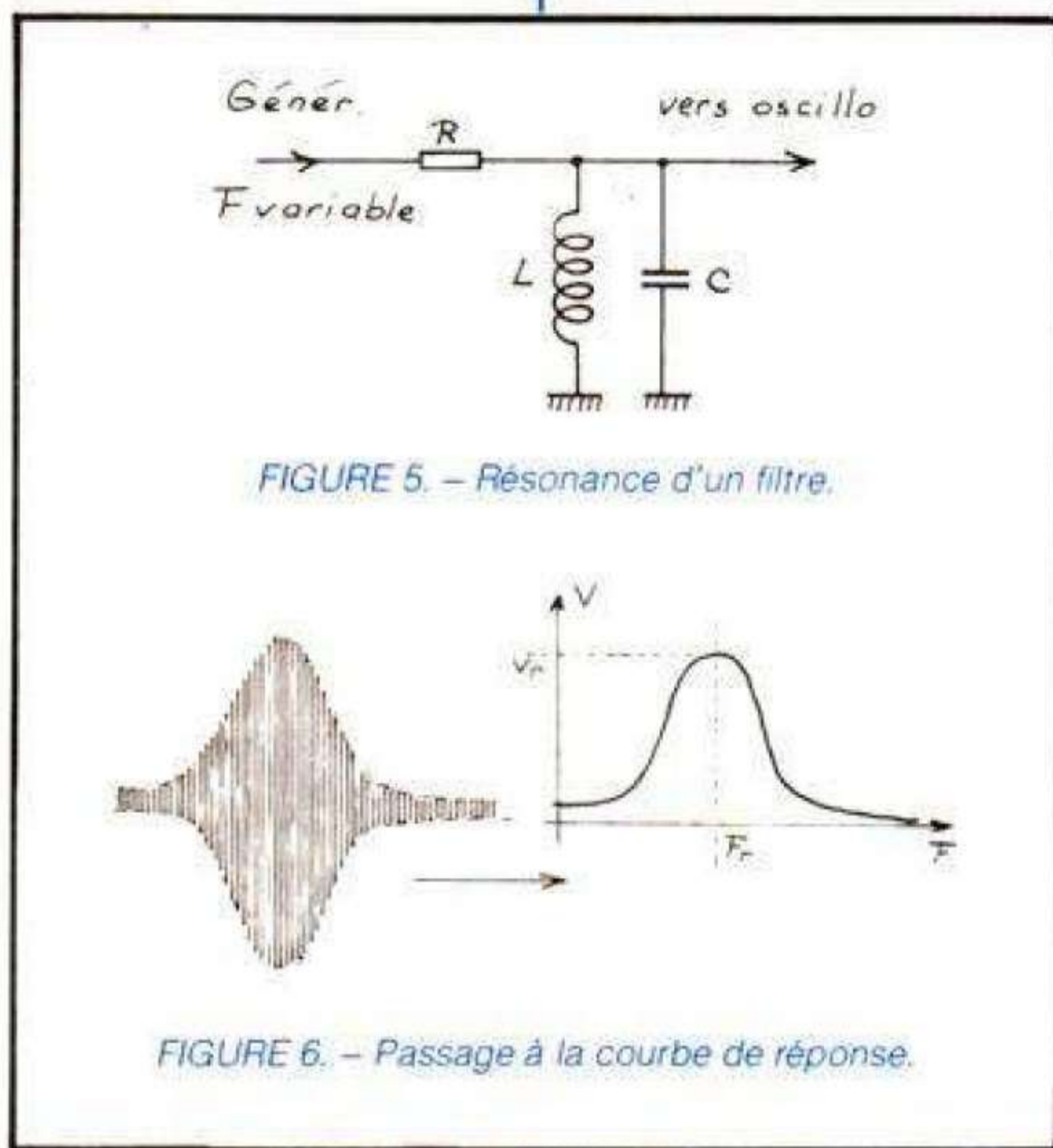


PHOTO I

Utilisation de la vobulation pour étudier la résonance d'un circuit accordé.

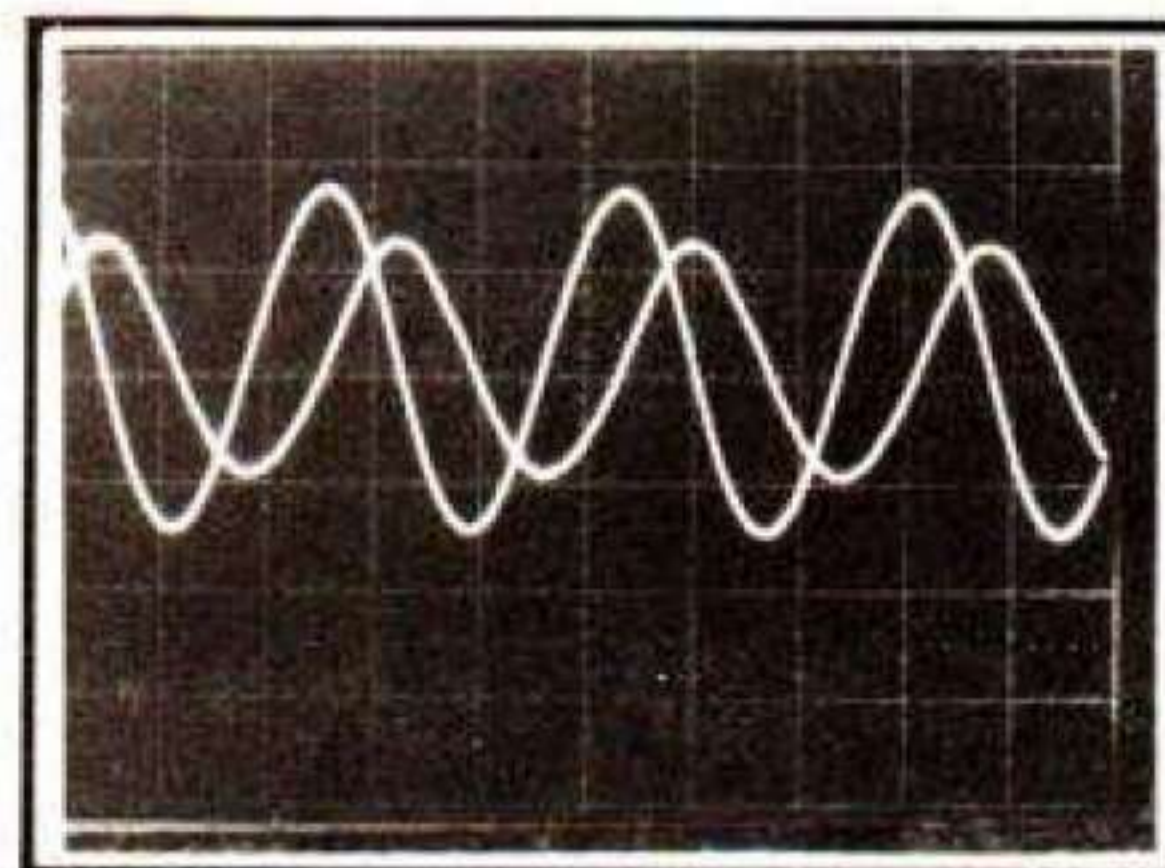


PHOTO J

Mesure des impédances. Ici la fréquence est trop basse.

et d'un condensateur réservoir (voir fig. 7). La diode charge le condensateur C à la tension de crête positive de chaque alternance du signal de sortie. Une tension continue variable avec l'amplitude de ce signal est ainsi obtenue et permet le tracé de la courbe de la figure 6. Cette méthode est toujours pratiquée pour les vobulateurs HF. Elle l'est moins avec les modèles BF, compte tenu de la difficulté de détection des fréquences basses. On utilise alors simplement l'attaque directe de l'oscilloscope, comme nous l'avons fait ci-dessus.

tantes de temps, il ne faut pas faire glisser trop vite la fréquence, faute de quoi les amplitudes n'ont pas le temps de s'établir correctement, d'où déformation de la courbe. Le TBF1038 vobule à 8 Hz environ, soit 125 ms par balayage !

Evidemment, à cette vitesse, l'oscillogramme clignote passablement. L'oscilloscope rémanent ou à mémoire commence alors à paraître utile ! Critère de bonne vitesse : l'amplitude à la résonance en mode vobulation doit être juste inférieure à celle obtenue en variant la fréquence à la main !

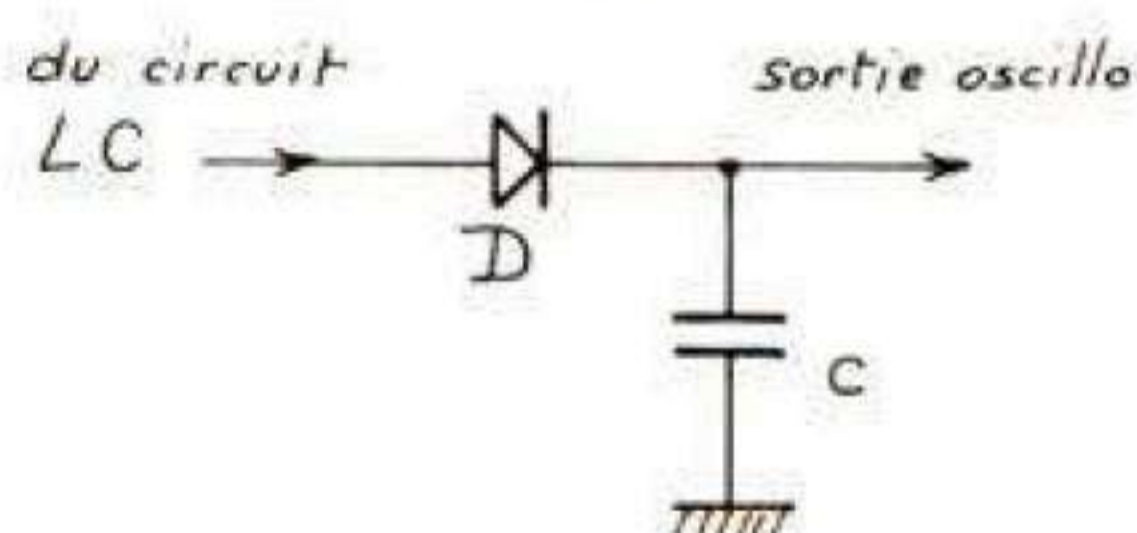


FIGURE 7  
Détection pour passage à la courbe de réponse.

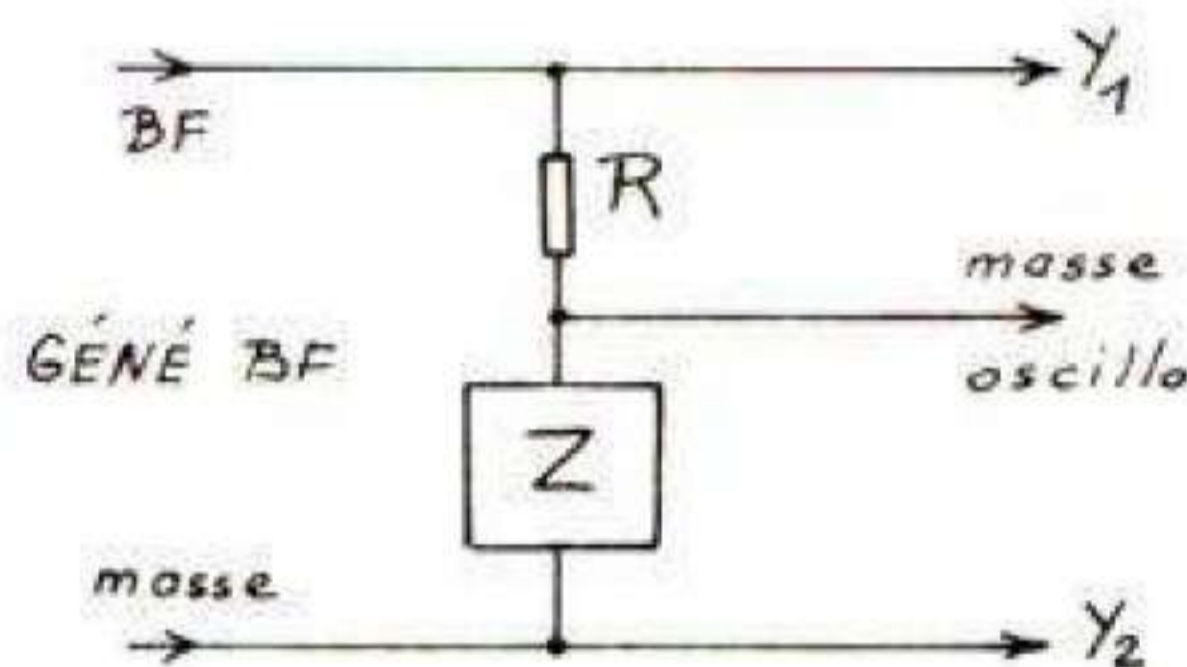


FIGURE 8. - Mesure des impédances.

L'oscillogramme I a été obtenu avec un oscillateur à glissement linéaire (fréquence variant linéairement dans le temps), le générateur utilisé étant le TBF1038 de l'auteur de ces lignes. Dans ce cas, il est indiqué d'employer le balayage interne de l'oscilloscope, lequel est aussi linéaire. Il suffit alors d'un top de synchro, généré par le vobulateur, pour déclencher la base de temps et assurer un départ à chaque début de la rampe de vobulation.

Une difficulté qu'il est bon de signaler : une vobulation BF doit être lente. Les circuits BF ayant de fortes cons-

nérateur n'est pas d'une précision suffisante.

La méthode exposée ci-dessous s'applique tout particulièrement à la mesure des inductances de valeur assez élevée et qui sont souvent mal connues.

Le principe de la mesure est illustré en figure 8. L'impédance à mesurer (inductance ou condensateur) est placée en série avec une résistance fixe ou variable. L'ensemble est alimenté par un générateur BF sinusoïdal, à fréquence variable et **de masse distincte** de celle de l'oscilloscope.

La masse de cet oscilloscope est reliée au point commun Z et R. L'ampli vertical Y<sub>1</sub> mesure la tension aux bornes de Z et l'ampli Y<sub>2</sub> celle aux bornes de R. Les deux voies ont la **même sensibilité**. (V/div).

Le lecteur sait peut-être que l'impédance d'une bobine ou d'un condensateur dépend de la fréquence :

- Cas de la bobine :  $Z = 2\pi FL$
  - Cas du condensateur :  $Z = 1/2\pi FC$
- Z en ohms  
F en hertz

L en henrys ou C en farads.

Comme Z et R sont en série, l'intensité qui les traverse est la même. Dans ces conditions, les tensions aux bornes des deux éléments sont égales si :

$$Z = R$$

Connaissant la valeur de R (avec un ohmmètre), on en déduit celle de Z. Puis on reporte la fréquence (fréquence-mètre numérique ou cadran du générateur) et cette valeur de Z dans l'une des formules ci-dessus. Un coup de calculatrice et l'on obtient la valeur de L ou celle de C.

Pour expérimenter cette méthode, nous avons repris l'inductance BF ayant servi aux essais de vobulation et nous l'avons placée en série avec une résistance fixe de 4 760 Ω très exactement (ohmmètre numérique). Puis, les branchements de la figure 8 effectués, nous avons fait varier la fréquence.

- Si cette fréquence est trop faible, l'amplitude aux bornes de Z est plus faible que celle aux bornes de R :  $Z < R$  (parce que Z est une inductance L, ce serait le contraire avec un condensateur (voir photo J).

- Si cette fréquence est trop élevée, c'est le contraire avec  $Z > R$ . Voir photo K.

- Il faut parvenir à l'égalité des deux tensions, comme le montre la photo L, pour laquelle la fréquence donne des

## Mesure des impédances

L'oscilloscope permet une mesure facile et précise des impédances et, de ce fait, des inductances et des capacités. Pour cela il est nécessaire de disposer :

- d'un oscilloscope à double trace ;
- d'un générateur BF sinusoïdal ;
- d'un fréquencemètre numérique, dans la mesure où l'étalonnage du gé-

amplitudes égales. On a alors  $Z = R$ . Relevons la fréquence au cadran ou au fréquencemètre. Nous avons trouvé 2 675 Hz, lors de notre manipulation. Comme  $R = 4\,760\ \Omega$ , on en déduit que  $Z = 4\,760\ \Omega$  aussi ! D'où :

$$Z = 2\pi FL$$

soit :

$$L = Z / 2\pi F$$

$$L = 4\,760 / 2 \times 3,14 \times 2\,675$$

$$L = 4\,760 / 16\,807$$

$$L \simeq 0,28\ \text{H ou } 280\ \text{mH}$$

## Conclusion

La bobine sous test mesure donc 280 mH à la fréquence de 2 675 Hz. A titre indicatif, la même bobine mesure 298 mH à 5 000 Hz et 316 mH à 500 Hz !

En matière de vérification, nous avons replacé l'inductance en question dans le montage de la figure 5, avec  $C = 5\,100\ \text{pF}$ , et mesuré avec précision la fréquence de résonance du circuit obtenu. Nous avons trouvé  $F = 4\,168\ \text{Hz}$ .

Or, l'application de la formule de Thomson donne :

$$F = 1/2\pi\sqrt{LC}$$

$$= 1/2 \times 3,14 \sqrt{0,28 \times 5\,100 \cdot 10^{-12}}$$

soit :  $F \simeq 4\,210\ \text{Hz}$ , ce qui n'est pas mal du tout !

Nous devons avouer que ces mesures nous ont surpris par leur précision. Le procédé s'avère donc parfaitement valable pour la mesure des impédances. Il ne serait pas stupide de concevoir un appareil de mesure autour de la méthode en question...

La photo L permet d'avoir un ordre d'idée du déphasage existant entre les

tensions aux bornes de R et de Z. On peut constater que l'écart entre les signaux est de l'ordre du quart de période. Ce qui correspond donc sensiblement à  $360^\circ / 4 = 90^\circ$ .

Rappelons que la théorie nous indique justement un déphasage de  $90^\circ$  entre les tensions en question. Le résultat de nos essais est donc tout à fait satisfaisant, compte tenu des très faibles moyens mis en œuvre.

La figure 9 remet d'ailleurs les choses en mémoire. Le vecteur OA représente la tension aux bornes de R, en phase avec l'intensité I. Le vecteur AB représente la tension aux bornes de L. Il est perpendiculaire à OA. La somme vectorielle  $\vec{OA} + \vec{AB} = \vec{OB}$  représente la tension appliquée à l'ensemble. L'angle BOA représentant le déphasage entre la tension E du générateur et l'intensité I du courant. La figure donne :

$$\text{tg } \widehat{BOA} = AB/OA = L\omega / RI = L\omega / R$$

$$\omega \text{ étant la pulsation :}$$

$$\omega = 2\pi F$$

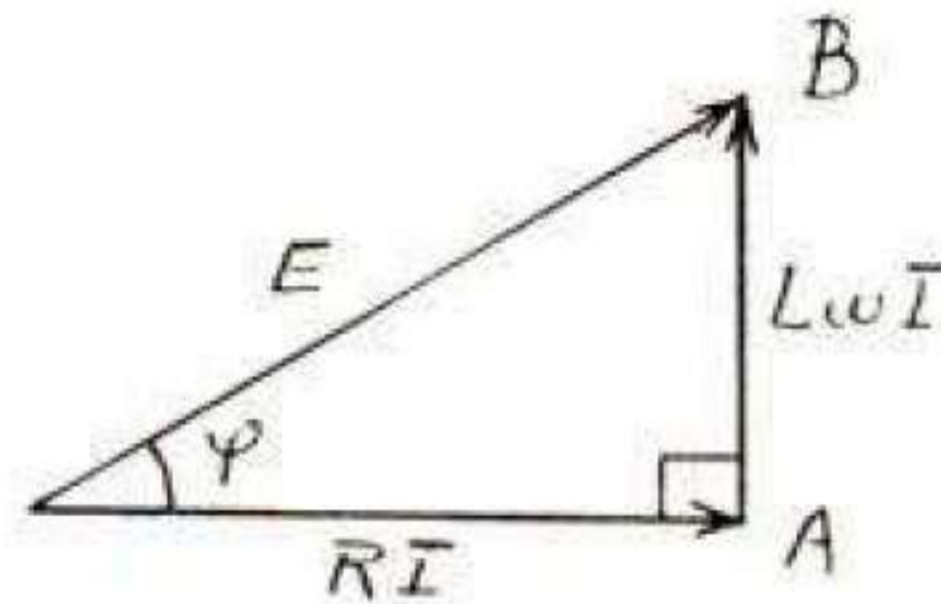


FIGURE 9

Dans notre cas, cela donne :  
 $\text{tg } \widehat{BOA} = 0,28 \times 2 \times 3,14 \times 2\,675 / 4\,760$   
 $\text{tg } \widehat{BOA} \simeq 1,02$

On tire :  
 $\widehat{BOA} \simeq 45,6^\circ$

Nous avons voulu mesurer ce déphasage à l'oscilloscope.

Nous avons obtenu un déphasage de 3,7 subdivisions pour une période de 6 divisions, soit 30 subdivisions. D'où un déphasage de :

$360^\circ \times 3,7 / 30 \simeq 44,4^\circ$   
 Et nous jurons que ces chiffres ne sont pas trafiqués !

Si vous possédez un bon oscilloscope, un bon générateur BF et un fréquencemètre, nous vous conseillons vivement de faire de semblables mesures. Vous serez peut-être alors aussi étonné que nous de la qualité des résultats obtenus. Quant à ceux qui n'ont pas encore ces appareils de mesure, nous espérons que la lecture de ces lignes les incitera à les acquérir ou, pourquoi pas..., à les fabriquer !

F. THOBOIS

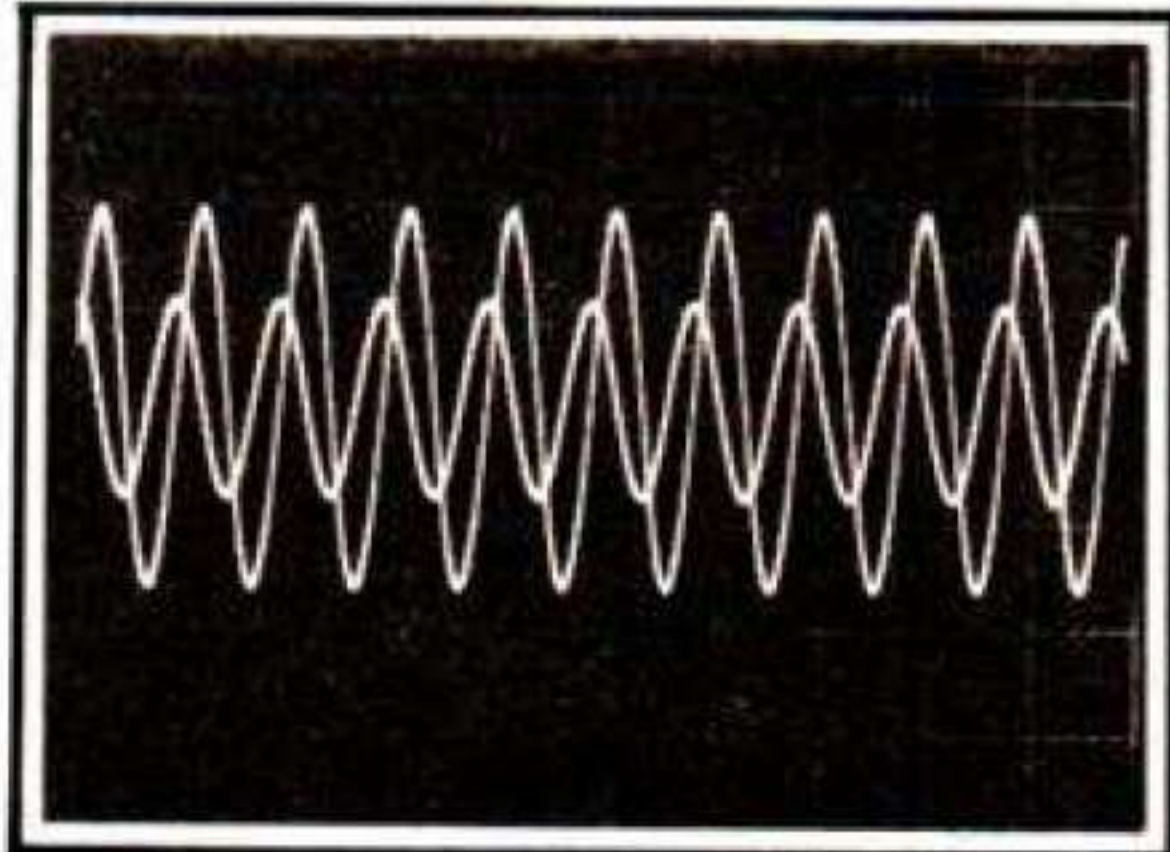


PHOTO K. – La tension aux bornes de Z (une inductance) est trop grande : la fréquence est trop élevée.

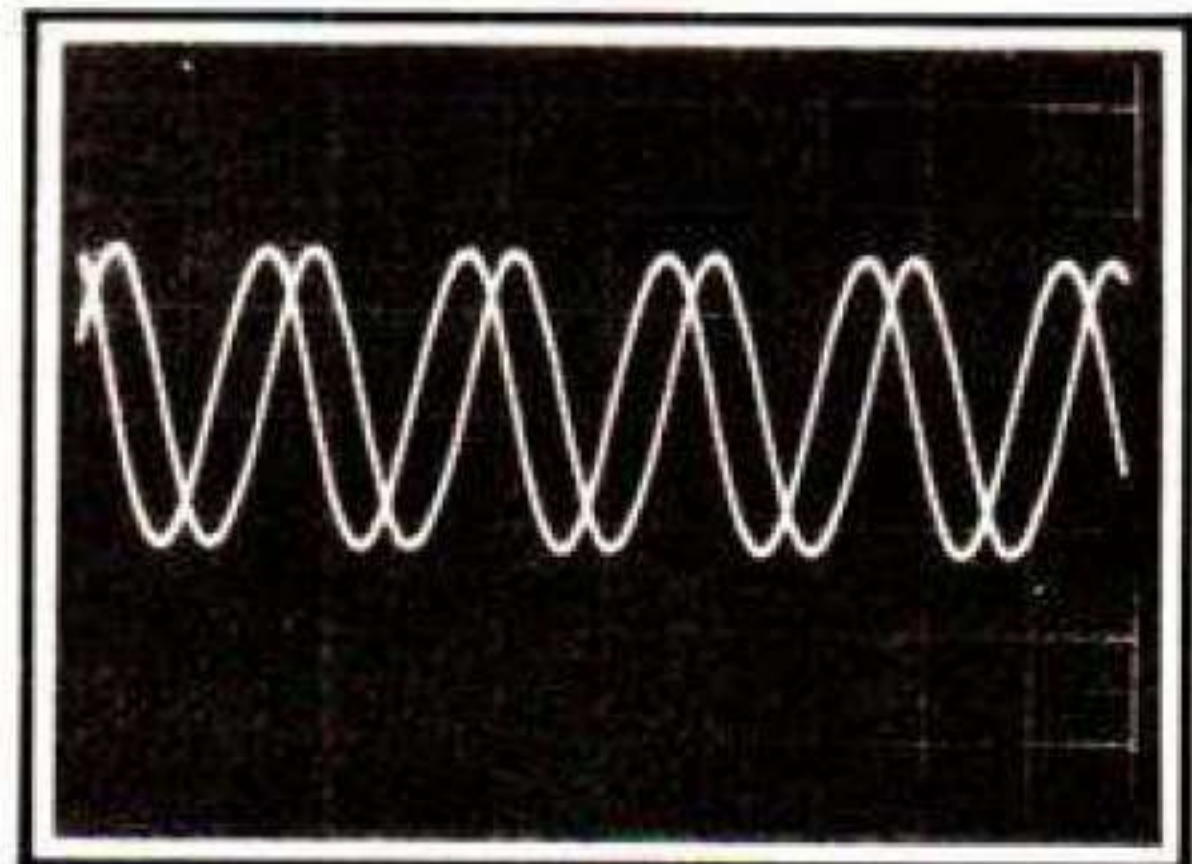


PHOTO L. – Il faut aboutir à ce résultat : égalité des tensions aux bornes de R et Z. Remarquer que le déphasage entre les deux tensions est très voisin du quart de période, donc de  $90^\circ$ .