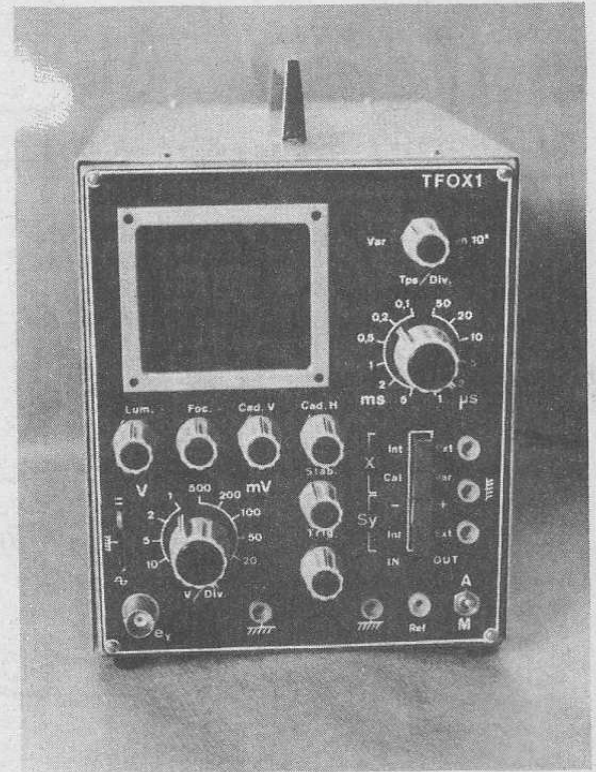


UN PETIT OSCILLOSCOPE PERFORMANT LE TFOX 1



L'amplificateur vertical (voir fig.12)

PLUSIEURS considérations nous ont amené au montage utilisé :

- il faut passer le continu, donc utiliser d'un bout à l'autre des liaisons directes.
- La première condition rend le montage très sensible aux dérives thermiques, celles-ci étant amplifiées comme le signal utile. On constate alors un décadage continu de l'oscillogramme, au fur et à mesure des variations de température. Bien sûr, la manœuvre du bouton de cadrage vertical corrige le défaut, mais outre la gêne apportée, une imprécision sur la mesure des

potentiels continus s'ensuit. Pour supprimer cet inconvénient, il est nécessaire de concevoir un amplificateur entièrement symétrique. En effet, dans ce cas, les deux moitiés identiques donnent des dérives égales et de même sens. Or les étages sont commandés en mode « différentiel » (si la tension monte en un point du montage, elle descend au point symétrique), par conséquent, les dérives ne font que décaler dans le même sens les potentiels de Y_1 et Y_2 , ce qui ne provoque aucune déviation du spot.

- L'amplificateur doit avoir une sensibilité et une bande passante suffisantes.

- Pratiquement il fallait que l'amplificateur soit très simple.

Un regard sur la figure 12,

nous fait constater que symétrie et simplicité sont bien réelles.

Mais voyons cela par le début, c'est-à-dire par la borne d'entrée e_v :

Les transistors à effet de champ T_1 et T_2 constituent le premier étage de l'amplificateur différentiel. Le montage est du type « Long Tailed Pair ». Reportons-nous à la figure 13 simplifiée. T_1 est attaqué sur sa grille (ou gate) par le signal à amplifier. Les deux drains sont chargés par des résistances égales allant vers V^+ , ici +18 V environ. Les deux sources sont reliées et retournent à V^- par une résistance commune, de valeur suffisante pour que l'influence des résistances internes de T_1 et T_2 soit peu importante.

Compte tenu de la symétrie, le courant I traversant R_s se répartit également entre T_1 et T_2 , lorsque les deux gates sont au même potentiel, c'est-à-dire à la masse. On a alors $i_a = i_b = I/2$. Les chutes de tension dans les résistances de charge R_A et R_B sont égales et $V_A = V_B$.

Si le potentiel de e est maintenant légèrement positif, le courant i_a dans R_A augmente, mais la somme I étant pratiquement constante, le courant i_b dans R_B diminue d'autant. La chute de tension dans R_A est plus forte que dans R_B , d'où $V_A < V_B$.

Si le potentiel de e est légèrement négatif, le phénomène inverse se produit et $V_A > V_B$.

Comme prévu, toute variation du potentiel de e déter-

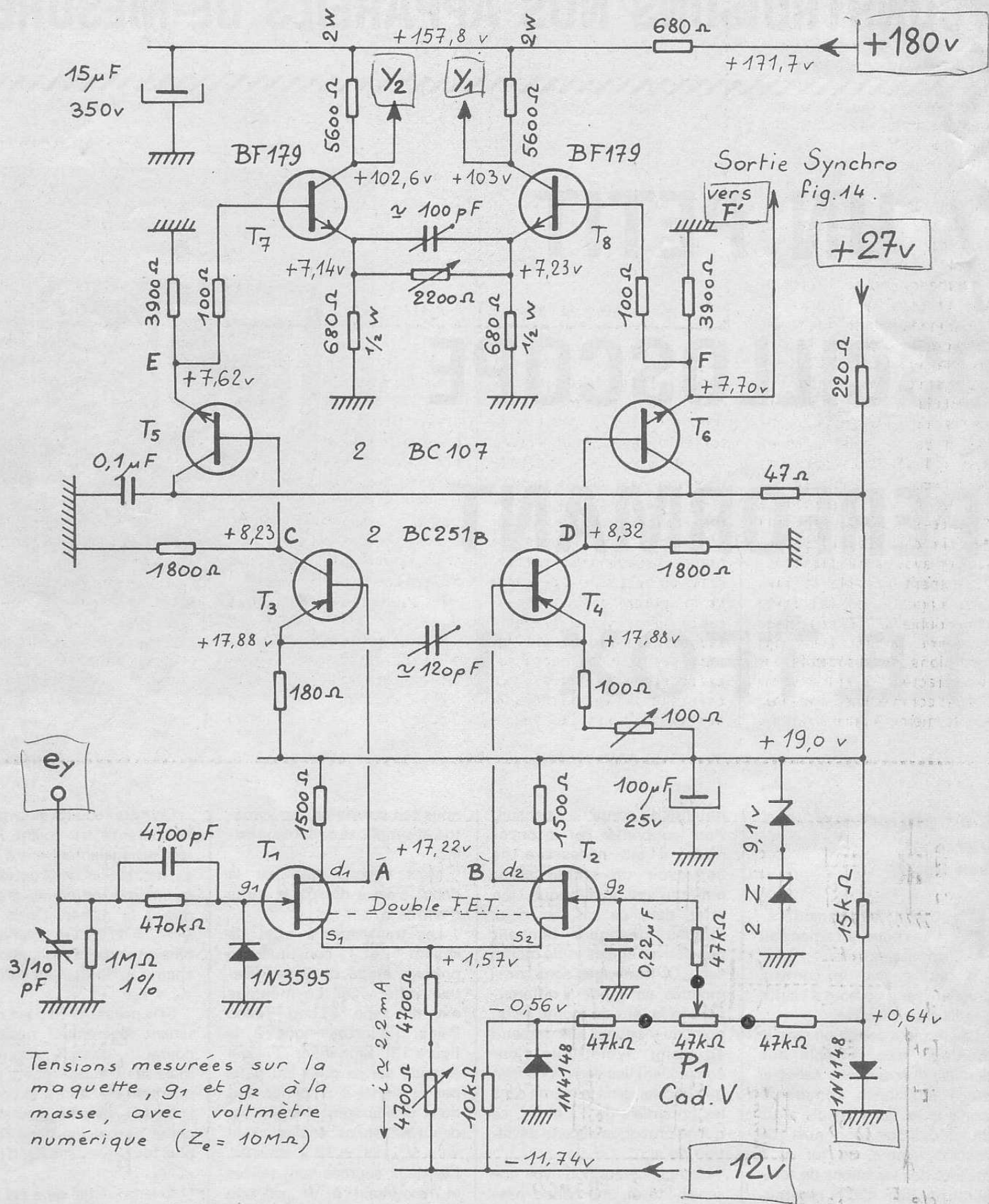


Fig. 12. - Schéma détaillé de l'ampli vertical

une amplification différentielle entre A et B.

En réalité, comme on le voit en figure 12, le gate de T_2 n'est pas directement à la masse, mais porté à une tension continue variable, déterminée par P_1 .

Les diodes 1N4148, alimentées en sens passant, l'une par le + 18 V, l'autre par le - 12 V, présentent une ddp de $\pm 0,5$ V environ. P_1 , encadré par les deux résistances de 47 k Ω , prélève sensiblement le 1/3 de cette tension, soit $\pm 0,16$ V environ.

La manœuvre de P_1 produit ainsi un décalage du point de fonctionnement et servira au cadrage du spot sur l'écran, dans le sens vertical. (Cad. V)

Le gate de T est protégé par la cellule 470 k Ω / 4 700 pF contre les surtensions positives et par la diode à faibles pertes 1N3595, contre les négatives. La résistance de 1 M Ω fixe l'impédance d'entrée et le 3 / 10 pF ajuste la capacité d'entrée du FET.

Pour avoir le meilleur fonctionnement possible du premier étage, il a été fait usage d'un double FET (T_1 et T_2 dans le même boîtier). Dans ces conditions, les dispositifs ont des caractéristiques très voisines, et comme ils sont réalisés sur la même « puce » de sili-

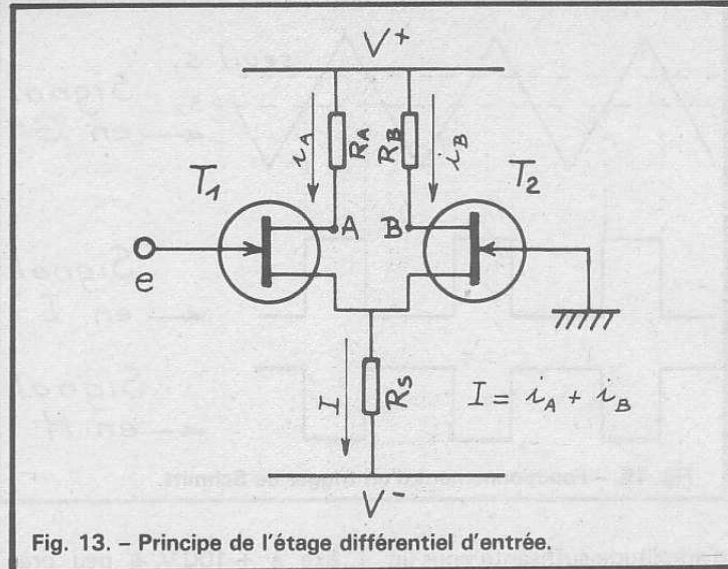


Fig. 13. - Principe de l'étage différentiel d'entrée.

cium, leurs températures sont toujours égales donc aussi leur dérive thermique. Bien sûr, en utilisant des FET séparés, le fonctionnement serait obtenu, mais il serait quasi impossible d'assurer une bonne égalité thermique. (Les « accouplements » mécaniques étant peu efficaces). Par ailleurs, la grande dispersion des caractéristiques existant sur ce genre de composant, entre exemplaires du même type et du même fabricant, oblige à un appariement par tri. Finalement il est beaucoup plus simple et à peine plus coûteux de choisir la bonne solution : Le double

FET. (BFQ 14, ESM 25, 2N3955, U235...)

Pour un fonctionnement correct des étages suivants, il est capital d'obtenir en A et B des tensions, au repos, très voisines des valeurs indiquées sur le schéma. Pour cela il faut que le courant I soit voisin de 2,2 mA. Pour avoir ce courant avec l'exemplaire de double FET utilisé par le réalisateur, nous avons prévu un ajustage de la résistance R_s , laquelle se compose d'une partie fixe de 4 700 Ω et d'une partie variable de même valeur maximum.

Pour un signal d'entrée de 100 mV crête à crête (mV_{CC})

c'est-à-dire de ± 50 mV, la tension différentielle entre A et B est de $280 mV_{CC}$ sur la maquette, soit un gain de 2,8 pour ce premier étage.

Un tel gain est insuffisant. Il est donc nécessaire de prévoir un second étage amplificateur. Cet étage est constitué de deux PNP, type BC251B, T_3 et T_4 . La liaison est directe. Les deux transistors sont montés en émetteur commun. Pour avoir une bonne symétrie, l'un des deux comporte une résistance d'émetteur fixe, l'autre une résistance variable. Il sera ainsi possible, même si, en quelque point du montage, existe une légère dissymétrie, d'obtenir une parfaite égalité des tensions continues de sortie. Le condensateur placé entre les deux émetteurs augmente le gain pour les fréquences élevées. Il est ainsi possible d'élargir la bande passante de ce côté. Pour les 280 mV de tension différentielle entre A et B, nous obtenons $2,4 V_{CC}$ entre C et D, soit un gain de 8,5 environ.

Les potentiels continus des collecteurs sont voisins de + 8,25 V.

Le troisième étage est un double collecteur commun permettant de prélever les signaux amplifiés sans perturbation, tant sur le plan de

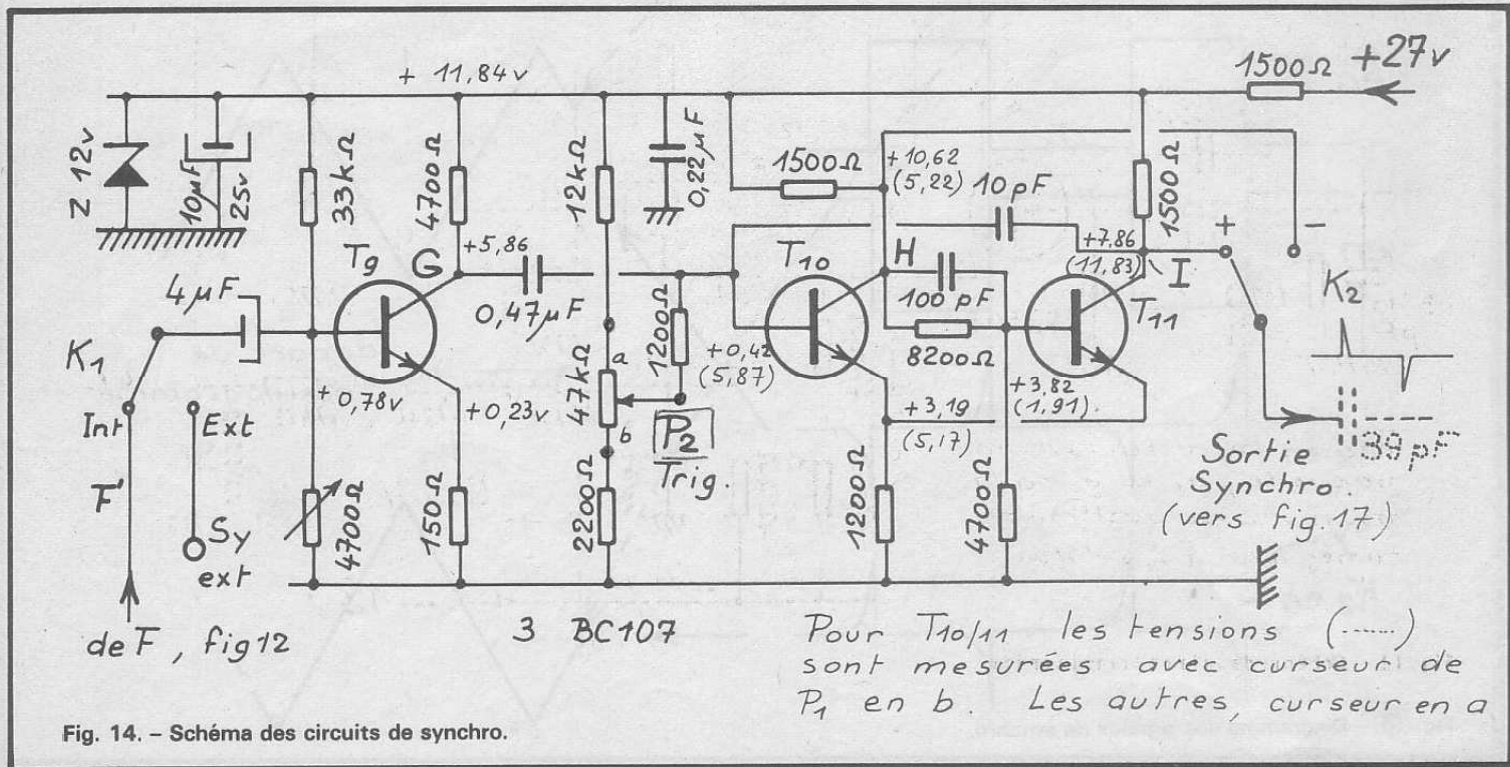
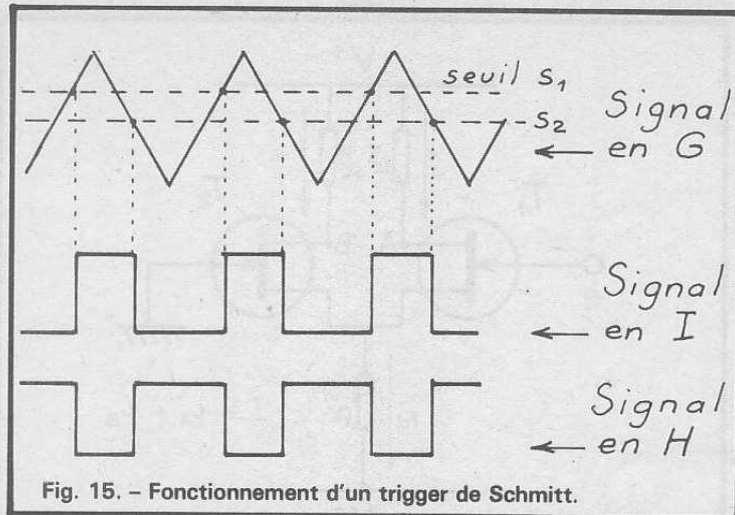


Fig. 14. - Schéma des circuits de synchro.

l'amortissement que sur celui de la capacité parasite. Un tel étage a un gain très voisin de 1. On retrouve donc en E et F les mêmes tensions différentielles qu'en C et D. En continu, on constate une baisse de 0,5 V environ due à la tension base-émetteur, inévitable dans un transistor au silicium.

Nous en arrivons maintenant à l'étage final, équipé de deux BF 179, transistors vidéo fréquence TV. Montage différentiel classique. La résistance variable entre les émetteurs permet d'ajuster le gain de l'étage, le condensateur favorise les fréquences élevées et doit être ajusté par une forme aussi bonne que possible des signaux rectangulaires de fréquence élevée. (Le réglage se fera avec une rectangulaire à 100 kHz). Les résistances de charge de 5 600 Ω , 2 W, sont alimentées en Haute Tension (HT) + 180 V environ, on obtient ainsi des signaux



d'amplitude suffisante pour un balayage très confortable du tube D 7 201 GH. En fait, la réserve de gain est importante et il est possible d'envisager l'utilisation d'un DG 7/32 moins sensible. Nous en reparlerons.

Avec $V_E = V_F = 7,5$ V environ, la tension en Y_1 et Y_2 se

fixe à + 100 V à peu près. Dans ces conditions de fonctionnement, le balayage vertical total du tube est facilement obtenu avec 100 mV_{CC} en e_y . Nous avons donc fixé à 20 mV/div la sensibilité de notre oscilloscope, sensibilité bien suffisante pour la quasi totalité des cas d'utilisation. Ne

pas oublier en effet, qu'une augmentation de cette sensibilité, augmente beaucoup les difficultés de réalisation et d'emploi. L'oscilloscope se révèle alors, très sensible aux perturbations de tous ordres, ne serait-ce qu'aux inductions parasites du secteur.

Le signal nécessaire à la synchronisation de la base de temps est prélevé au point F. Il présente en effet en ce point, les caractéristiques de phase nécessaires.

La voie horizontale

a) Circuits de synchronisation

Rappelons que la base de temps doit être déclenchée par des impulsions synchrones du signal à observer. Etudions maintenant, comment ces impulsions sont fabriquées. Se reporter à la figure 14.

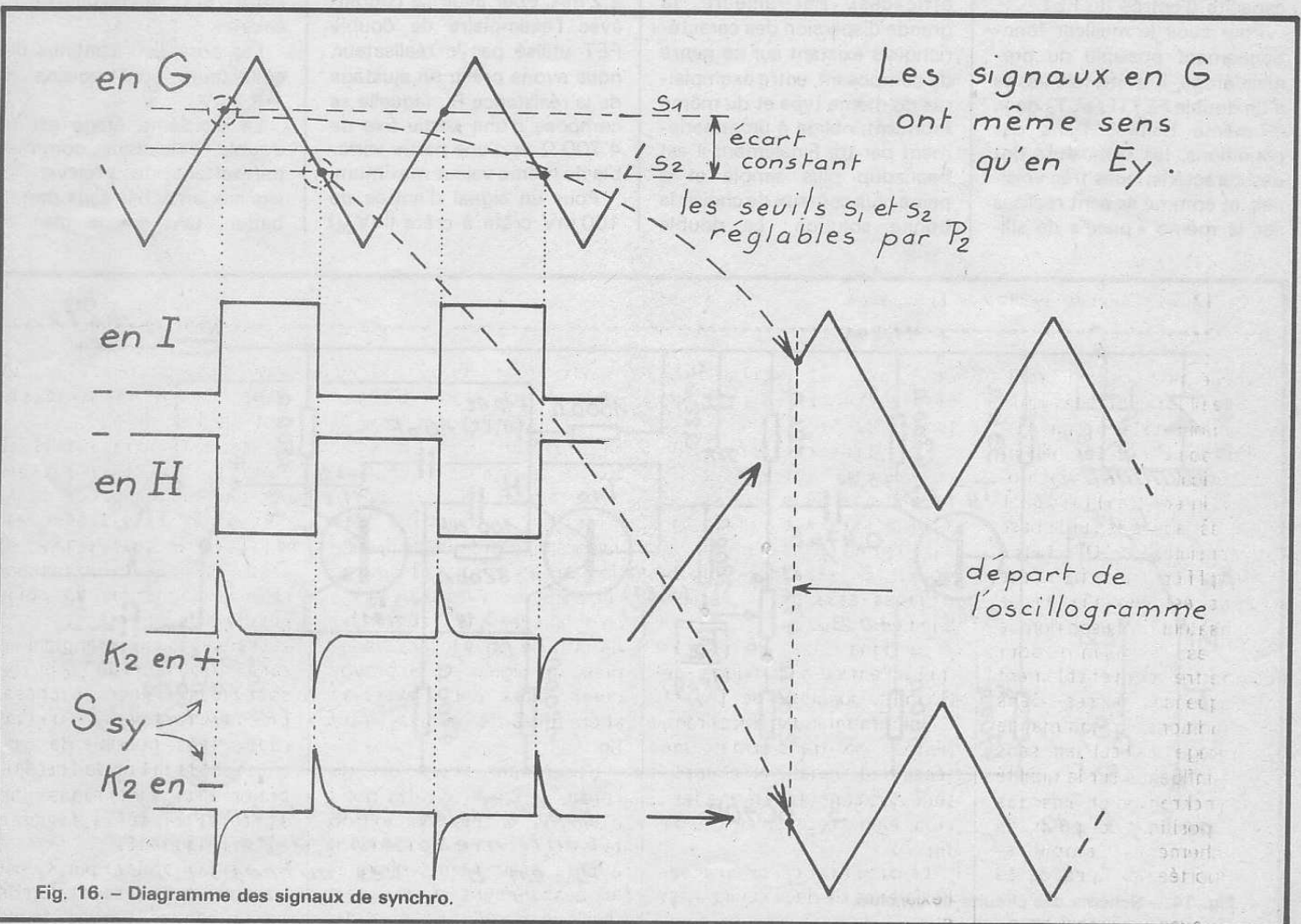
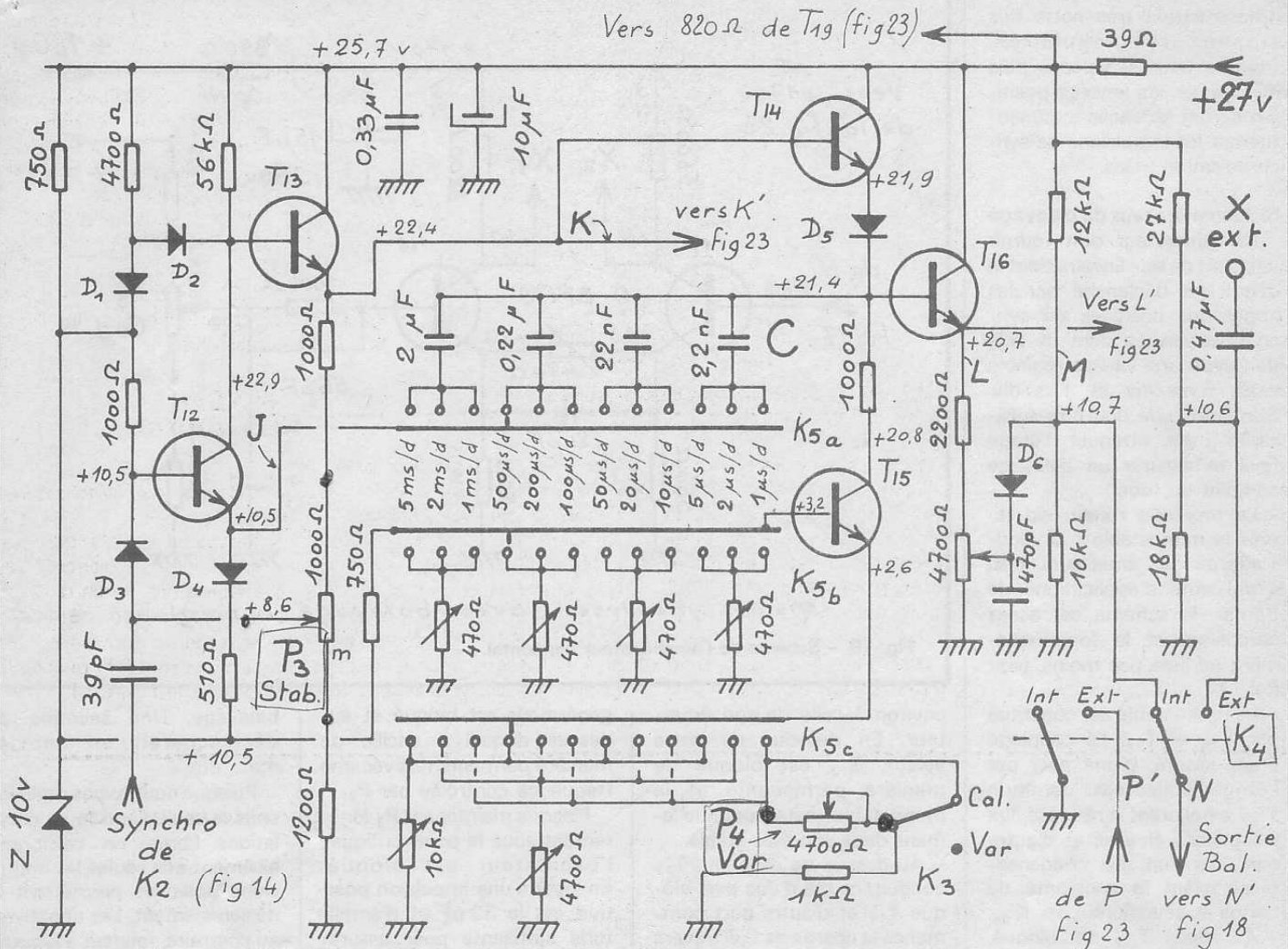


Fig. 16. - Diagramme des signaux de synchro.



T₁₂ à T₁₆ : BC107
 D₁ à D₆ : 1N4148

Tensions mesurées avec curseur P₃ en m

Fig. 17. - Schéma du générateur de balayage.

Dans le mode de synchronisation le plus courant, le signal, nous venons de le dire, est prélevé au point F de l'amplificateur vertical. (Mode « synchronisation intérieure ») Ce signal, via K₁, est appliqué sur la base d'un transistor BC 107, chargé de l'amplifier. La composante continue est éliminée par le condensateur de liaison dont la valeur est suffisante pour transmettre convenablement les fréquences basses. Dans ces conditions, la commande de cadrage vertical est sans aucune influence sur la qualité de la synchronisation ainsi que sur la position du point de déclenchement. L'amplification apportée par T₉ est de 20 environ.

Ainsi, avec un signal en e_v

de 10 mV_{CC} (1/2 division du graticule) on obtient en G une tension de 2,8 V_{CC}.

Pour des applications particulières, sur lesquelles nous reviendrons dans le chapitre « Utilisation », le commutateur K₁, permet d'injecter sur la borne « S_y ext » des signaux externes assurant le déclenchement.

Le signal G est alors appliqué à l'entrée d'un Trigger de Schmitt, constitué de T₁₀ et T₁₁. Ce montage, très courant, permet de transformer une tension à variations d'amplitude quelconques, en une tension bien rectangulaire. (voir fig. 15).

Le circuit est caractérisé par l'existence de deux seuils, s₁ et s₂.

Le premier correspond au basculement en cas d'élévation de la tension d'entrée et le second, au basculement inverse, en cas de diminution. L'écart de ces seuils est déterminé par l'ensemble des valeurs du montage. Le potentiomètre P₂ permet de se placer entre les niveaux s₁ et s₂, en fixant le potentiel continu de la base de T₁₀. Les variations du signal en G provoquent alors des traversées alternatives de s₁ et s₂, (voir fig. 15).

L'écart des seuils est de l'ordre de 0,5 V. Il suffit donc d'avoir en G, une variation de tension légèrement supérieure à cette valeur pour provoquer le basculement du trigger. Quelque 5 mV_{CC} en e_v suffi-

sent ainsi pour assurer un déclenchement tout à fait correct, (1/4 de division).

Lorsque l'amplitude en G est nettement supérieure à l'écart des seuils, la manœuvre de P₂ permet de fixer le point du signal où le basculement se produira. On peut ainsi démarquer l'oscillogramme au point jugé le plus intéressant.

Les tensions rectangulaires sur les collecteurs de T₁₀ et T₁₁ sont en opposition de phase. En choisissant par K₂, l'une ou l'autre, il est possible de synchroniser le début de l'oscillogramme soit sur la montée du signal (+) soit sur la descente (-), voir figure 16.

Le signal prélevé par K₂ est transmis à la base de temps par un condensateur de faible

valeur (39 pF) provoquant une différenciation très nette des signaux rectangulaires. Comme nous le verrons plus loin, seules les lancées positives seront efficaces et constitueront les impulsions de synchronisation utiles.

b) Le générateur de balayage

Ce générateur doit fournir une dent de scie linéaire dont le début est déclenché par les impulsions positives de synchronisation. La dent de scie doit avoir une vitesse réglable entre 5 ms/div et 1 μs/div. Son amplitude doit être suffisante pour attaquer l'étage final et assurer un balayage complet du tube.

Le montage retenu est du type « monostable » à couplage par les émetteurs. Issu d'une note d'applications de Brimar, le schéma est assez compliqué et le fonctionnement ne l'est pas moins. (voir fig. 17).

Le monostable est constitué par T₁₂ et T₁₄. Le couplage étant assuré, d'une part par l'étage collecteur commun T₁₃, améliorant la réponse aux fréquences élevées et d'autre part, par l'un des condensateurs fixant la constante de temps et sélectionné par K_{5a}.

Au repos T₁₂ est bloqué, T₁₄ conducteur est alimenté par un générateur de courant constant construit avec T₁₅.

Le potentiomètre P₃ (Stab) fixe la tension de base de T₁₂, dont l'émetteur retourne à un potentiel stabilisé de +10 V. Rappelons que T₁₂ ne peut conduire que si sa tension de base est supérieure de 0,5 V

environ à celle de son émetteur. En dessous de cette valeur, T₁₂ est bloqué de manière permanente et le monostable reste continuellement dans son état stable...

Au-dessus de ce point, T₁₂ conduit, ce qui d'une part bloque T₁₄ et d'autre part commence la charge de C, à travers la 56 kΩ et le générateur de courant constant. La charge est linéaire. Lorsque cette charge est suffisante, T₁₂ se rebloque, ce qui débloque T₁₄, provoquant la décharge rapide de C... et un nouveau cycle recommence.

Il existe donc un point critique de P₃ en dessous duquel le

générateur est bloqué et au-dessus duquel il oscille de manière permanente, avec une fréquence contrôlée par P₃.

Plaçons maintenant P₃ légèrement sous le point critique; l'oscillateur est bloqué. Envoyons une impulsion positive, via le 39 pF et d'amplitude suffisante pour assurer pendant un très bref instant la conduction de T₁₂. Alors, un cycle démarre. La charge C, en abaissant le potentiel d'émetteur de T₁₂, le maintient au blocage jusqu'à ce que la charge soit suffisante pour ramener le tout au repos, avec décharge de C. Notre impulsion a donc déclenché un

balayage. Une seconde en déclencherait un deuxième..., etc.

Puisque nous avons réglé P₃ sous le seuil d'entrée en oscillations libres, on comprend aisément que seules les impulsions positives permettent le déclenchement. Les négatives, au contraire, tendent à bloquer plus énergiquement encore le montage.

D'autre part, lorsque la durée du balayage est longue par rapport à la période du signal observé, il apparaît plusieurs impulsions positives pendant ce balayage. Comme T₁₂ est alors conducteur, ces impulsions ne peuvent que renforcer

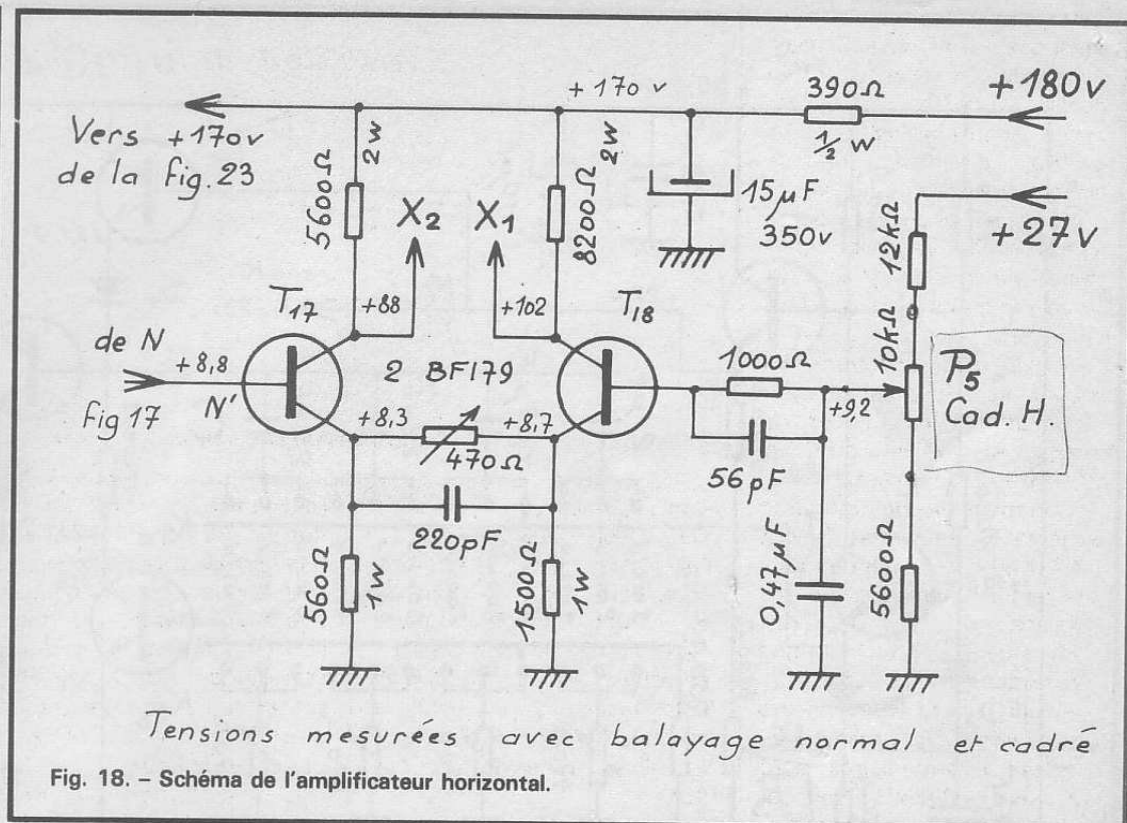


Fig. 18. - Schéma de l'amplificateur horizontal.

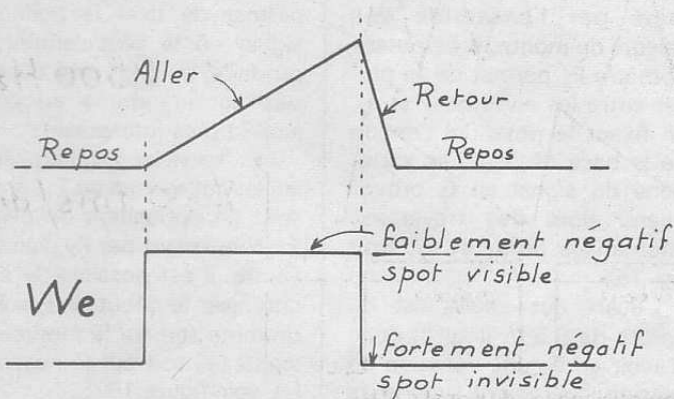


Fig. 19. - Signaux sur le wehnelt.

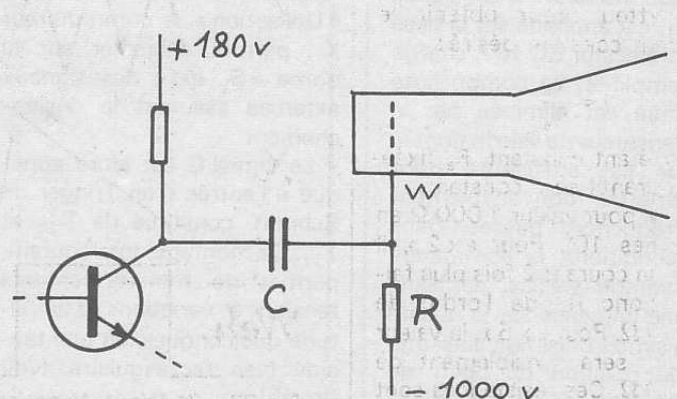


Fig. 20. - Liaison possible type RC.

ette conduction et s'avèrent ainsi parfaitement inefficaces.

Le balayage terminé, le spot revenu au repos, c'est la première impulsion positive qui suivra, qui provoquera le départ du balayage suivant.

La vitesse de charge, donc la vitesse du balayage, est déterminée par la valeur de C et par la valeur du courant constant de charge. Les 12 gammes prévues sont obtenues en jouant sur ces deux paramètres. Par K_5 , avec 3 valeurs de courant et 4 valeurs de C, on obtient les 12 vitesses.

Comme on le constate sur le schéma, les valeurs de C vont de 10 en 10. Elles nous permettent d'obtenir les vitesses de base : $1 \mu s/div$, $10 \mu s/div$, $0,1 ms/div$ et $1 ms/div$. (que nous appellerons « 10^x »)

L'écart entre ces valeurs étant ainsi trop grand, deux vitesses intermédiaires sont prévues : « x 2 et x 5 », soit, par exemple, à partir de $1 ms/div$: $2 ms/div$ et $5 ms/div$.

Observons le générateur de courant constant T_{15} , pour comprendre ce résultat. Constatons d'abord que, à chaque valeur de C est associée une résistance ajustable du pont de base. Il est ainsi possible de compenser exactement les écarts de vitesse dus à la tolérance sur les valeurs réelles de C : on obtient parfaitement les rapports de 10. La valeur de la tension de base est de + 3 V environ. On sait que l'émetteur d'un transistor suit la base à 0,5 V près, dans le cas d'un silicium. La tension d'émetteur de T_{15} se stabilise donc au voisinage de + 2,5 V.

Il suffit maintenant de modifier la valeur de la résistance d'émetteur pour obtenir le courant constant désiré :

$$I = \frac{V_e}{R_e}$$

V_e étant constant, R_e fixée, le courant I sera constant.

R_e a pour valeur $1\ 000 \Omega$ en gammes 10^x . Pour « x 2 », il faut un courant 2 fois plus faible, donc R_e de l'ordre de $2\ 000 \Omega$. Pour « x 5 », la valeur de R_e sera sensiblement de $5\ 000 \Omega$. Ces résistances sont ajustables pour un étalonnage précis.

Pour certaines applications

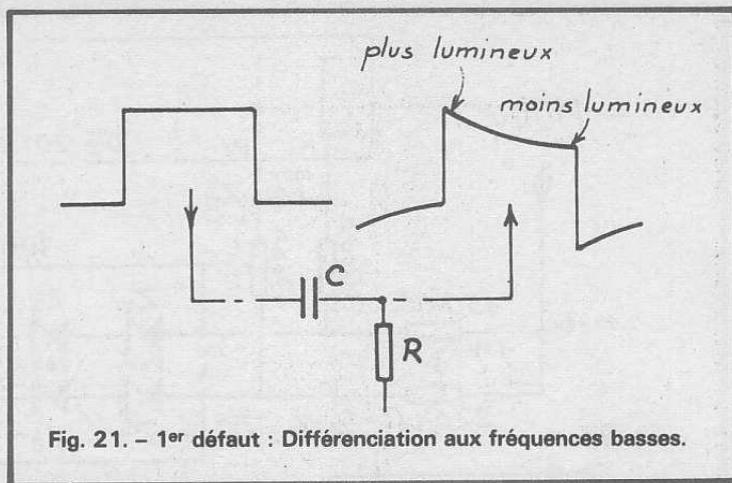


Fig. 21. - 1^{er} défaut : Différenciation aux fréquences basses.

particulières, il est utile d'avoir des vitesses différentes des 12 valeurs calibrées. Dans ce but, en position 10^x , en plaçant K_3 sur « Var », un potentiomètre P_4 (Var) de $4\ 700 \Omega$ s'insère, en série avec la $1\ 000 \Omega$. Bien entendu, dans cette situation le calibrage des temps n'est plus valable sur toutes les positions 10^x .

A la vitesse minimum de $5 ms/div$, avec les 8 divisions horizontales du graticule nous balayons en 40 ms, ce qui cor-

respond à un signal de fréquence 25 Hz, observé avec une période entière. C'est bien suffisant en pratique, d'autant que, en dessous de ces valeurs, l'observation est affligée d'un scintillement très désagréable, provoqué à la fois par le manque de rémanence de l'écran et par celui de l'œil.

La dent de scie nécessaire au balayage est prélevée sur l'émetteur de T_{14} par un étage T_{16} , en collecteur commun. Un petit potentiomètre ajustable

en règle l'amplitude ; le niveau haut étant calé sur + 10 V environ par la liaison à diode et le pont de polarisation de l'étage final. Le contacteur K_4 assure la liaison, mais permet d'autre part, d'assurer la déviation horizontale, par un signal extérieur appliqué à la borne « X_{ext} ». Dans ce cas, la liaison est capacitive, l'amplitude n'est pas dosable dans l'oscilloscope.

c) L'amplificateur horizontal (voir fig. 18)

Son schéma très simple ressemble à celui du montage vertical. C'est un ampli différentiel à BF 179, à couplage par les émetteurs. Gain général ajustable par la résistance et correction aux fréquences élevées par le condensateur.

T_{17} est attaqué par le signal issu de K_4 , c'est-à-dire généralement la dent de scie et parfois le signal extérieur. T_{18} est contrôlé par la tension de cadrage horizontal, obtenue par P_5 (Cad. H).

Les tensions mesurées et

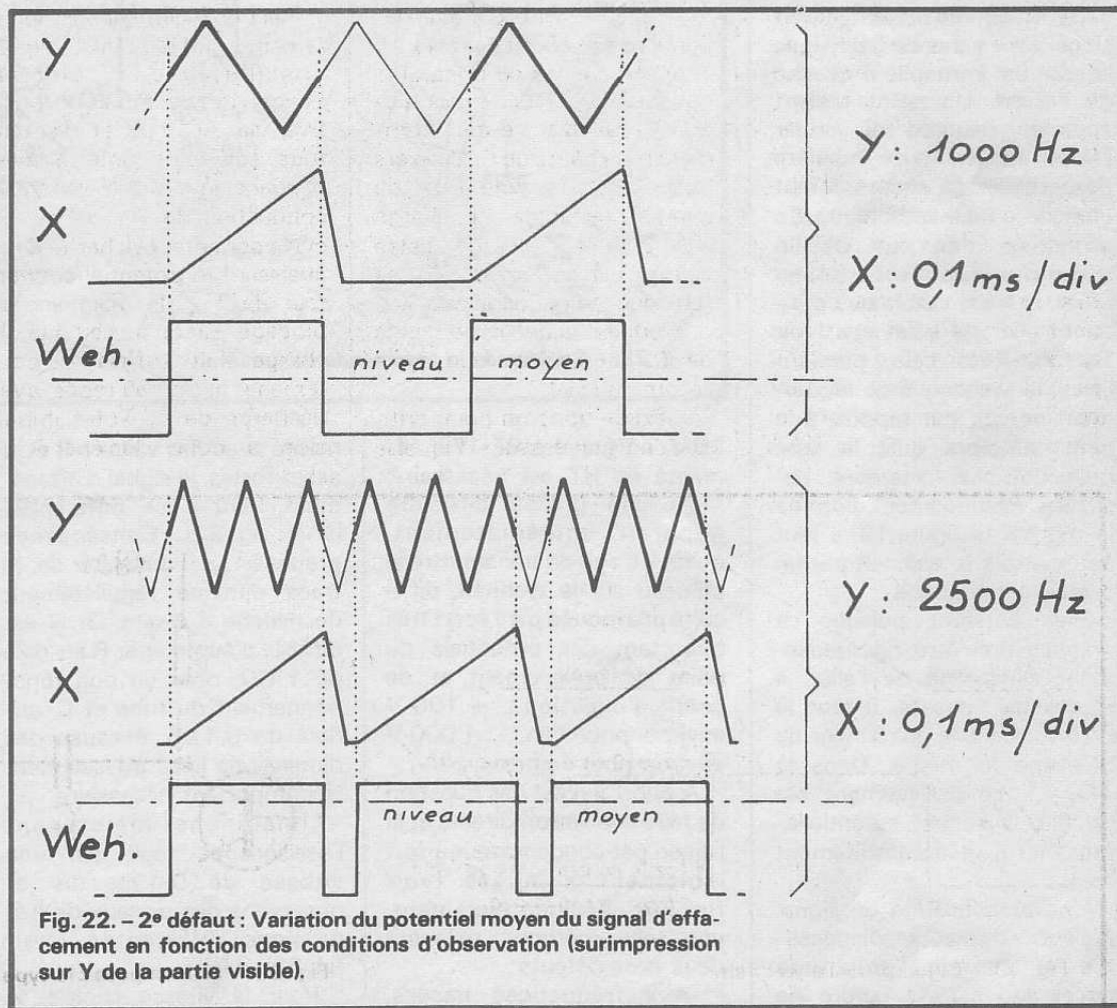


Fig. 22. - 2^e défaut : Variation du potentiel moyen du signal d'effacement en fonction des conditions d'observation (surimpression sur Y de la partie visible).

portées sur le schéma, correspondent à un balayage normal, c'est ce qui explique la dissymétrie apparente des résultats.

Circuits d'effacement du spot

Dans le fonctionnement d'un oscilloscope, seul l'aller du balayage est intéressant. Le retour est, par contre, inutile. Ce retour, de toute manière inévitable, s'avère cependant le plus souvent gênant car, aux vitesses élevées, il donne une trace sur l'écran, moins lumineuse certes que l'aller, car beaucoup plus rapide, mais qui, en se mélangeant à la trace utile, la brouille passablement. Il devient donc nécessaire d'effacer ce retour, en agissant automatiquement sur la commande de luminosité, c'est-à-dire, comme nous l'avons vu au début, sur la tension de wehnelt.

Par ailleurs, dans le cas particulier de l'oscilloscope déclenché en absence d'impulsions, il n'y a pas de balayage : le spot est immobile à gauche de l'écran. Un point brillant apparaît, risquant de brûler l'écran et de toute manière désagréable. Là encore, il faut bloquer le tube cathodique. En définitive, dans un oscillo déclenché, le spot est éteint au repos et n'est visible que pendant l'aller du balayage. (voir fig. 19). Pour cela, pendant l'aller le wehnelt sera légèrement négatif par rapport à la cathode, alors qu'il le sera beaucoup plus fortement ; par ailleurs. Pratiquement, comme le montre la figure 19, il faut commander le wehnelt par un signal rectangulaire.

Bien entendu, puisque ce créneau doit être rigoureusement synchrone de l'aller, à toutes les vitesses, il faut le prélever dans le générateur de balayage lui-même. Dans le TFOX 1, ce prélèvement est double : Il se fait essentiellement en K et accessoirement en L.

Une amplification du signal K s'avère d'ailleurs indispensable et comme l'amplitude nécessaire est de l'ordre de

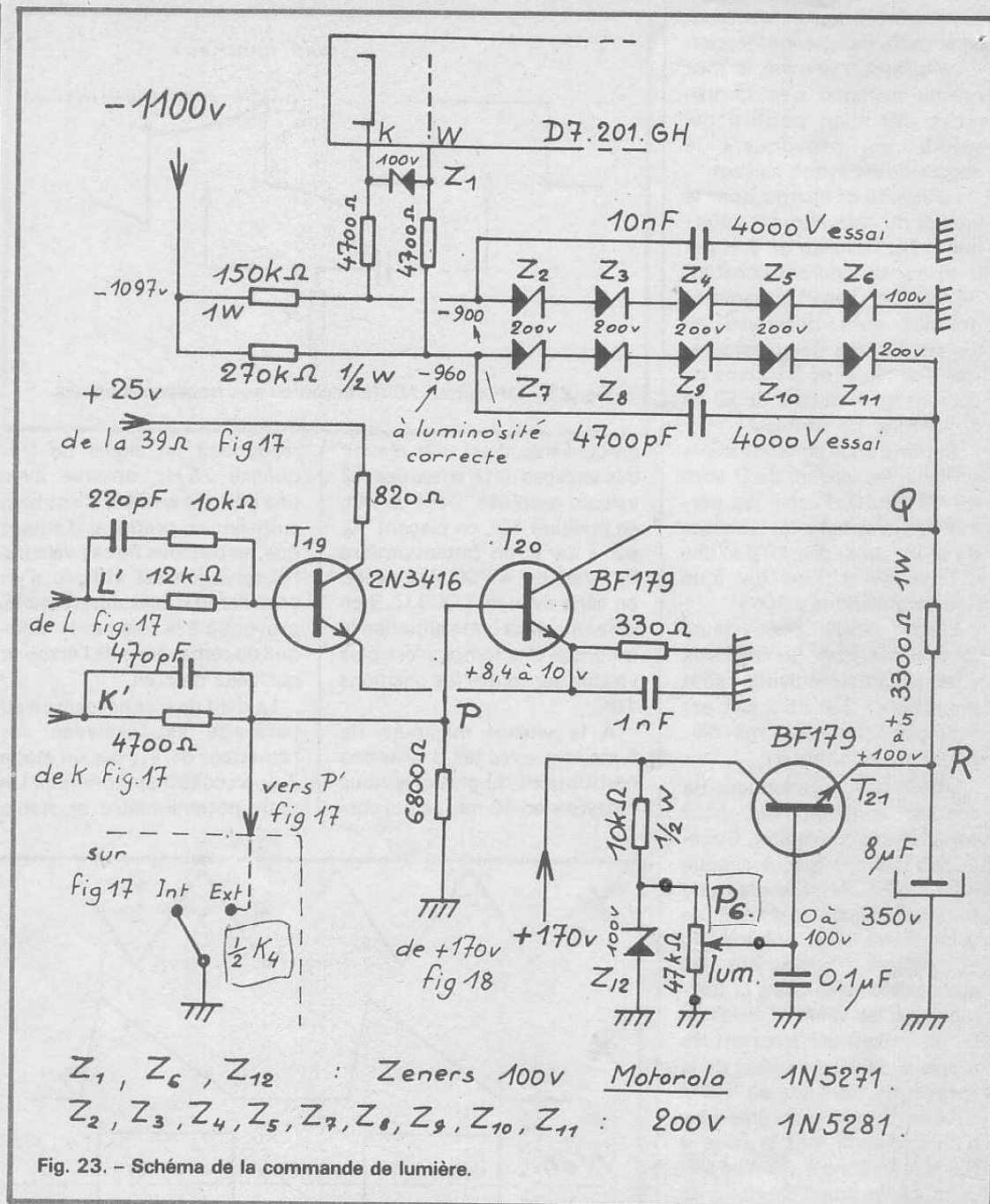


Fig. 23. - Schéma de la commande de lumière.

50 V, un étage à BF 179, alimenté en HT est nécessaire. Mais une grosse difficulté apparaît immédiatement, quant il s'agit de transmettre le créneau sur le wehnelt, difficulté provoquée par l'écart très important des potentiels du point de prélèvement et de celui d'injection : + 100 V environ pour l'un, - 1 000 V environ pour l'autre.

A priori, il n'est pas question de faire une liaison directe et la liaison par condensateur à fort isolement s'impose (voir fig. 20). Malheureusement, une telle méthode présente deux gros défauts :

- Aux fréquences basses,

même avec des valeurs R et C assez fortes, le signal d'effacement tend à se différencier (voir fig. 21). Conséquence pratique, la luminosité de la trace diminue régulièrement de gauche à droite. Or, il est difficile d'augmenter R au-delà de 1 M Ω , pour un bon fonctionnement du tube et C, au-delà de 0,1 μ F, à cause des dimensions liées à l'isolement très important nécessaire.

- Imaginons maintenant l'oscilloscope réglé sur une vitesse de 0,1 ms/div et observons des signaux de fréquences différentes. (voir fig. 22).

Pour la vitesse choisie, le

graticule faisant huit divisions la durée de l'aller est voisine de 10 x 0,1 ms = 1 ms avec deux divisions de débordement. En observant un signal à 1 000 Hz, donc justement de période 1 ms, cette période occupe l'écran exactement. Les signaux de balayage et d'effacement sont conformes à ceux de la figure, le déclenchement se faisant au milieu de la montée positive. Augmentons la fréquence du signal à 2 500 Hz : l'observation donne, pour la même vitesse, 2 1/2 périodes et les signaux de balayage et d'effacement se modifient comme le montre la figure 22. Il faut remarquer

que le rapport cyclique du signal d'effacement est très modifié, donc son niveau moyen.

Si la liaison se fait par condensateur, le signal se centre sur son niveau moyen et on a la surprise de constater que, au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence de Y, la luminosité diminue régulièrement. C'est très gênant !!

Nous avons cependant constaté, à notre étonnement, que malgré ces deux défauts, de nombreux oscilloscopes commerciaux, utilisaient la liaison par condensateur !

Ici, nous les avons jugé prohibitifs et de ce fait avons fait appel à un système beaucoup plus élaboré (voir fig. 23).

La cathode du tube est portée à un potentiel régulé à -900 V environ, par une chaîne de zeners : 4 zeners de 200 V et 1 de 100 V. Le wehnelt est porté à -1000 V environ, par une chaîne similaire comprenant 5 zeners de 200 V. Si l'on suppose le point Q à la masse, le wehnelt est fortement négatif et le tube bloqué.

Mais, en réalité, le point Q n'est pas à la masse mais retourne par la résistance de 3 300 Ω au point R dont la tension peut varier de 0 à +100 V, grâce au montage régulateur T₂₁. Si V_R = 0V, (curseur de P₆ à la masse) le tube est bloqué comme ci-dessus. Si V_R devient positif, (en tournant le curseur de P₆ vers la droite) V_Q devient aussi positif, ce qui décale vers le positif tous les potentiels de la chaîne de zeners du wehnelt et par là même, rend ce dernier moins négatif donc débloque le tube. P₆ (lum) contrôle donc le blocage du tube et agit comme commande de la luminosité.

Par ailleurs, le potentiel de Q est également contrôlé, en tout ou rien, par le transistor T₂₀. Si ce transistor est conducteur, Q est porté à un potentiel voisin de celui de la masse (de l'ordre de +8V) ce qui bloque le tube, quelle que soit la tension en R. Par contre, si T₂₀ est bloqué, le tube s'allume comme nous l'avons expliqué ci-dessus, en fonction de la position de P₆.

Le transistor T₂₀ est commandé par le créneau rectangulaire, synchrone de l'aller du

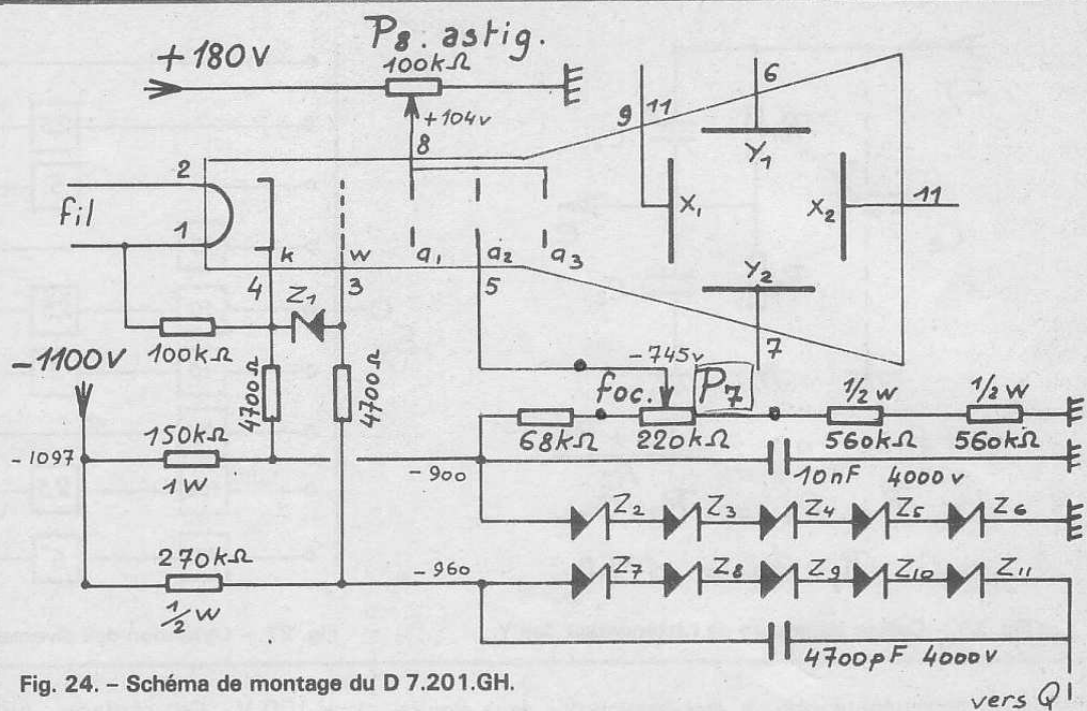


Fig. 24. - Schéma de montage du D 7.201.GH.

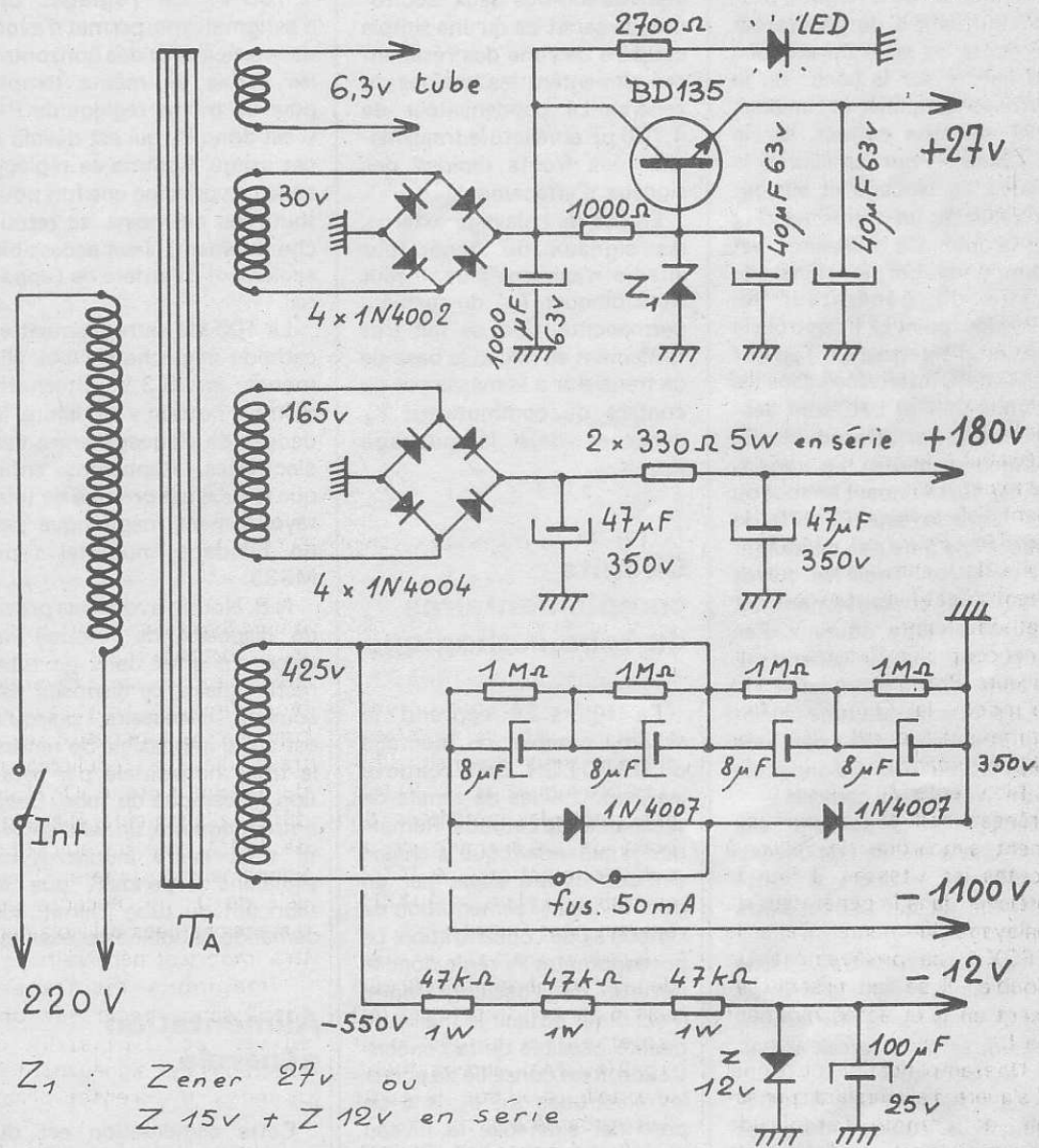
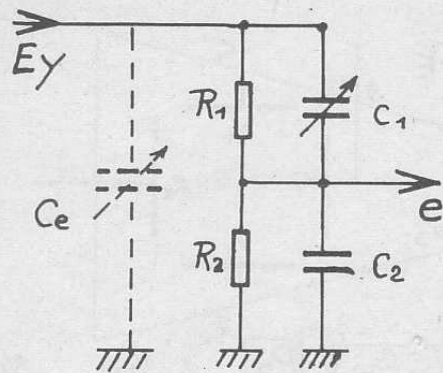


Fig. 25. - Schéma de l'alimentation.



Atténuation : $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$
 $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2$
 $R_1 + R_2 = 1 M\Omega$

Fig. 26. - Cellule élémentaire de l'atténuateur des Y.

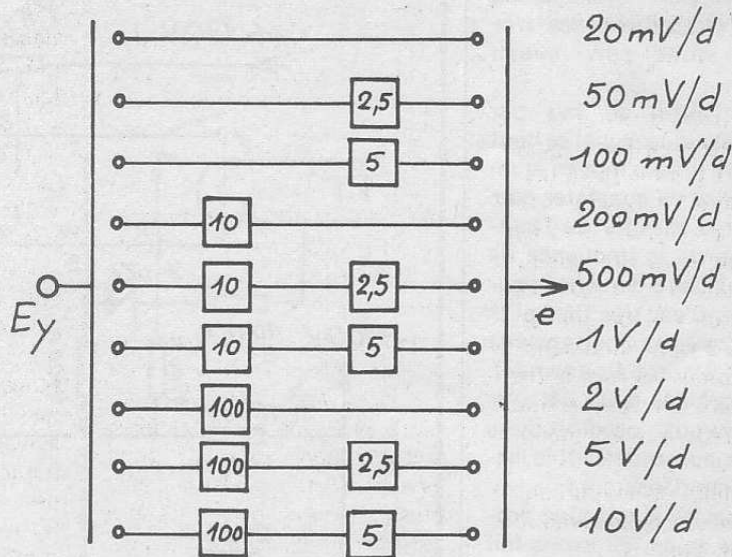


Fig. 27. - Obtention des diverses sensibilités.

balayage, de sens négatif, prélevé au point K du générateur de dents de scie. Ce créneau est injecté sur la base : on le retrouve amplifié et inversé, donc de sens correct, sur le collecteur. Pour améliorer la qualité du blocage et surtout sa rapidité, un transistor T_{19} est ajouté. Ce transistor est commandé par le signal de sortie du générateur de balayage (point L). Il contrôle la tension d'émetteur de T_{20} . Les cellules RC intercalées dans les liaisons K/K' et L/L' sont destinées à un bon effacement aux fréquences hautes. Le transistor T_{20} fonctionnant en tout ou rien, sera le seul BF 179 de l'ensemble à ne pas nécessiter de radiateur. Tous les autres chauffent copieusement et doivent en être pourvus. Pas de crainte à avoir cependant, ils sont prévus pour cela !

La protection du tube cathodique est assurée par une zener Z_1 de 100 V, connectée entre wehnelt et cathode :

- dans le sens passant, elle empêche le wehnelt de devenir positif par rapport à cette cathode, ce qui risque d'être fatal ;

- dans le sens contraire, (sens zener) elle empêche le wehnelt de devenir trop fortement négatif, ce qui pourrait entraîner un claquage.

Les résistances de 4 700 Ω limitent le courant dans les deux cas. Il faut en effet prévenir une panne des circuits de

stabilisation des deux électrodes, ne serait-ce qu'une simple coupure de l'une des résistances alimentant les chaînes de zeners- Le condensateur de 4 700 pF améliore la transmission des fronts rapides des signaux d'effacement.

En cas de balayage externe, les signaux du générateur interne n'existent plus. Il faut alors bloquer T_{20} de manière permanente. Cela se fait très facilement en reliant la base de ce transistor à la masse par un contact du commutateur K_4 assurant déjà le passage X_{int}/X_{ext} .

Circuits complémentaires du tube cathodique

La figure 24 reprend le schéma complet de montage du D7 201 GH. On y retrouve les deux chaînes de zeners de wehnelt et de cathode. Remarquons cependant que la chaîne cathode assure aussi, par un pont diviseur, l'alimentation de l'anode a_2 de concentration. Le potentiomètre P_7 règle donc la netteté de l'oscillogramme. (Foc). Pour obtenir la meilleure qualité possible de la concentration, il est conseillé de porter les électrodes a_1, a_3, s à un potentiel ajustable, le niveau étant voisin de celui des plaques de déviation, soit

+ 100 V. Ce réglage, dit d'astigmatisme, permet d'avoir des verticales et des horizontales nettes en même temps, pour un même réglage de P_7 . C'est donc P_8 qui est dévolu à cet usage. Comme ce réglage se fait en principe une fois pour toute (ou du moins, se retouche rarement), il est accessible seulement à l'arrière de l'appareil.

La 100 k Ω entre filament et cathode empêche celui-ci, alimenté en 6,3 V alternatif d'être « flottant » et limite le danger de claquage entre ces électrodes. Rappelons enfin que le tube est protégé de tout rayonnement magnétique par un blindage mumétal type MS33.

N.B. Nous n'avons pas prévu de dispositif de rotation de trace. En effet dans un tube rectangulaire, ce dispositif est souvent nécessaire, puisqu'il est quasi impossible de rendre la trace horizontale par rotation mécanique du tube. Dans notre maquette, un tel dispositif s'est avéré inutile. Nous signalons cependant que le fabricant du tube fournit, sur demande, la bobine nécessaire

Alimentation générale

Cette alimentation est du type secteur 220 V. Le transformateur T_A fournit toutes les

tensions nécessaires. Pour réduire tous problèmes de rayonnement magnétique, le transfo est réalisé sur des circuits à très faible perte, en double C, distribués par Isolectra.

- Le chauffage du tube requiert un enroulement 6,3 V très bien isolé.

- Le + 27 V est obtenu par redressement en pont du 30 V alternatifs. La tension continue, filtrée est stabilisée à + 27 V environ par zener et transistor.

- Le + 180 V est obtenu de même par redressement en pont d'une tension alternative de 165 V. Par contre, le filtrage est simplement du type RC.

- La THT de - 1100 V est obtenue à l'aide d'un doubleur de Latour, alimenté par une tension alternative de 425 V. Ce montage a le double avantage de ne nécessiter que des condensateurs à isolement moitié de la tension finale et de pouvoir fournir la moitié de cette tension finale. Ici les condensateurs sont de petits électro-chimiques 8 μ F, 350 V, très courants. On remarquera les résistances de 1 M Ω d'équilibrage, les condensateurs étant en série.

- Le - 12 V, nécessaire au double FET est obtenu très simplement, à partir de la 1/2 THT. Trois 47 k Ω , 1 W alimentant une zener 12 V de stabilisation.

L'atténuateur d'entrée verticale

En entrée e directe, le TFOX 1 accepte des signaux allant de 10 mVcc (1/2 div) à 120 mVcc (6 div). Comme en pratique, les signaux à observer peuvent atteindre plusieurs dizaines de volts, il est indispensable de prévoir un atténuateur les ramenant dans la fourchette des valeurs ci-dessus. Bien entendu, cet atténuateur doit répondre à 2 impératifs :

- être calibré en amplitude.
- respecter scrupuleusement la forme des signaux.

Le schéma de base est très connu : voir figure 26.

Il s'agit d'un pont diviseur à résistances. La tension en e , pour le continu et les fréquences basses est

$$V_e = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{Ev}$$

Toutefois pour les fréquences élevées, le fonctionnement est perturbé par les capacités parasites difficilement maîtrisables. La solution consiste alors à ajouter volontairement

les condensateurs C_1 et C_2 en respectant la relation :

$R_1 C_1 = R_2 C_2$. Dans ces conditions, l'atténuateur est dit compensé et sa réponse est plate à toutes les fréquences. Pour que la relation soit vérifiée pratiquement, C_2 est fixe et C_1 est ajustable. Le réglage se fait en passant un signal rectangulaire dont la forme doit être respectée.

Dans un oscilloscope sérieux, il est bon de conserver une impédance d'entrée constante, quel que soit le rapport d'atténuation. Il faudra donc avoir toujours $R_1 + R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ puisque nous avons retenu cette valeur classique. De plus, il est souhaitable d'avoir une capacité d'entrée également constante. Pour cela nous ajouterons, par cellule, un ajustable C_e , nous amenant à 30 pF environ pour tous les pas.

L'atténuateur est prévu à 9 positions : 20, 50, 100, 200, 500 mV/div, 1, 2, 5 et 10 V/div. Il faudrait donc, en principe 8 cellules conformes à la figure 26. Pratiquement nous n'en utiliserons que 4, en les montant en cascade de 2,

pour certaines atténuations. Voir la figure 27. Il faudra ainsi :

- 1 cellule atténuant de 2,5 fois
- 1 cellule atténuant de 5 fois
- 1 cellule atténuant de 10 fois
- 1 cellule atténuant de 100 fois.

Pour ces mises en cascade, il est indispensable d'avoir l'impédance constante. Attention, dans le calcul des résistances, il ne faut pas oublier que l'impédance de la cellule suivante (soit 1 M Ω) vient en parallèle sur la résistance r_2 pour constituer la résistance R_2 réelle (voir fig. 29).

Ainsi pour trouver les valeurs de la cellule « 2,5 », il faut résoudre le système d'équations suivant :

$$R_1 + R_2 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = 2,5$$

$$\text{avec } R_2 = \frac{r_2 \times 1 \text{ M}\Omega}{r_2 + 1 \text{ M}\Omega}$$

On trouve $R_2 = 400 \text{ k}\Omega$
soit $r_2 \approx 666 \text{ k}\Omega$
et $R_1 = 600 \text{ k}\Omega$

Il faut prendre les valeurs à 1 % les plus proches, dans la série E96 normalisée :

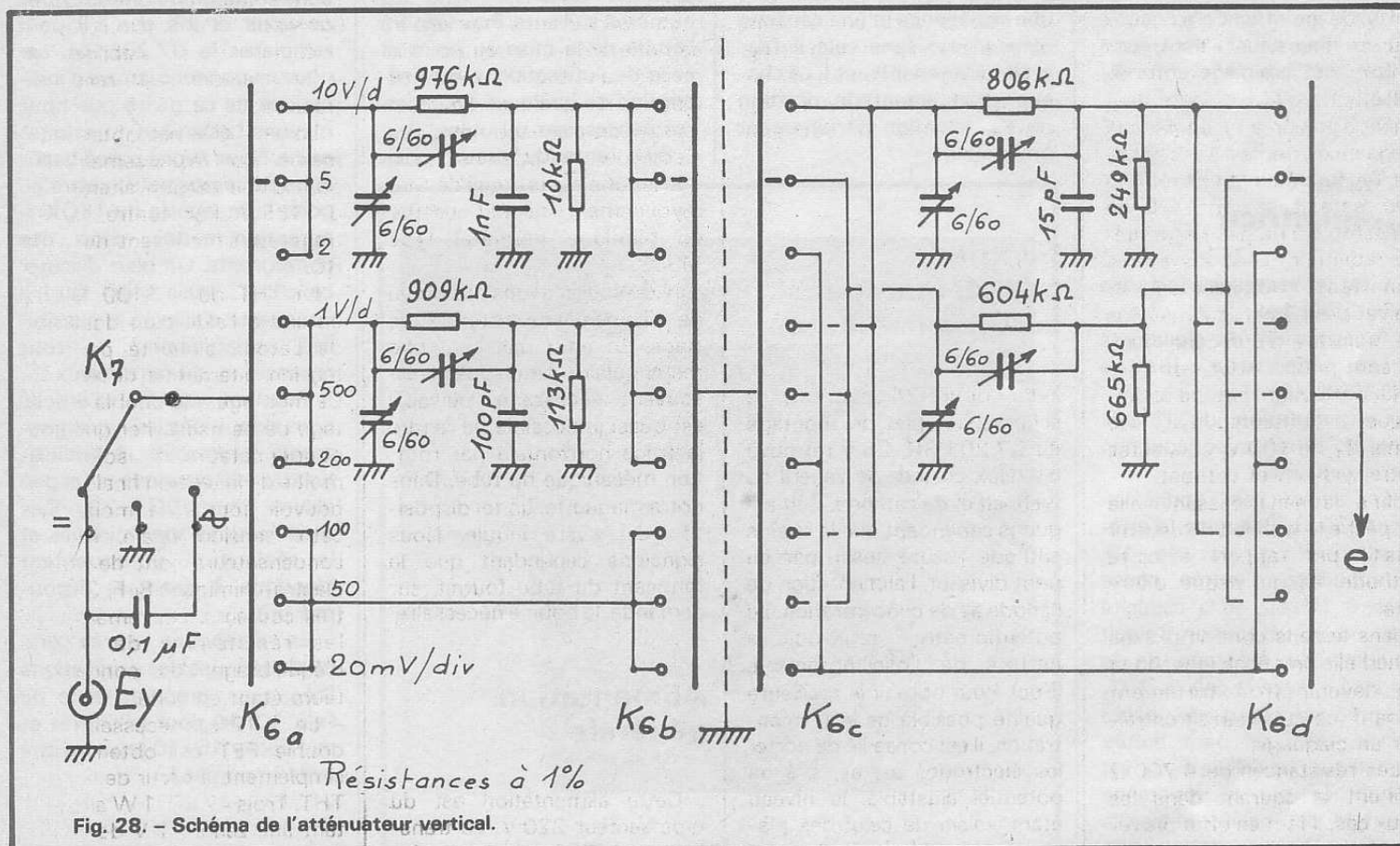
$$R_1 = 604 \text{ k}\Omega$$

$$\text{et } r_2 = 665 \text{ k}\Omega$$

Approximation bien suffisante puisque le TFOX 1 ne peut pas prétendre à une précision meilleure que 3 à 5 %.

Le schéma complet de l'atténuateur est donné en figure 28. Quatre galettes réalisent les commutations nécessaires. Un petit commutateur K_7 à trois positions permet, soit une liaison directe, avec passage du continu, soit une liaison à travers un condensateur, coupant la liaison continue, soit enfin une position mettant l'entrée de l'oscilloscope à la masse, sans y mettre le signal. Cette position est très utile pratiquement, car elle permet de fixer très rapidement le niveau OV des oscillogrammes.

Lors de la réalisation pratique, de manière tout à fait imprévue, l'atténuateur nous a causé de gros soucis. Nous avions utilisé des galettes de contacteur en bakélite découpée. Or, dans ces conditions, l'atténuateur s'est avéré



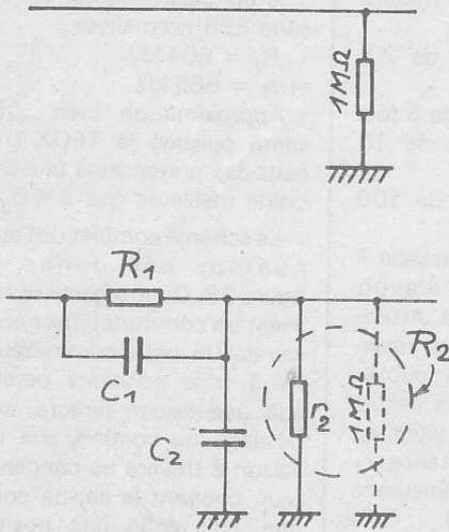


Fig. 29. - Calcul des résistances.

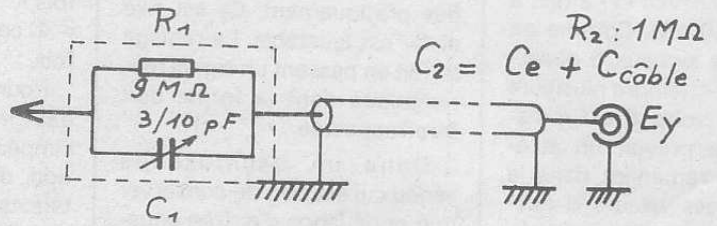


Fig. 30. - Sonde atténuatrice rapport 10. $Z = 10 \text{ M}\Omega$.

impossible à corriger. Il faut absolument prendre un contacteur monté sur un matériau à faibles pertes. C'est malheureusement plus cher !

Par ailleurs, il est absolument indispensable d'éviter tout couplage entre l'entrée de l'atténuateur et la sortie, sinon, encore une fois, la correction est impossible sur les dernières positions. Il faut donc prévoir un blindage efficace au centre du commutateur. Il faut aussi éviter tout couplage entre K_7 et E_Y .

Sonde atténuatrice

C'est un accessoire fort utile ayant pour but :

- l'observation de signaux à forte amplitude, jusque 100V/div.
- l'augmentation de l'impédance d'entrée, avec réduction de la capacité.

Le schéma est donné en figure 30. Le rapport d'atténuation choisi est de 10. L'impédance d'entrée passe ainsi à $10 \text{ M}\Omega$ et la capacité d'entrée à 7 pF environ. Il s'agit toujours du montage de la figure 26, avec la cellule R_1C_1 montée en bout de câble blindé, dans un petit boîtier métallique. La cellule R_2C_2 est constituée par la résistance d'entrée de l'oscillo et par la capacité d'entrée augmentée

de la capacité parasite du câble de liaison.

Cette disposition pratique permet le prélèvement des signaux avec un minimum de perturbation dans le montage sur lequel on travaille.

Bien sûr, la sonde doit être corrigée, comme tout atténuateur compensé. C'est d'ailleurs à cette occasion que l'on comprend l'intérêt d'avoir en E_Y , une impédance et une capacité constantes : sans cela il faudrait faire varier R_1 et C_1 à chaque changement de position de K_6 , situation parfaitement intolérable !

Si nous parlons déjà de cette sonde, c'est qu'elle sera pour nous l'accessoire indispensable au réglage final de l'atténuateur : c'est grâce à elle que nous parviendrons à obtenir la capacité d'entrée constante.

Voilà terminée la première partie de notre description du TFOX 1. Nous entamerons la seconde partie, la description pratique détaillée, dans les numéros suivants. Puis viendra l'étude de la mise au point et celle de l'utilisation, avec description de quelques accessoires nécessaires ou utiles.

Bien entendu, nous nous

attendons à recevoir du courrier concernant ce nouveau montage et nous en serons heureux. N'hésitez pas à nous écrire pour tout renseignement complémentaire, ou pour nous signaler les inévitables erreurs. (Ne pas oublier l'enveloppe timbrée, self-adressée). Cependant nous tenons à vous indiquer que si vous possédez le tube cathodique XYZ..., nous ne vous dirons pas s'il peut remplacer le D7 201 GH, car nous ne donnons jamais d'indications de ce genre que nous n'ayons essayées pratiquement. Nous avons passé beaucoup de temps pour mettre au point la maquette du TFOX 1, après un certain choix des composants. On peut discuter ce choix... mais il est fait ! Il vous reste d'ailleurs la possibilité enrichissante de tout repenser et de faire mieux !

Pourtant, en fin d'article, nous donnerons les renseignements nécessaires à l'utilisation du très classique et un peu moins cher DG7/32. Ces modifications sont minimales et la réalisation pratiquement identique, à quelques découpes près.

En attendant, après une étude sérieuse des explications théoriques, préparez donc de l'alu 10/10 pour le coffret et de l'époxy 15/10 pour les circuits imprimés !

