

10/80

20

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE / ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

CONTRIBUTION A L'ETUDE DES CIRCUITS ET
PERFORMANCES D'UN OSCILLOSCOPE

A LARGE BANDE



PROPOSE PAR : ANGUELOV

Professeur à l'école nationale
Polytechnique d'Alger

REALISE PAR :

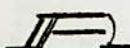
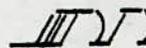
K. BENIDIR

A. ZOGHDANI



 E D I C A C E S

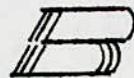
ooooooooo000000ooooooooo

  O N  E R E

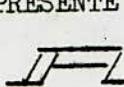
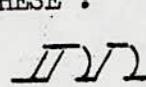
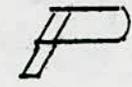
A M A M E R E

A M E S S O E U R S

A T O U S M E S A M I S .

 E N I D I R K h a l e d

C'EST AVEC LA PLUS GRANDE ET HEUREUSE JOIE QUE JE DEDIE, LE CONTENU
DE LA PRESENTE THESE :

  O N  E R E

A M A M E R E

A M E S F R E R E S E T S O E U R S

A M E S T A N T E S (H A D J I L A - O U R D I A - S A A D I A)

A L A M E M O I R E D E M A T A N T E K H A D J O U D J A

A M E S A M I S .

A I N S I Q U ' A M E S B E A U X F R E R E S Q U I O N T T O U T , T O U S S O U H A I T E C E S U C C E S .

  G H D A N I  L I

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

L'objet de notre projet, est une étude large sur un appareil très important et grandement utilisé dans tous les domaines, l'oscilloscope. Dans cette étude, on se propose de faire connaître, l'outil, ses mécanismes, ses parties constituantes et son fonctionnement. En effet, on s'est penché sur la compréhension des nécessités de la technique de l'oscilloscope et non l'établissement de projet de réalisation de cet appareil.

Un oscilloscope est un instrument permettant de visualiser des courbes représentant le comportement de systèmes physique, et cela, en utilisant l'émission d'un faisceau électronique par la cathode sur l'écran fluorescent, sur lequel sont tracés les diagrammes, par l'impact du pinceau d'électrons. Aussi faut-il ajouter que l'oscillographe cathodique n'enregistre pas de courbes (sauf, si l'on utilise, une caméra auxiliaire), et, c'est pour cela qu'on préfère la dénomination d'oscilloscope.)

Les tubes à faisceau d'électrons ne sont pas tous des oscillographes ; pour cela, il n'y a qu'à considérer par exemple les réceptions de télévision dans lesquels le faisceau électronique parcourt tout l'écran de gauche à droite et de haut en bas, avec un cycle parfait, afin de faire apparaître une image. Citons aussi le cas du radar dans lequel le tube électronique (cathodique) sert à mesurer des distances, déceler des objets, etc.... Là , il s'agit d'applications particulières de l'oscillographe.

Avant d'aborder notre sujet principal, donnons une définition de l'oscillographe et l'oscilloscope (voir page suivante).

TABLE DE MATIERE

INTRODUCTION

- Oscilloscope et Oscillographe .

CHAPITRE I

- I - Historique
- II - Principe de l'Oscilloscope
- III - Différents types d'oscilloscopes

CHAPITRE II

- I - Présentation de chaque organe et description du principe et définition de leur rôle , pour le fonctionnement de l'oscilloscope.
- II - Schéma Synoptique
- III - Caractéristiques Techniques

CHAPITRE III

ANALYSE, ETUDE, ET, CALCUL DES DIFFERENTS ORGANES FORMANT L'OSCILLOSCOPE.

- A - Analyse du tube à rayon cathodique.
- B - La Synchronisation.
- C - Etude de la base de temps.
- D - Circuits complémentaires de la base de temps.
- E - Amplificateur vertical Y .
- F - Amplificateur horizontal X .
- G - Circuits auxiliaires.

CHAPITRE IV

- Applications .

CONCLUSION

Oscilloscope et oscillographe :

L'oscilloscope est un indicateur visuel permettant l'observation des courbes "(Les oscillogrammes)" sur l'écran d'un tube cathodique. Un oscillographe est un appareil qui enregistre des courbes, ou plus précisément des tensions variables à l'aide d'une plume pour l'enregistrement direct de la courbe sur papier ou d'un petit miroir pour l'enregistrement photographique sur papier sensible. Comme on est intéressé par l'appareil qui permet l'examen visuel des tensions variables, on l'appellera logiquement oscilloscope.

Historique - Principe de l'oscilloscope - Différents types d'oscilloscope

I - Historique des tubes à rayons cathodiques :

Dans un tube à décharge luminescente, si la pression diminue au dessous de 10 -2 mm de mercure, le phénomène change considérablement de physiologie. En effet, à l'intérieur du tube, un faisceau violacé de luminosité très faible se déplace perpendiculairement à la surface de la cathode, quelque soit, la position de l'anode. En plus, à l'endroit où le faisceau frappe le verre, apparait une tâche brillante dont l'intensité dépend de la matière du verre, elle est verte pour le verre ordinaire et violet pour le verre dur.

Ce phénomène amena Plücker, en 1859, à la découverte du nouveau rayonnement que Wiedemann baptisa, rayonnement cathodique en 1863. Ce n'est qu'en vertu de l'expérience de l'éminent physicien Jean Perrin, qu'on a pu comprendre et donner une explication quant à la nature du rayonnement cathodique, et, établir ses propriétés. Les rayonnements cathodiques sont constitués par des particules élémentaires portant une charge négative, animées d'un mouvement rapide, c'est à dire les électrons.

A partir de là, les recherches, ont amené Thomson à réaliser pour la première fois, grossièrement le premier oscilloscope. Cet appareil était loin d'être une merveille de laboratoire (manque de concentration du faisceau déviation non linéaire, cathode froide, nécessité d'une très haute tension de 15 à 50 kV). Par la suite, ces tubes ont été améliorés et de nombreux problèmes ont été résolus. Ainsi, on a abouti à des oscilloscopes assez élaborés qui ont qu'en même fait le progrès du développement de l'électronique.

II - Principe de l'oscilloscope :

C'est un appareil qui utilise un tube cathodique dans lequel, on réalise un vide très poussé de 10 -6 --- 10-8 mm de Hg, environ. On applique entre l'anode et la cathode, une d.d.p. de valeur très élevée, de l'ordre de 50 Kv, de façon que l'anode soit positive par rapport à la cathode. Celle-ci par échauffement indirect, va libérer des électrons qui seront attirés, concentrés et accélérés par un système d'anodes, donnant ainsi, un pinceau électronique. Celui-ci va heurter un écran, après son passage par des plaques de déviation.

l'oscilloscope comprend aussi les organes suivants :

- a) un amplificateur horizontal, appelé Ampli . X
- b) " " " " vertical, " " " . Y
- c) une base de temps
- d) un circuit de synchronisation
- e) une alimentation HT et THT.

III - Différents types d'oscilloscopes :

L'oscillographie a tellement pris une allure gigantesque, que les formes et types d'oscilloscopes, se sont diversifiés. Essayons dans cette partie, d'énumérer quelques uns.

a) - l'oscilloscope à mémoire :

comme la rémanence de l'écran s'avère insuffisante pour l'étude des phénomènes transitoires, rapides, et, uniques ; on s'est alors proposé de doter l'écran d'un tube cathodique, d'une mémoire électrostatique. Ainsi, par ce procédé, l'oscilloscope enregistre le phénomène et l'inscrit simultanément sur l'écran en réserve (ou en mémoire) pendant un temps aussi long qu'on le désire, éventuellement pour une étude détaillée du phénomène physique. Pour de nouvelles expériences, il faut vider la mémoire du tube, ce qui se fait rapidement (environ une seconde). Les commandes d'enregistrement, de stockage, et d'affacement des informations, peuvent être soit manuelles soit automatique.

b) L'oscilloscope au laboratoire à tiroirs :

De nos jours, on ne peut guère réaliser des oscilloscopes réunissant, toutes les caractéristiques (sensibilité, bande passante, vitesse de balayage) ...). dont sont dotés les oscilloscopes modernes. Ainsi, pour éviter à un utilisateur d'avoir plusieurs oscilloscopes spécialisés, les constructeurs ont réalisés des oscilloscopes de laboratoire à tiroirs, permettant de donner à l'appareil, toutes les caractéristiques voulues.

L'oscilloscope de base à tiroir se compose du coffret, du tube cathodique avec son alimentation et ses commandes. Dans le panneau avant, sont pratiquées des ouvertures rectangulaires, par lesquelles, on engage les "tiroirs contenant les amplificateurs et la base de temps. Des barrettes de fiches montées à l'arrière des tiroirs assurent la connexion entre le montage mis en place et l'oscilloscope. Or dans ces conditions, un seul oscilloscope devra suffire pour tous les usages, ainsi pour de nouvelles applications, il suffit de disposer d'un autre tiroir.

c) Oscilloscopes spéciaux :

Comme son nom l'indique, un oscilloscope spécial est un appareil seulement et uniquement conçu à une application particulière par exemple :

c - 1

Le Vobuloscope :

C'est un appareil qui n'est pas moins qu'un oscilloscope à vobulateur incorporé pour le relevé des courbes de réponse des étages et de sélectivité.

c-2 - l'oscilloscope au travail ;

Les ampli. X et Y, d'un oscilloscope, ont des caractéristiques différentes de gain et de bande passante, ceci va convenir pour la mesure de phase des deux canaux X et Y, en fonction de la fréquence.

c - 3 l'oscilloscope à double traces

Cet appareil peut aussi être un oscilloscope à double canaux, aux systèmes de déviation indépendant, aux deux canaux, aux deux bases de temps, généralement identiques à réglage indépendant, et, aux deux bases de temps différentes ; un même phénomène peut être observé à des échelles de temps différentes. De même, à l'aide d'une même base de temps, on peut balayer les deux systèmes, pour observer la variation simultanée des deux grandeurs.

d) L'oscilloscope à transistors :

Le progrès de la technologie de l'électronique à tellement fait un pas colossal, en un temps record, que l'ère du transistor, fut vite mise au grand jour. Ainsi on passa d'un oscilloscope encombrant, de poids important et doté de tubes à vide, à un oscilloscope transistorisé, ayant des caractéristiques équivalentes que celles de l'ancien modèle à tubes, de prix évidemment plus cher et présentant des avantages dans la compacité, la légèreté et l'autonomie. En ce qui concerne l'autonomie, la consommation réduite et à basse tension des montages à transistors, rend l'alimentation par batterie incorporée, techniquement et économiquement possible. L'oscilloscope est passé du laboratoire à l'extérieur, trouvant ainsi un vaste champ d'application sur des véhicules de toutes sortes, voiture, avion, bateau, ainsi que les installations électroniques, électrique, montées en plein nature; et c'est là que la compacité et la légèreté interviennent sérieusement.

e) L'oscilloscope à échantillonnage :

un oscilloscope HF, peut atteindre une bande de fréquences de 100 MHz à 1 GHz. ampl. Y, à constantes distribuées, on peut même monter jusqu'à une bande de 600 MHz.

La technique de l'échantillonnage permet d'afficher une bande de 500 à 1000 MHz (Avec la composante continue) avec un tube cathodique normal et un ampli. Y de bandes passante de 1 à 10 MHz.

Avec cette technique, on retient pour l'affichage un point déterminé de la période du phénomène observé. On continue l'opération en introduisant un léger retard (une fraction de la période) dans le système d'échantillonnage ; ceci va nous permettre d'afficher un deuxième point de la courbe du phénomène, légèrement décalé vers la droite par rapport au premier. Ainsi, en procédant de cette manière, on pourra reconstituer l'allure du phénomène par une série de 50 à 1000 points juxtaposés, selon le choix de l'opérateur. Il est évident que le phénomène se reproduise indéfiniment durant l'analyse, tout en restant invariable.

C H A P I T R E II

=====

I - Présentation de chaque organe et description du principe et définition de leur rôle pour le fonctionnement de l'oscilloscope.

II - Schéma synoptique :

III - Caractéristiques techniques

I - Présentation de chaque organe, description du principe et définition de leur rôle pour le fonctionnement de l'oscilloscope.

Dans cette partie, on se limitera seulement à la présentation des différents organes constituant l'appareil, la description de leur principe de base, la définition de leurs caractéristiques, et, la détermination de leur rôle entrant dans le fonctionnement de l'oscilloscope.

Celui-ci comporte essentiellement, incorporés dans un même coffret métallique, les composants et circuits électroniques suivants :

A - Un tube à rayon cathodique

B - Un amplificateur à déviation verticale (Y)

C - Un amplificateur à déviation Horizontale (X)

D - une base de temps

E - Un système de synchronisation

F - Une Alimentation en haute tension (HT) et très haute tension (THT).

Essayons de connaître un par un, ces différentes parties constituant les organes de base de l'oscilloscope.

A - Tube à rayons cathodiques: (Fig 1)

Les tubes à rayons cathodiques modernes, comportent une cathode à chauffage indirect ; cette cathode est constituée par un cylindre de nickel, dont l'extrémité est revêtue d'une couche émissive.

a) - Wehnelt.

Le Wehnelt est un cylindre ayant pour axe celui de la cathode qu'il entoure presque complètement. Il est percé d'un trou dont sa base est disposée en face de la surface émissive de la cathode, afin de laisser passer les électrons du faisceau cathodique ; il commande la quantité d'électrons qui quitte la cathode pour se diriger vers l'écran. Son rôle est de régler l'intensité, concentrer le faisceau et protéger la cathode.

b) Anode d'accélération

On peut facilement accélérer le faisceau électronique engendré par la cathode il suffit de placer en avant de la cathode une anode percée d'un trou et portée à un potentiel positif par rapport à la cathode, l'accélération totale est déterminée par la valeur de cette tension (on démontrera ultérieurement que $U \approx 600 \text{ V}$), d'autre part, l'anode capte une fraction très importante des électrons. C'est la raison pour laquelle, dans les tubes modernes l'anode d'accélération fait partie du système de concentration du faisceau.

c) Anode de post-accélération

La brillance du spot lumineux est fonction de l'énergie cinétique des électrons : $W_e = \frac{1}{2} m v^2$, m = masse d'électron, v = vitesse d'électron; une fraction de cette énergie est transformée en énergie lumineuse.

d) Organes de déviation du faisceau cathodique :

À la sortie du canon électronique le faisceau cathodique est convenablement concentré, les organes de déviation du faisceau font immédiatement suite au canon à électrons.

Les organes de déviation électrostatique sont constitués par deux paires de plaques métalliques dont les plaques sont perpendiculaires et produisent deux champs électriques également perpendiculaires,

e) l'écran fluorescent,

Après avoir traversé le canon à électrons et le système de déviation le faisceau électronique atteint finalement l'écran, une partie des électrons constituant le faisceau a été directement captée par des électrodes portées à un potentiel positif par rapport à la cathode, l'écran a pour fonction de transformer une partie de l'énergie cinétique des électrons du faisceau cathodique en énergie lumineuse.

B. - AMPLIFICATEUR A DEVIATION VERTICALE : (Y) -

Comparable, en importance, aux circuits de base de temps, les amplificateurs verticaux d'oscilloscopes, sont en grande partie, responsables des performances d'un type d'appareil. C'est d'eux que dépendent la sensibilité et la bande passante, qui sont 2 critères principaux entrant dans la conception d'un oscilloscope. Cependant ces amplificateurs, se heurtent à un certain nombre de problèmes qui compliquent ainsi, leur réalisation et qu'on essaiera d'aborder.

a) - Atténuateurs et sondes à faible capacité.

Qu'ils soient à tubes ou à transistors, les ampli. Y doivent être disposés à transmettre des signaux souvent affectés, d'amplitudes considérables (phénomènes transitoires ; ondes de choc pour les essais de l'appareillage électriques ; moteur). D'où la nécessité de les faire précéder d'atténuateurs destinés à prélever tout ou une fraction du signal à étudier. Ils doivent donc :

- présenter une grande impédance d'entrée, pour ne pas charger, le circuit de mesure.
- être calibrés pour des mesures précises des signaux examinés.
- Admettre des signaux dont le rapport des amplitudes varie de 1 à 1000 et de 1 à 10.000.
- Apporter un affaiblissement constant, quelque soit la fréquence.

a - 1 Aspect pratique de la question

Comme, on va le constater, on ne peut réaliser des circuits apportant une atténuation constante pour les diverses fréquences des signaux à observer. Considérons un montage potentiométrique pour doser l'amplitude du signal appliqué à l'entrée de l'ampli. Y (Fig 2).

Sur R_2 se trouve la capacité C_p (capacité d'entrée de l'ampli. Y et capacité de câblage). L'impédance Z_2 fournie par R_2 et C_p est :

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + jR_2 C_p \omega} ; \text{ Or la tension de sortie } v_2 = v_1 \frac{Z_2}{R_1 + Z_2} \text{ varie}$$

avec la pulsation du signal ou de ses composantes, car Z_2 dépend de la fréquence.

Le signal est donc déformé par l'atténuateur, surtout en H.F. Donc le remède consiste à utiliser un atténuateur compensé, en branchant une capacité de compensation, C_c (fig. 2) aux bornes de R_1 . L'atténuateur ne dépendra plus de la fréquence, si on satisfait la relation !

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1/j\omega C_c}{1/j\omega C_c + 1/j\omega C_p}$$

qui donne $R_1 C_1 = R_2 C_p$

pratiquement, C_c est un condensateur ajustable, dont on règle expérimentalement la valeur en prenant pour v_1 un signal rectangulaire. Si toutes les fréquences sont également transmises, v_2 doit reproduire le signal sans déformation. Dans un atténuateur à plots, la capacité d'entrée de l'ampli. Y n'est pas toujours branchée aux bornes d'une même résistance. Une correction valable pour toutes les positions du diviseur nécessite l'utilisation d'atténuateur compliqués.

.../...

a - 2 - Atténuateurs à plots compensés

Comme les tensions à examiner peuvent varier dans de très larges limites, on dispose à l'entrée de l'oscilloscope un atténuateur à plots affaiblissant le signal, pour ne pas saturer les étages de l'ampli. Y. Pour un atténuateur progressif éventuel on se contente d'un affaiblissement maximal de 1/10, 1/5

Donnons, le montage d'un atténuateur à plots composé (Fig 3) Pour réaliser la compensation en fréquence, il est nécessaire d'égaliser les constantes des temps des échelons.

$$R_1 C_1 = R_2 C'_2 = R_3 C'_3 = R_4 C'_4 = \dots$$

$$C'_2 = C_2 + C_p, C'_3 = C_3 + C_p, C'_4 = C_4 + C_p$$

Cp : capacité d'entrée de l'ampli. Y + Capacité de câblage.

Les divers ajustables C₁ à C₄ permettent un réglage optimal

a - 3) sondes à faible capacité.

L'Etude de telles sondes a été faite au chapitre III, dans les circuits auxiliaires (Paragraphe G 2 - Page) Celles-ci sont constituées par un ajustable C₁ en parallèle avec une résistance de forte valeur. R₁ ; l'ensemble est connecté à l'entrée Y de l'oscilloscope par un câble blindé. L'oscilloscope possède une résistance d'entrée R₂, shuntée par la capacité C₂, telle que C₂ ≅ capacité d'entrée de l'oscilloscope + capacité parasite du câble. Les éléments de la sonde sont calculés pour avoir un affaiblissement de 10 si R₂ = 2 MΩ, on a R₁ = 20 MΩ, de même si C₂ = 50 pF, donc C₁ est réglé de façon à voir C₁ = 5 pF.

Ainsi de telles sondes permettent de réduire la capacité d'entrée de l'oscilloscope et d'augmenter dans le même rapport la résistance d'entrée. Elles sont de même employées en liaison avec les oscilloscopes équipées d'atténuateur compensés en fréquence.

a-4 - Les atténuateurs étalonnés.

Dans les oscilloscopes à hautes performances, ont fait souvent appel à des atténuateurs compensés en fréquences étalonnés permettant d'ajuster par bonds la sensibilité des ampli. Y. Pour qu'il en soit ainsi, on étalonne le gain de l'ampli. Y en prenant un signal d'amplitude dûment calibré. D'où l'usage d'atténuateurs compensés à grand nombre de position, dosant progressivement la sensibilité de l'ampli Y.

b - Conception de l'amplificateur vertical.

L'amplificateur vertical est inséré entre l'atténuateur d'entrée et les plaques de déflexion du tube cathodique. Comme est amplificateur doit être caractérisé par une grande sensibilité et une large bande passante, ceci met sa réalisation devant des problèmes très délicats.

La solution qui consiste pour tirer un maximum de gain d'un montage amplificateur, à charger l'anode du tube électronique ou le collecteur du transistor, par une résistance de valeur élevée, ne peut être retenue; car, aux fréquences élevées, ce gain se trouve réduit du fait des capacités parasites de sortie d'un étage et d'entrée de l'étage suivant. Justifions cela par un petit calcul fait sur les tubes électroniques.

b - I - largeur de bande.

- pour des bandes inférieures à 5 MHz, aucun problème ne se pose, du point de vue résistance de charge qui peut être élevée : Rp > 1kΩ calculons le gain pour ces fréquences moyennes.

supposons une pentode attaquée par une tension alternative vg, sur la grille, on aura une tension amplifiée aux bornes de la charge Rp, placée dans le circuit de plaque (Fig.4a). -- étant, la résistance interne de la pentode, telle que

* () Rp, sur le schéma équivalent (fig 4b) on a donc : $C_p = -\mu_g R_p$

le gain sera donc :

$$A = \frac{V_p}{V_g} = \mu_g R_p$$

On obtient un gain élevé si la pente de la pentode s, et la résistance de charge Rp, sont élevées.

Evaluons la bande passante de cet amplificateur.

1 - Comportement aux hautes fréquences.

La liaison entre la plaque d'un étage et la grille du suivant, s'effectue par une capacité de liaison Cl, qui sépare les potentiels des 2 électrodes. Le montage est complété par les capacités parasites par rapport à la masse de la plaque Cp, de grille de 2° tube, Cg, de câblage Cc. On a donc la figure(5).

En HF l'impédance ZcL est négligeable. seule la capacité totale

$$C_t = C_p + C_c + C_g.$$

d'autre part, on a : Rg >> Rp.

L'impédance de charge de la plaque sera :

$$Z_p = \frac{R_p}{1 + jR_p C_t \omega}, \text{ posons } \omega_1 = \frac{1}{R_p C_t}, \text{ donc } Z_p = \frac{R_p}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}}$$

Le gain sera : $A = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}} = \Delta Z_p$ avec $A_0 = \Delta R_p$, tel que $f \leq f_1$

La bande passante de l'amplificateur est la gamme pour laquelle : $A \geq \frac{A_0}{\sqrt{2}}$
la fréquence de coupure est telle que : $f = f_1 = \frac{1}{2\pi R_p C_t}$

d'après le gain A, on comprend que la diminution de celui-ci est liée à la diminution de l'impédance de la capacité Ct et à l'augmentation de Rp.

2 - Comportement aux fréquences basses :

Dans ce cas la capacité totale parasite Ct, est négligeable; seule reste la capacité de liaison Cl, comme l'indique la figure 6. La tension appliquée à la grille du 2ème Etage est recueillie sur Rg. Elle représente une fraction de vp, on a un diviseur de tension, telle que :

$$v_g = \frac{R_g}{R_g + 1/jC_L \omega} v_p, \text{ mais } v_p = -s R_p v_g; \text{ le gain de l'amplificateur sera :}$$

$$A = \frac{v_g}{v_g} = -s R_p \frac{R_g C_L \omega}{1 + j R_g C_L \omega} = A_0 \frac{\omega/\omega_2}{1 + j \omega/\omega_2} \text{ avec } \omega_2 = \frac{1}{R_g C_L}$$

la bande passante est telle que :

$$A \geq \frac{A_0}{\sqrt{2}} \quad f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_g C_L}$$

la fréquence de coupure basse sera :

3 - Réponse d'un amplificateur à un signal rectangulaire.

Un signal rectangulaire de pulsation w et d'amplitude Vo, est considéré comme la superposition d'une infinité de signaux sinusoïdaux et pulsation w, 3w, 5w, ... (décomposition en série de Fourier). Donc la transmission correcte de ce signal exige une large bande passante d'un amplificateur; en particulier l'ampli. Y. Cela n'est pas toujours le cas, et on a un affaiblissement des fréquences élevées dû au temps de montée de l'ampli. comme l'indique la figure 7; on démontre que ce temps de montée τ est lié à la bande passante $B = f_2 - f_1 \approx f_1$ de l'ampli. par la relation: $\tau = 2,2 / 2\pi f_1$

Une réponse insuffisante aux fréq. Basses conduit à un affaiblissement du palier horizontal.

Cette méthode d'observation, des signaux rectangulaires est utilisée dans la mise au point des appli. et des atténuateurs.

4 - Amplificateurs corrigés

4 - 1 . Correction aux fréquences élevées.

On sait que pour des bandes inférieures à 5 MHz, on n'a pas de problème de gain avec la résistance de charge Rp; mais si on dépasse la bande de 5 MHz, et qu'on augmente les fréquences, on a réduction du gain due à l'augmentation des capacités.

.../...

parasites C_t et de R_p , d'où l'intérêt de réduire R_p (au détriment du gain A_0) et de disposer de circuits de correction au moment où le gain en fonction de la fréq. commença à s'effondrer. Différents montages sont possibles. Etudions, par exemple la correction parallèle (Fig 8).

L'impédance de charge totale devient :

$$Z_p = \frac{R_p + j L_p \omega}{1 - L_p C_t \omega^2 + j R_p C_t \omega} ; \quad \text{on pose : } Q_1 = \frac{L_p \omega}{R_p} \quad \text{avec : } \omega_1 = 1/R_p C_t$$

Le gain sera : $A = s Z_p = A_0 (1 + j Q_1 \omega / \omega_1) / (1 - Q_1^2 \omega^2 / \omega_1^2 + j \omega / \omega_1)$; $A_0 = s R_p$

Pour diverses valeurs Q_1 , donc de L_p , on obtient les différentes courbes d'amplificateurs corrigés pour les fréquences élevées (Fig 9) la bande passante est relativement augmentée pour les valeurs de Q_1 comprises entre 0,35 et 0,5, pour compenser la réduction du gain A_0 .

4 - 2 Correction aux basses fréquences

De même, on peut prolonger la courbe de l'ampli. vers les basses fréquences en adoptant un circuit de correction, au moment où le gain v_g / v_p tend à diminuer en raison de C_l et R_g qui forment un diviseur de tension. v_g peut rester constant si on augmente v_p en BF d'où le schéma de la fig. 10 dans ce montage, on a utilisé les 2 corrections en HF et BF, C_l est une capacité de forte valeur, en BF il ne subsiste sur le circuit de charge, l'impédance $Z_p = R_p + j L_p \omega$, en série avec $Z'_p (L'_p, C')$ pour donner une impédance de charge totale Z_{p_t} supérieure à Z_p , la tension v_p se trouve augmentée pour compenser la diminution de V_{g_2} telle que

$$v_p = - s Z_{p_t} v_g$$

en HF : c'est un court-circuit et on retombe sur la fig. 8.

b - 2 - Utilisation des lignes à retard.

Les oscilloscopes à très larges bandes sont conçus pour l'examen pour l'examen de phénomènes à fréquences élevées ou à manifestation rapide. Pour ces signaux on peut en perdre le début. Donc pour remédier à cet inconvénient, on utilise des lignes à retard (Circuit LC) de 0,4 ns à 0,8 ns pour retarder l'apparition du signal sur les plaques Y d'un temps suffisant pour permettre le démarrage de la base de temps déclenchée prévue à cet effet.

b - 3 - Amplificateur à courant continu ou à liaison directe.

pour ces amplificateurs, les capacités de liaison C_l , sont court-circuitées pour passer la composante continue et élargir la bande passante jusqu'aux très basses fréquences, et même les fréquences nulles. Cela va poser certains problèmes relatifs à la dérive. En effet, sous l'influence des variations de la température ambiante et des tensions d'alimentation, il arrive que le point de fonctionnement des tubes ou des transistors varie, donc, déplacement du spot sur l'écran. ce qui explique que généralement on construit des amplificateurs doubles du type push-pull. Les causes de dérive, sensiblement égales dans les 2 moitiés, tendent à se compenser.

b - 4 Amplificateur final ou étage de sortie de l'ampl. Y

Comme, on l'a déjà annoncé plus haut, l'étage de sortie de l'ampl. Y, doit être lui aussi, un montage symétrique du type push-pull pour attaquer les plaques Y, symétriquement, par 2 tensions de même amplitude et de signes opposés ; et éliminer les distorsions de l'image (astigmatisme et distorsion trapézoïdale). Ce montage est très utilisé dans les oscilloscopes à transistors car il permet de garder une tension d'alimentation assez faible (quelques dizaines de volts) et d'obtenir une tension de sortie 2 fois plus élevée qu'avec un seul tube ou un seul transistor de sortie.

b - 5 Schéma synoptique de l'ampl. Y (voir sur la figure 11)

sur ce schéma, on a ajouté des réglages pour :

- l'équilibrage qui permet d'observer un signal ayant une composante continue élevée par rapport au signal alternatif.
- Le cadrage vertical, permettant de placer l'image au milieu de l'écran
- l'ajustage du gain: qui permet d'avoir un gain étalon.
- La commande "Vernier" qui permet d'obtenir un réglage progressif du gain fixé à l'aide de l'atténuateur.

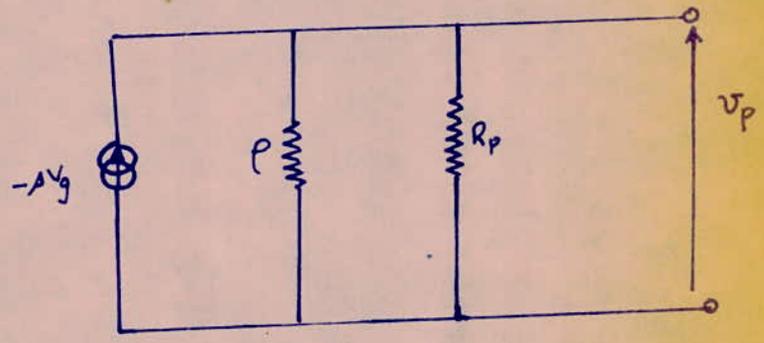
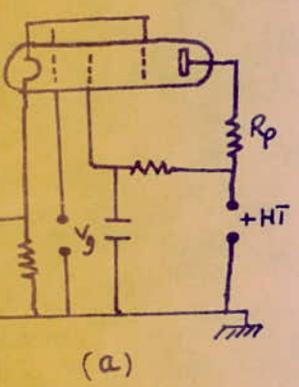
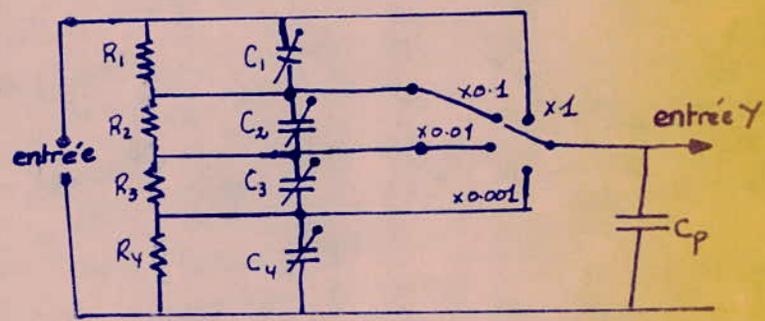
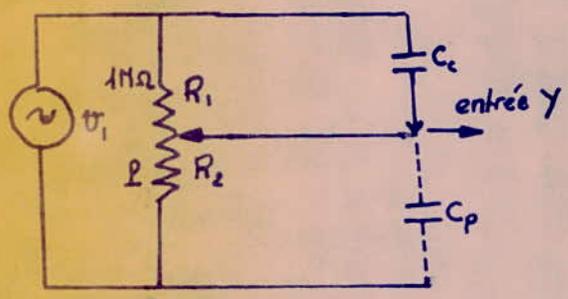
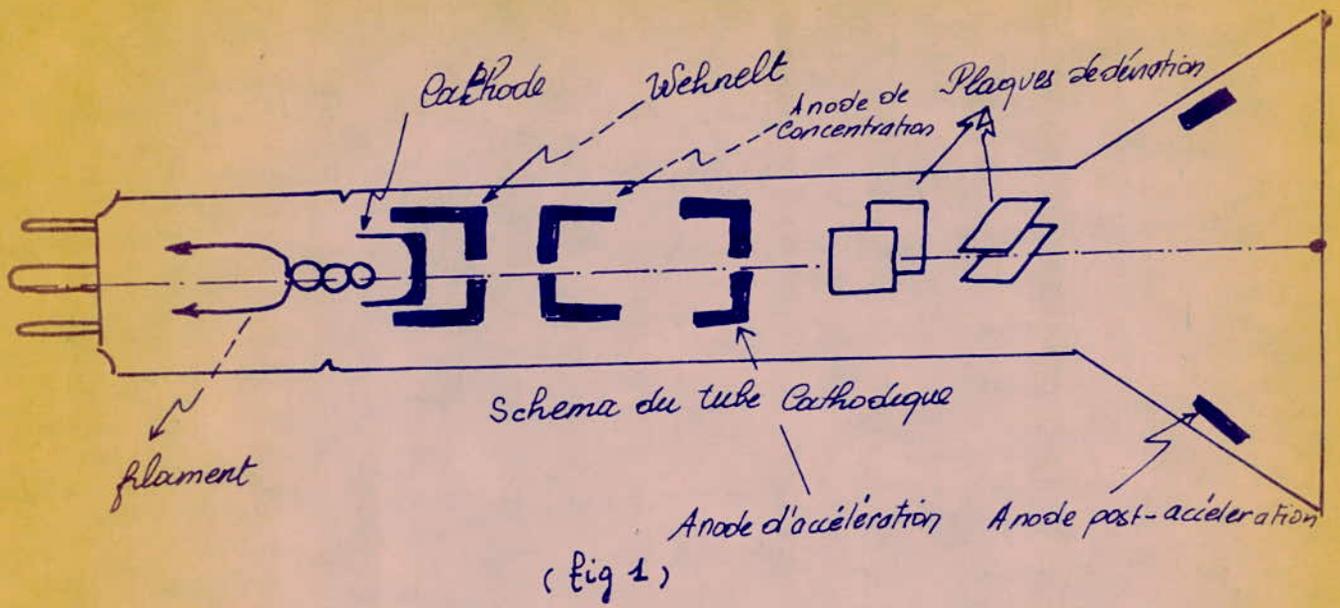


fig 4

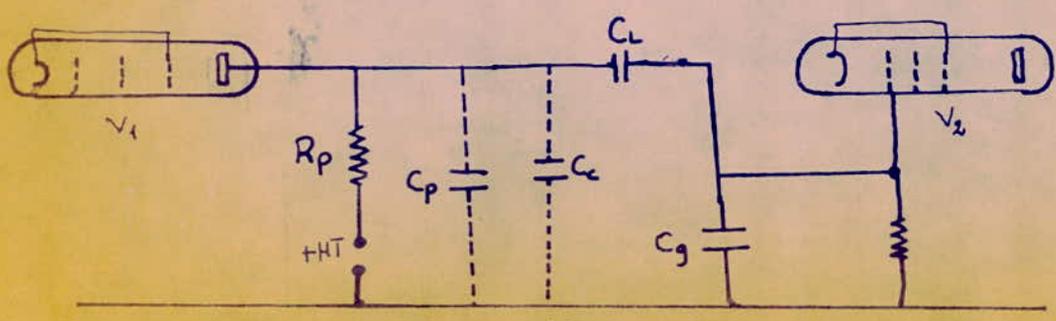


fig 5

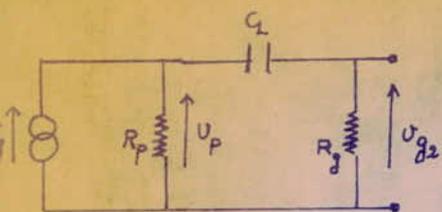


fig. 6

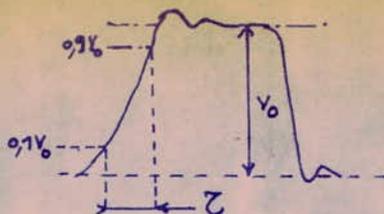


fig. 7

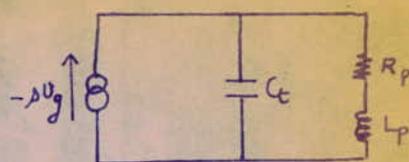


fig. 8

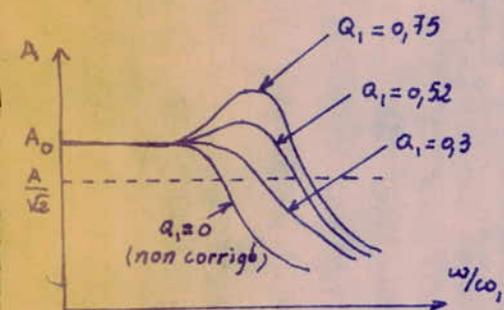


fig. 9

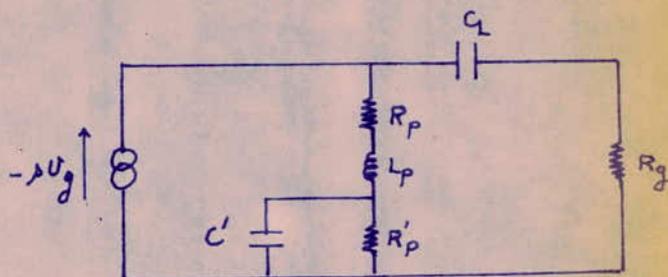


fig. 10

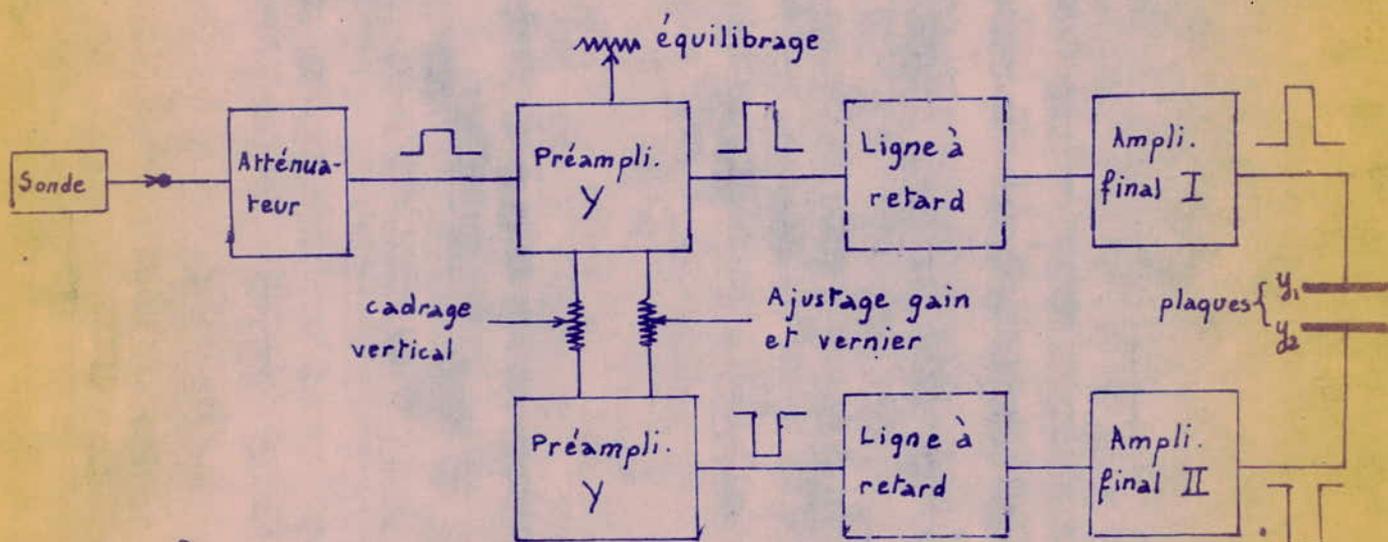


fig. 11

b - 6 - Impédance d'entrée de l'ampli. Y .

Les bornes de l'ampli Y , sont reliées à la masse , l'autre à la grille du 1er tube ou la base du 1er transistor, par l'intermédiaire de l'atténuateur. L'impédance, d'entrée se ramène à 2 éléments en parallèle:

- une résistance : c'est la résistance de l'atténuateur ou la résistance d'entrée, du 1er tube, tel que $R_e = 1 - 10 M\Omega$.
- une capacité : capacité d'entrée du 1er tube ou du 1er transistor + capacités parasites de l'atténuateur et fils de câblage, tel que $C_e = 10 - 40 pF$.

C - AMPLIFICATEUR HORIZONTAL (X).

Tout ce que nous avons raconté sur l'ampli Y, s'applique à l'ampli X ; seulement dans la pratique il y a des différences parfois importantes. Dans beaucoup de montages, il est nécessaire d'amplifier le signal en dent de scie, issu de la base de temps où le signal extérieur, appliqué aux plaques de déviation horizontal, si ces deux tensions ne sont pas très grandes. Cependant cette attque des plaques doit être symétrique, d'où l'emploi d'étage déphaseur.

L'ampli X , est plus facile à réaliser que l'ampli Y ; par exemple pour des bases de temps de faibles amplitudes dont la tension varie de 5 à 15 V, un seul étage symétrique suffit. Au besoin, un préamplificateur est prévu, si la tension extérieure est faible . Dans ce cas la bande serait plus faible de quelques CENTAINES de kHz (500kHz). Elle sera à peu près identique si les ampli. X et Y sont identiques.

Pour les bases de temps relaxée, l'ampli X est à liaison RC pour permettre au spot de migrer au centre de l'écran. Pour les bases de temps déclenchées, il est à liaison directe, afin de faire passer la composante continue, qui permet de laisser le spot en période d'attente, à gauche de l'écran. De la même manière , ces bases de temps doivent être aussi à liaison directe, pour avoir une bonne linéarité de la dent de scie pour les fréq. inférieures à 30 Hz,

D - BASE DE TEMPS :

a - Nécessité d'une base de temps.

L'application la plus importante de l'oscilloscope consiste à faire apparaître sur l'écran, des courbes traduisant le comportement de phénomène physique et cela dans un système d'axes rectangulaires, dont l'un représente la mesure de la grandeur observée et l'autre , la mesure du temps.

A titre d'exemple une tension alternative sinusoïdale, qu'on applique à l'entrée Y. On observe , donc, sur l'écran une droite lumineuse verticale. Or, pour voir une sinusoïde il faut que le spot balaye horizontalement, l'écran, de manière proportionnelle au temps et cela de façon simultanée par rapport à la droite.

On pourra donc visualiser une sinusoïde , à l'aide d'un dispositif appelé base de temps, délivrant un signal en dents de scie, qui assure la déviation du sport horizontalement et proportionnellement au temps, et dont la période est égale à celle de la sinusoïde .

b - Générateurs de signaux en dents de scie.

Le circuit de balayage horizontal, possède les caractéristiques suivantes :

- 1 - Une bande passante de quelques Hz à plusieurs centaines de kHz.
- 2 - Une linéarité de la dent de scie aussi parfaite que possible.
- 3 - Un retour du spot aussi bref que possible , surtout aux fréquences élevées.
- 4 - Une synchronisation facile et réalisable sans modifications des paramètres de la dent de scie (Amplitude).

Dans cette étude, on se limitera , aux générateurs capacitifs, qui sont plus fréquents en oscillographie.

c - Principe.

Il est donné par le montage de la figure 12.

Le principe utilise la charge d'un condensateur C, à travers R (Interrupteur K ouvert) suivie d'une décharge rapide à travers une petite résistance r (K fermé). Cette décharge rapide correspond aux temps de retour du spot , qu'on cherche à minimiser mais on ne peut descendre aux dessous d'une certaine valeur.

Dans la pratique, K, sera un commutateur électronique.

On remarque que la loi de croissante ou de décroissante exponentielle, de la tension aux bornes de C n'est pas linéaire, donc les dents de scie ne seront pas

linéaires (fig.12b), d'où la nécessité de les linéariser .

d - description du mode de fonctionnement de 2 bases de temps.

d - 1 - Base de temps relaxée.

Appliquons sur la plaque Y, une tension sinusoïdale et balayons le tube, (plaques X) par une tension en dents de scie de même fréquence. La composition géométrique des 2 ondes A'B'C'D'E'F' et A''B''C''D''E''F'', donne l'oscillogramme ABCDEF voir (figure 13 a.)

Dans la pratique il est plus facile d'avoir une montée linéaire, que de rendre nul, un temps de retour, sur tout en HF c'est la raison pour laquelle la dernière partie de la courbe est escamotée (Partie EF), lors du retour du spot à gauche de l'écran.

d & 1 - 1 influence du temps de retour, sur la dent de scie.

Comme, il est impossible d'annuler le temps de retour, on essaye le plus possible de le réduire. Voyons ces différents cas (fig.13b)

Le temps de retour est d'autant plus long, que le signal est escamoté

d - 1 - 2 Fréquence de la base de temps.

Aucun inconvénient, ne peut se présenter, pour la stabilité de l'image si la base de temps procure un signal dont la période est un multiple exact, du signal vertical. Donc, on a un rapport de fréquences égal à :

$$f_X / f_Y = 1/n \quad (n: \text{entier})$$

n = 1, on a une période du signal étudié

n = 2, on a deux périodes du signal étudié.

d - 2 Base de temps déclenchée.

Dans les bases de temps périodiques on assiste à un train d'ondes, autoentretenus, même en l'absence de synchronisation. Ces ondes en forme de dents de scie décrivent une décharge d'un condensateur suivie automatiquement d'un cycle de charge. Ce type de balayage convient pour phénomènes périodiques.

Par contre, certains phénomènes récurrents se reproduisent à des intervalles de temps quelconques; on bien que leur périodicité représente des fluctuations cela menerait à une observations troublante sur l'écran. Donc, on utilise un autre type de balayage, le balayage déclenché.

d - 2 - 1 Principe du balayage déclenché.

Il est représenté par le mode suivant de la figure 14.

Ici on a aussi un cycle de décharge OA, suivi, immédiatement d'un cycle de décharge AB et d'une période d'attente BC, des tops de déclenchement en O et C démarre la charge.

d - 2 - 2 Fonctionnement.

Si on prend le balayage déclenché normal OBCO'B'C'D'' (Fig.15). Les tops de déclenchement arrivent en O et O', ce qui impose une période de récurrence t. Ainsi, on a une période t-t₁, d'attente, et l'on observe sur l'écran la sinusoïde ob, correspondant au balayage OB (2périodes et $\frac{1}{2}$) de durée t₁. Si, on réduit le balayage à t₂ sans modifier t; dans ce cas on ne pourrait afficher que la demi-période od de la sinusoïde, contrairement aux balayage périodique qui exige un nombre entier de sinusoïdes, et qui commence par un même point de la période. Cependant le balayage déclenché offre l'avantage de varier la durée suivant la nécessité pour afficher toutes portions de la courbe. si la durée devient égale à t (Courbe OA O'A'O''), on verrait 4 sinusoïdes (oa), on retombe sur le balayage périodique. Si la durée, devient supérieure à t (dent de scie OB) on verrait les 4 sinusoïdes précédentes, mais resserrées (oa) à cause du top de déclenchement qui amorce une décharge prématurée en F (courbe OFO'F'D''). l'amplitude de la dent de scie se trouve diminuée (d'où oscillogramme resserré). Retenons qu'une base de temps déclenchée fonctionne en périodique, si la durée du balayage est supérieure ou égale à t.

.../...

En définitive on peut dire que la durée du balayage et la période de t , ne peuvent être choisies librement, comme cela a été montré ci-dessus.

Remarquons que la période d'attente, du signal déclenché correspond à l'immobilisation du spot à gauche de l'écran.

E - SYNCHRONISATION :

a - Base de temps relaxé

A propos des phénomènes périodiques, pour qu'on puisse voir sur l'écran, une image stationnaire, il est nécessaire que le spot emprunte de façon continue, un même chemin pendant ses allées successives. Ceci exige un départ du balayage en parfait synchronisme avec l'onde examinée.

Dans les oscilloscopes élaborés, on utilise un circuit de synchronisation permettant de disposer à l'entrée de la base de temps, des impulsions d'amplitude et de forme constante. Donnons le schéma synoptique des étages de synchronisation d'une base de temps relaxée (Fig.16) -

Un tel circuit comprend :

- Un selecteur de synchronisation : Il a pour tâche pour synchroniser la base de-temps , à partir soit du signal vertical examiné , prélevé à l'entrée de l'étage finale l'ampli. Y (Synchro. Interne), soit du secteur à partir de l'enroulement du transformateur d'alimentation (50 Hz), soit à partir d'une borne du panneau (Synchro-Externe).
- Un ampli de synchronisation (factultatif) son rôle entre en vigueur , si le signal appliqué est trop faible (syn.ext.)
- Un inverseur de polarité; il permet de déclencher la bascule quelsoit la polarité du signal d'entrée.
- Une bascule de Schmitt.
- Un circuit de dérivation.
- Un écrêteur à diode.
- Une base de temps.

Les tops de synchronisation obtenus, à la sortie de l'ecrêteur vont attaquer l'un des 2 transistors du multivibrateur sur la base afin d'imposer une cadence à la base de temps , et d'asservir le début du signal étudié avec le déclenchement de la base de temps. Ce signal de synchronisation assure la commande du retour du spot.

Toutefois un circuit d'effacement du retour dunsport est prévu. On donnera des détails sur cela ultérieurement.

a - 1 Principe de fonctionnement de la synchronisation en relaxé (Fig.17).

on voit sur ce schéma que la dernière partie du signal observé, a été escamotée, à cause du temps de retour.

F - ALIMENTATION EN HAUTE TENSION (H.T.) ET TRES HAUTE TENSION (T.H.T.)

L'alimentation générale comporte un transformateur dont le primaire est branché sur la tension du secteur (110 - 220 V) avec un secondaire comportant plusieurs prises de sortie pour les diverses alimentations:

- Une alimentation H.T.

La haute tension continue, ^{est} obtenue par un redressement double alternance et filtrage pour l'alimentation des amplificateurs X et Y et la base de temps; l'alimentation en tension alternative de 6,3 volts servira à l'échauffement des tubes électroniques et filament du tube cathodique.

- Une alimentation T.H.T.

La T.H.T. continue est obtenue par un redressement (doubleur de tension) et un filtrage (type R.C.) elle est nécessaire pour l'alimentation des électrodes du tube cathodique (anode d'accélération, anode de focalisation et post-accélération). une T.H.T. continue, réglable pour l'alimentation du Wehnelt et l'anode de concentration (réglage de luminosité et concentration du faisceau).

II - Schéma Synoptique (voir figure I)

III - Caractéristiques Techniques .

-- Tube cathodique :

Circulaire : diamètre d'écran : 9,75 cm.

Type d'écran : tube D G : fluorescence verte .

Post-accélération : 1,8 k V .

-- Amplificateur vertical Y :

Bande passante : allant de la composante continue
à 16 M H z (0 - 16 M H z) .

Sensibilité : 50 m V/cm à 20 V/cm en 9 positions .

Commutateur d'entrée : 1 M Ω // 30 p F .

-- Base de temps :

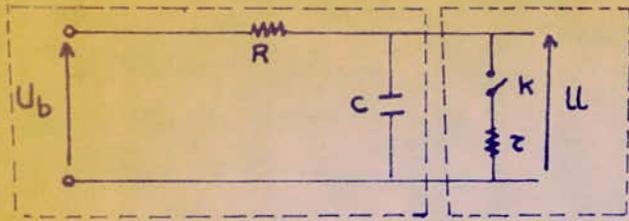
Type de fonctionnement : Déclenché

Source de déclenchement : " INT., EXT., RESEAU "

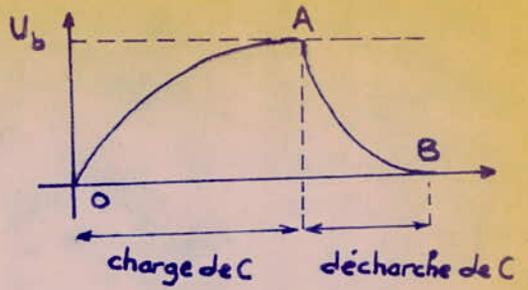
-- Alimentation .

Secteur 110 V - 220 V \pm 20 %

Fréquence : 50 H z .



charge du condensateur
 (a) décharge du Condensateur



(b)

fig.12

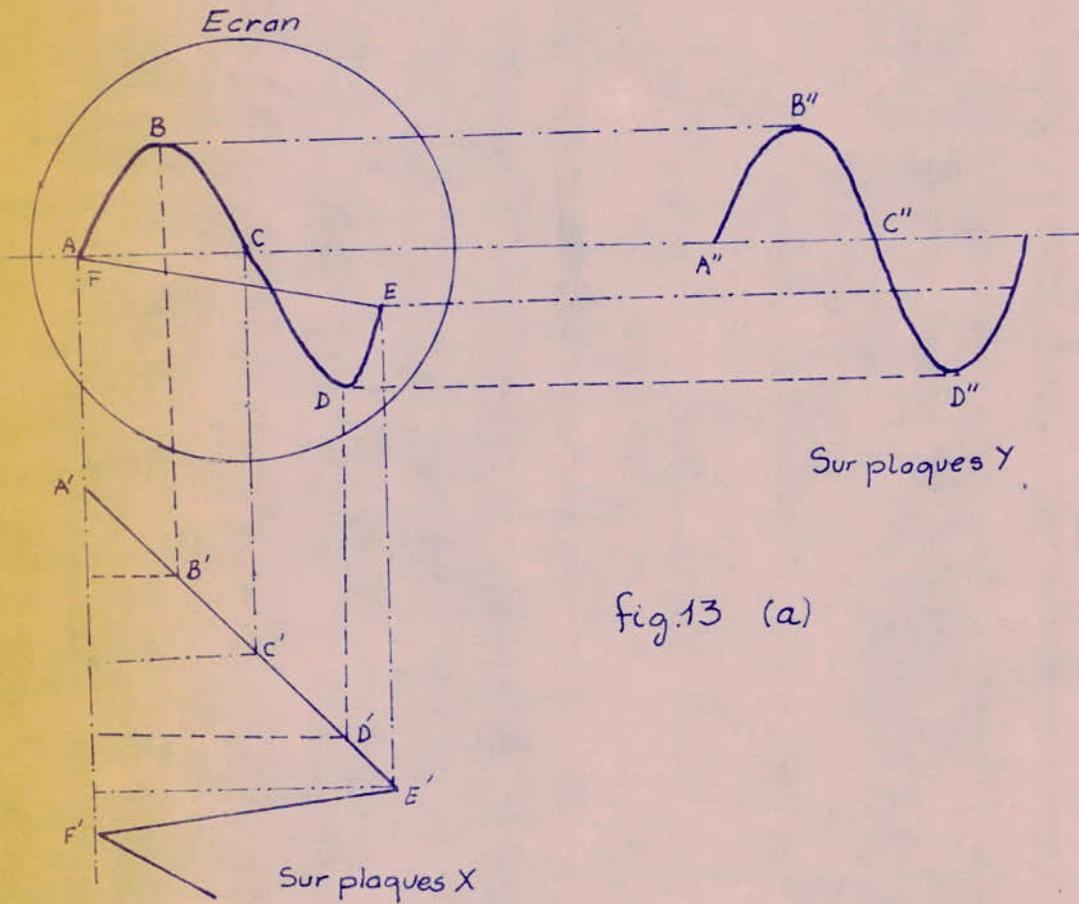


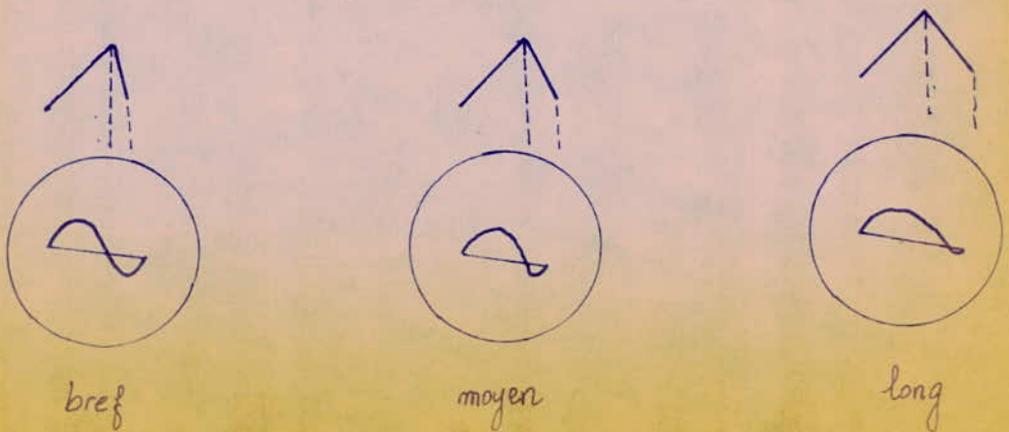
fig.13 (a)

fig.13(b)

balayage

Image

Temps de retour



bref

moyen

long

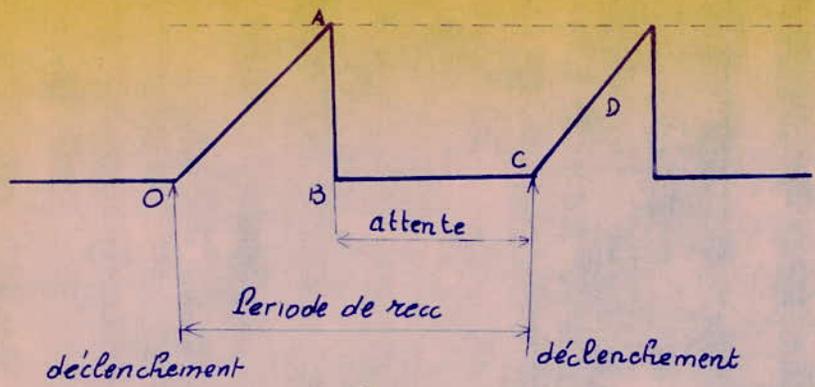


Fig. 14

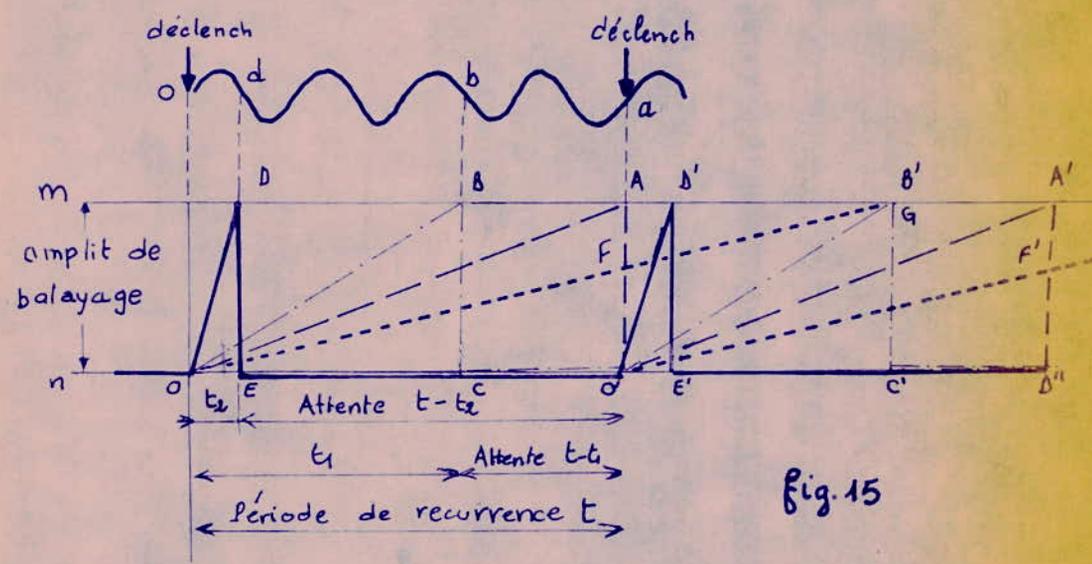


Fig. 15

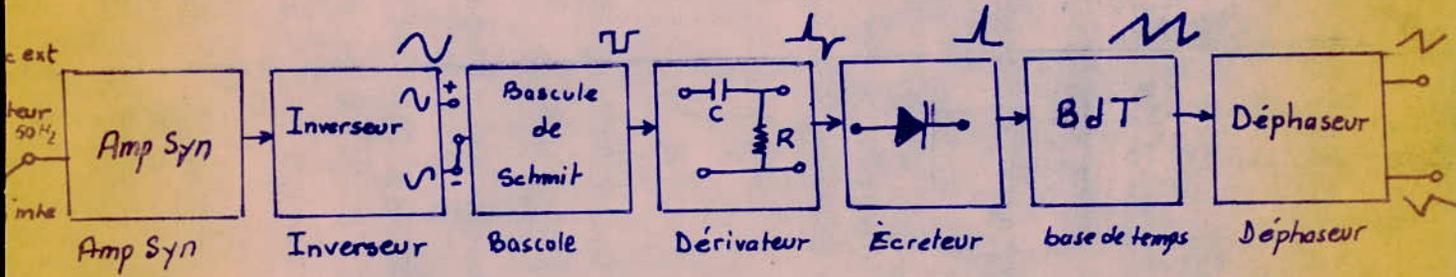
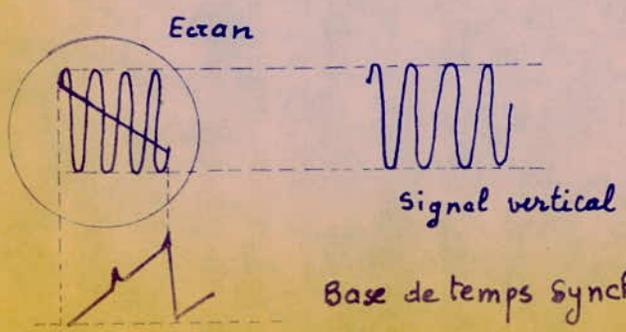


Fig. 16



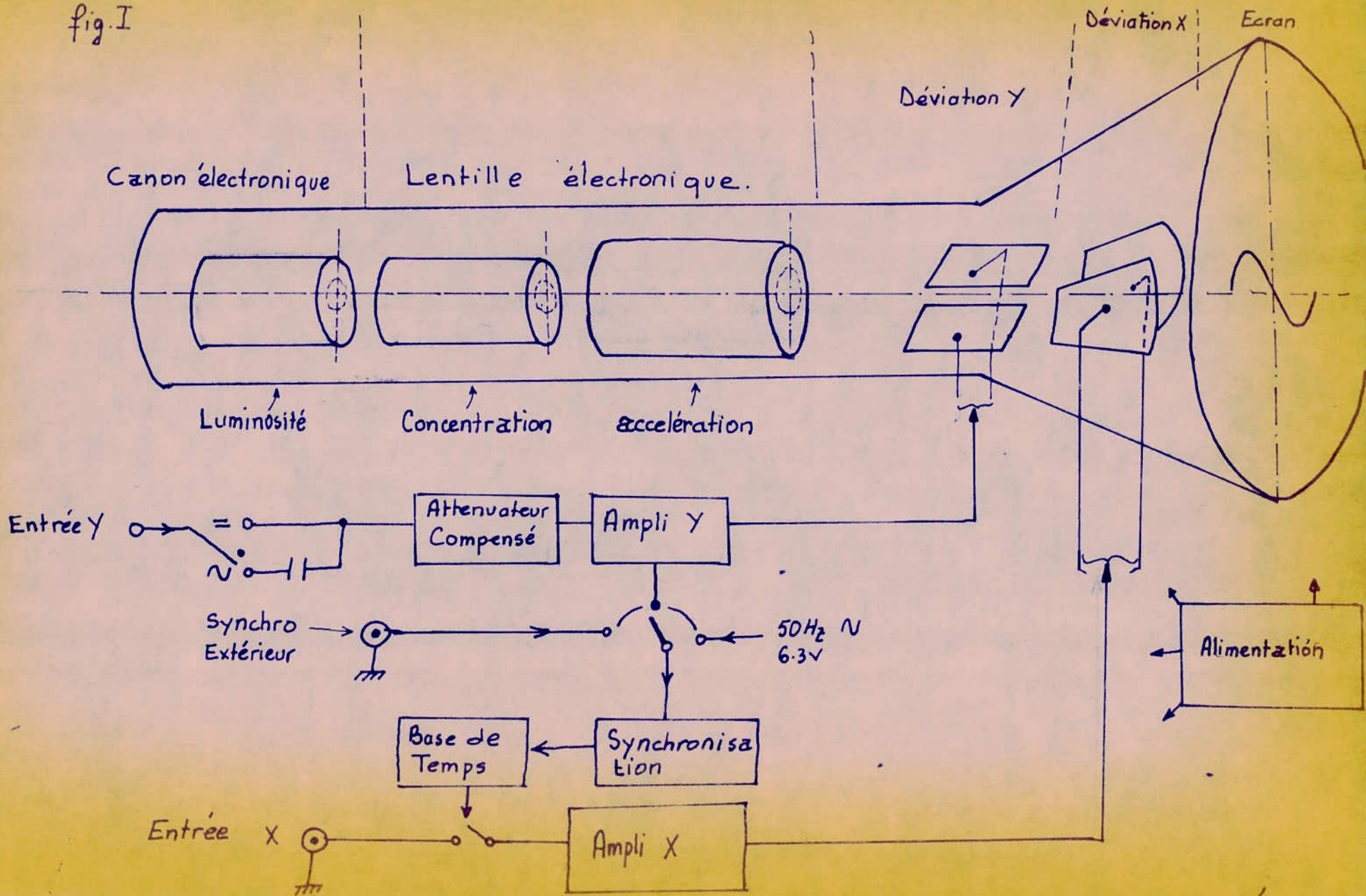
La dernière partie du signal observé, a été escamoté, à cause du temps de retour

Fig. 17

Tops de synchronisation
 ↳ top intermédiaire qui n'a aucune action

Schéma Synoptique de L'Oscilloscope

fig. I



C H A P I T R E III

Analyse , étude et calcul des différents organes formant l'oscilloscope.

A - Analyse du tube à rayons cathodiques.

Assayons de voir, les différentes étapes que traverse le faisceau électronique avant de heurter l'écran, placé à l'extrémité du tube cathodique de l'oscilloscope.

L'électron est une particule élémentaire, qu'il est impossible de décrire de manière complète le mouvement et les propriétés de l'électron. C'est la raison pour laquelle on considère un faisceau d'électrons pour étudier facilement le comportement de l'ensemble, comme ce sera le cas de notre présente étude.

a - force intérieure au faisceau.

La densité des électrons dans un faisceau est de 2×10^9 électrons / par centimètre cube. Si on considère les électrons à l'intérieur d'un faisceau électronique on obtient pour l'accélération radiale d'un électron sur la surface latérale du faisceau de 10^{16} m/s². C'est à cause de cette énorme force que l'on peut réaliser un faisceau de 0,1mm de diamètre.

b - Description générale.

Les oscilloscopes utilisent des tubes entièrement électrostatique, dont les parties essentielles sont :

b - 1 - la cathode.

Comme, on l'a déjà annoncé au chapitre II, la cathode de forme cylindrique, est à chauffage indirecte, et revêtue à l'extrémité d'une couche émissive d'oxyde (BaO_2). La vitesse des électrons émis est faible et presque orthogonale à la surface de la cathode.

b - 2 Cylindre de Wehnelt. (Electrode de modulation).

Il a pour rôle de commander, la quantité d'électrons et de les concentrer à leur point de concours en un faisceau étroit, au delà de son orifice. Son potentiel est négatif or son diaphragme sera une lentille convergente, et, les électrons seront repoussées par les bords de celui-ci vers l'axe du faisceau (Fig. 18.)

En augmentant la polarisation du Wehnelt (Diminution de brillance), on réduit le diamètre du spot et la surface émettrice, et on déplace le point de concours vers la cathode (Fig 19). Faisons remarquer que le potentiel du Wehnelt, ne doit jamais devenir positif par rapport à la cathode, auquel cas, l'écran "brûlerait" en raison de forte intensité du faisceau. Sa polarisation doit toujours être comprise entre 0 et - 50 V. Donc le Wehnelt, constitue une électrode de commande qui permet de modifier la brillance ou régler la concentration.

b - 3 - Concentration du faisceau.

Les électrons ont tendance à diverger au delà du 1er point de convergence en raison du potentiel positif de la 1ère Anode. Donc pour bien les concentrer sur l'axe, en direction de l'écran, on emploie une lentille électronique. Celle-ci est formée par une 1ère Anode de concentration qui règle la finesse du spot (Fig 19). Sa tension varie de 200 à 700 V) comprenant plusieurs diaphragmes permettant densupprimer les électrons difficiles à concentrer, et d'avoir un flux principale d'électrons ; et une 2ème Anode formant un champ électrostatique avec la 1ère Anode. (2ème anode d'accélération son but est la diminution de la divergence du faisceau et l'accélération des électrons, déterminés par la valeur de cette tension variant de 1 à 3 kV ; on rappelle que $v \approx 600 \sqrt{U_a}$) Les trajectoires des électrons fortement incurvées vers l'axe, au voisinage de la 2ème Anode, à cause des lignes de champ devenant de plus en plus légèrement parallèle à l'axe, sont rendus ensuite divergentes en raison de l'écartement de ces mêmes lignes par rapport à celui-ci, ralentissant ainsi la convergence du faisceau.

On obtient ainsi à la sortie de la lentille électronique, un flux d'électrons, de diamètre qui diminue encore, si la vitesse du faisceau augmente; et ceci pour avoir finalement un spot lumineux sur l'écran. L'ensemble des 3 électrodes précédentes forment le canon à électrons.

b - 4 - Brillance - Post-accélération du faisceau - Anode post.

accélération -

la brillance est fonction de l'énergie cinétique des électrons, car une fraction déterminée de cette énergie cinétique est transformée en énergie lumineuse. pour "n" électrons du faisceau, on a : $W_c = \frac{1}{2} n m_e v^2$, m_e : masse d'Électron.

Donc pour augmenter la brillance, on agit sur la vitesse "v" qu'on augmente; ceci entraîne l'augmentation de la tension accélératrice, donc, diminution de la sensibilité de la déviation. L'emploi de l'anode post-accélération placée près de l'écran résout ce problème en augmentant la brillance sans réduire exagérément la sensibilité, car la déviation correspond environ aux potentiels de la 2ème anode, et l'accélération ne se fait que sur une faible distance. Les potentiels de post-accélération varie de 1 kV à 5 kV pour l'oscilloscope. Une élévation du potentiel de l'anode post-accélération permet de voir les phénomènes ultra-rapide (signaux rectangulaire).

b- 5 - Plaques deflectrices.

- Etude et calcul de la déviation (fig. 20)

Désignons par : e, charge d'électron ; U_a : la tension d'anode 2
 m : masse d'électron ; d : distance entre les plaques.
 U_d : la tension entre les plaques, l : la longueur des plaques.

Soit un électron qui traverse un champ électrique sur une distance l.
 Ecrivons les conditions initiales pour le repère xoy.

à t = 0, x = 0, y = 0, on a : $v_x = v_0$; $v_y = 0$.

Appliquons la loi fondamentale de la dynamique : $\vec{F} = m_e \vec{a} = \sum \vec{F}_i$ (appliquées) avec $\sum \vec{F}_i = -eE$, entraîne : $m_e \vec{a} = -eE$

projetons cette relation sur les axes.

$$\left. \begin{aligned} m_e \frac{d^2 x}{dt^2} &= 0 \\ m_e \frac{d^2 y}{dt^2} &= -eE_y, \text{ avec : } E_y = E = -\frac{U_d}{d} \end{aligned} \right\} \text{entraîne : } \left. \begin{aligned} \frac{d^2 x}{dt^2} &= 0 \\ \frac{d^2 y}{dt^2} &= -eE/m_e \end{aligned} \right.$$

par 2 intégration :

$$\left. \begin{aligned} x &= v_0 t \\ y &= -\frac{1}{2} (eE t^2 / m_e) \end{aligned} \right\} \text{on éliminant t, on obtient :}$$

l'équation de la parabole : $y = -\frac{1}{2} (eE/m_e v_0^2) \cdot x^2 = \frac{1}{2} (eU_d/m_e d v_0^2) \cdot x^2$

- calcul de la déviation,

A la sortie des plaques la trajectoire de l'électron sera une droite de pente ;

$$\text{tg } \theta = dy/dx \Big|_{x=l} = \left(\frac{eU_d l}{m_e d v_0^2} \right), \text{ on a aussi : } \text{tg } \theta = D/L$$

En comparant, on aura :

$$D = \frac{l l e U_d}{m_e d v_0^2}$$

A l'entrée des plaques, l'électron aura une vitesse $v = v_0$, telle que :

$$\frac{1}{2} m_e v_0^2 = e U_a, \text{ entraîne } v_0 = \sqrt{2e U_a / m_e}, \text{ donc la déviation devient :}$$

$$D = \frac{l l e U_d}{2 U_a d}$$

- calcul de la sensibilité.

La sensibilité est la plus petite valeur de la tensions appliquée aux plaques pour avoir une déviation la plus grande. Donc la sensibilité sera :

$$\theta = \frac{D}{L} = \frac{l l e}{2 U_a d}$$

- Discussion.

Cette formule montre que si l'on veut augmenter la sensibilité, il faut :

- 1 - Diminuer U_a , entraîne, diminution de la luminescence de l'écran
- 2 - " " d ; " " ; augmentation de la capacité inter-plaque

- 3 - Augmenter L , entraîne, augmentation du temps de transit inter-plaques.
- 4 - Augmenter L , entraîne, encombrement du tube.

On voit que ces moyens, ont une influence nefaste sur les caractéristiques du tube. Comme la sensibilité des plaques Y est toujours plus élevée que celle de X, Donc les plaques Y sont situées, plus loin de l'écran que les plaques X.

Pratiquement, on augmente la sensibilité, en utilisant les plaques de forme évasée avec lesquelles on obtient une sensibilité du fait du faible écartement, des plaques et, une déviation suffisante sur l'écran, due à la partie évasée. La sensibilité du tube courant est de l'ordre de quelques dixièmes de mm/V.

Comme il a été dit au chapitre précédent, les plaques défectrices sont excités de façon symétrique ; cependant, une attaque asymétrique des plaques donne naissance à 2 phénomènes néfastes pour l'observation des signaux à étudier.

- L'astigmatisme (ou déconcentration du faisceau). Lorsqu'on relie, une plaque de chaque paire, à la 2ème Anode et, que l'on applique la tension du signal à l'autre, la concentration ainsi que le potentiel moyen des plaques vont devenir une fonction de la position du spot ; un point de la trace sera net et le reste devient flou.

- Distorsion trapézoïdale.

Là, la vitesse des électrons augmente ou diminue, car le potentiel moyen d'une paire de plaque varie par rapport à celui de la 2ème Anode. La sensibilité de la déviation varie suivant qu'on est à l'une ou l'autre extrémité de l'axe perpendiculaire. On obtient une image en forme de trapèze.

B. - 6 - L'écran fluorescent.

Après avoir traversé le canon à électrons et les systèmes de déviation, le faisceau électronique atteint finalement l'écran. Celui-ci a pour fonction de transformer une partie de l'énergie cinétique du faisceau en énergie lumineuse. L'énergie totale est très faible inférieure à 50 mW. une petite partie est transformée en lumière visible ; une autre apparaît sous forme de chaleur chauffant l'écran ; le reste représente une énergie d'extraction des électrons secondaires arrachés à la substance fluorescente et indispensable au fonctionnement du tube.

L'écran est constituée par une substance fluorescente, adhérent à la surface interne du tube. L'image est donc observée à travers l'écran et le verre de l'ampoule. Les couleurs du spot représentée sur l'écran varie en fonction de la nature chimique de la substance fluorescente, elles peuvent être bleues, vertes, oranges ou blanche.

On a une émission d'électrons secondaires par l'écran, dès que le faisceau heurte celui-ci ; ces électrons animés d'une faible vitesse, seront absorbés par les électrodes positives (Revêtement ou blindage conducteur intérieur) les plus près de l'écran, fermant ainsi le circuit de la source d'alimentation.

- Potentiel de l'écran

Le potentiel de l'écran doit toujours demeurer constant, c'est à dire que le nbre d'électrons émis par l'écran, égal au nbre d'électrons qu'il reçoit. Ce potentiel est obtenu pour une tension d'autostabilisation qui est encore une tension d'anode d'accélération (forte tension).

- Substances utilisées et couleur de la trace.

Certains composés chimiques deviennent lumineux, sous l'influence du faisceau électronique. Des substances chimiquement pures sont rendues fluorescentes si elles sont mêlées à des matières activantes dont la nature chimique et la proportion, détermine la sensibilité, la rémanence de l'écran et la couleur de la lumière émise. Par exemple l'écran le plus répandu est à base d'ortho-silicate de zinc (Willenite) activé par le manganèse ou le cuivre en quantité très faible. La couleur émise est vert-jaune.

b - 7 Tubé cathodique et ses dispositifs de réglage (Fig 21).

Le Wehnelt permet de concentrer le faisceau sur S, et de régler le débit des électrons (commande de luminosité) grâce au potentiomètre P₁. Cependant le réglage de la luminosité déplacé S, peut rendre mauvaise l'image, c'est pourquoi on doit régler la concentration à l'aide de P₂. P₃ et P₄ permettent d'appliquer des tensions continus sur chacune des paires des plaques, pour modifier le spot soit

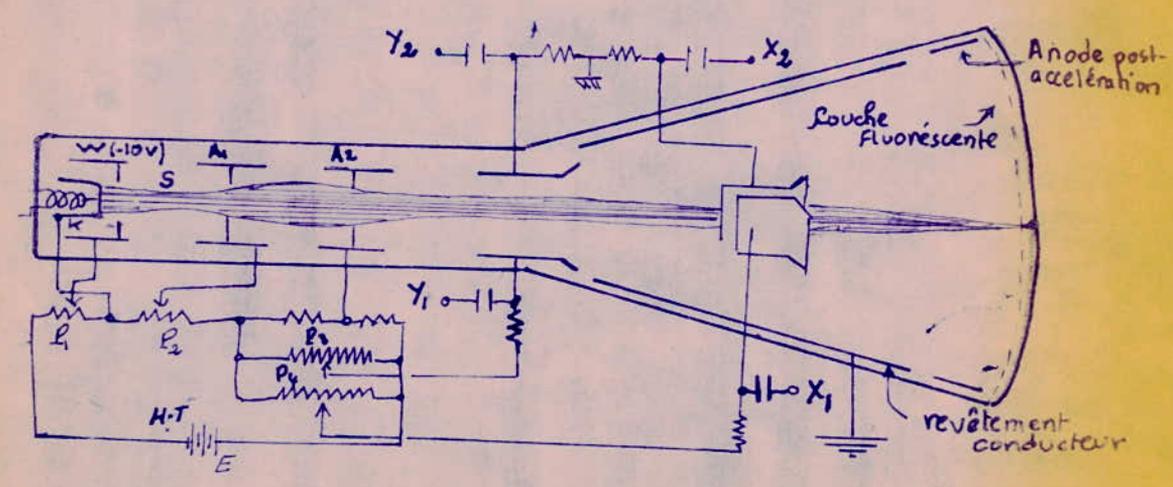
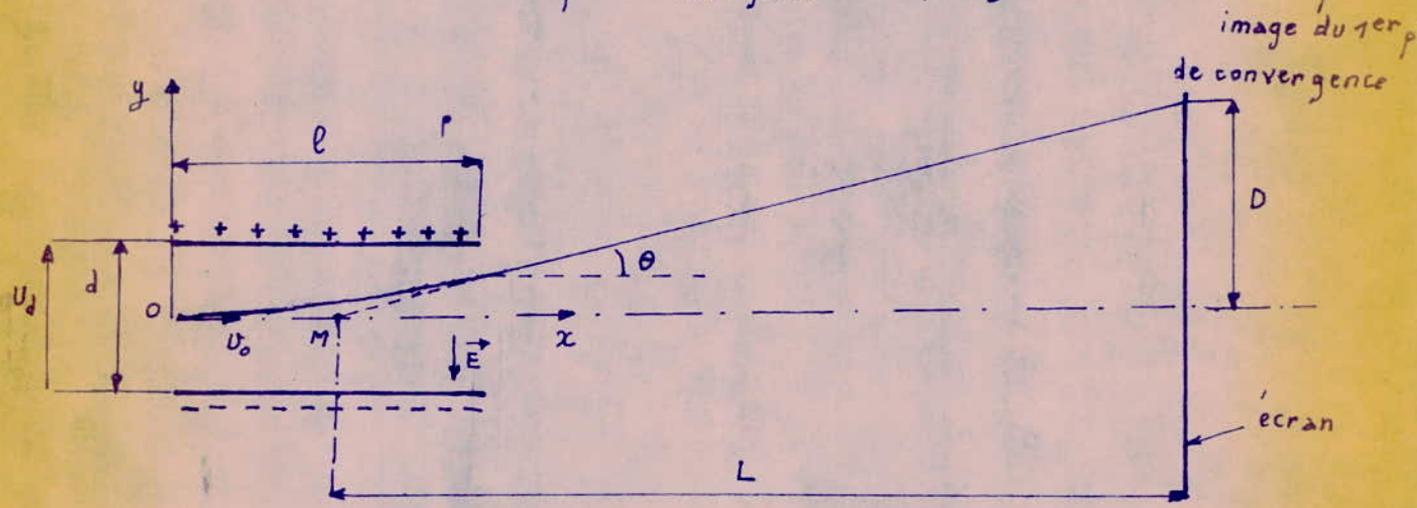
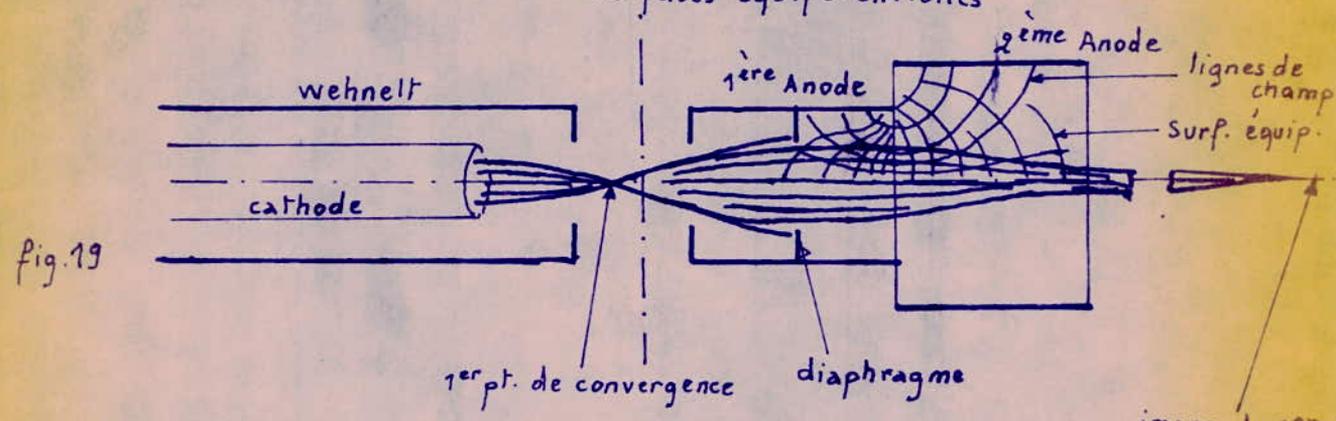
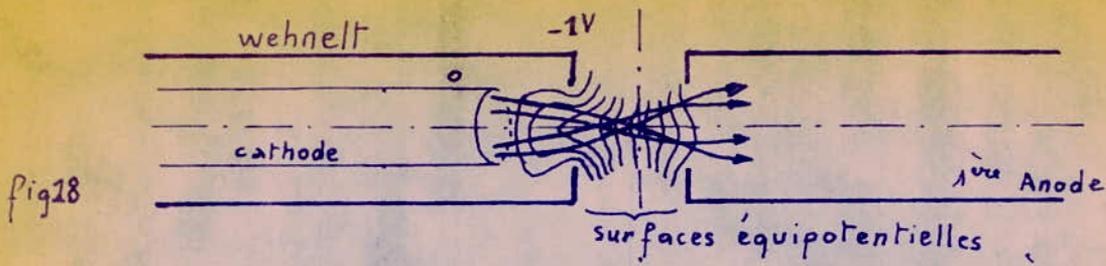


fig. 21

verticalement ou horizontalement ; c'est le réglage de cadrage vertical et horizontal.

B - LA SYNCHRONISATION :

Dans les bases de temps déclenchées, le spot lumineux ne parcourt l'écran que si une impulsion de démarrage de la dent de scie, n'est appliquée à l'entrée des circuits de balayage, contrairement à ce qui se passe pour le balayage relaxé qui évolue, même en l'absence de synchronisation. A la fin de son parcours le spot ne repart aussitôt, mais s'immobilise à gauche de l'écran, dans l'attente d'une autre impulsion de déclenchement. Présentons le schéma synoptique d'une synchronisation déclenchée (fig.22).

Concentrons notre étude dans cette partie sur les deux blocs importants de l'organe de synchro., et, qui sont l'inverseur de polarité et la bascule de Schmitt.

a. - Etage inverseur de polarité.

Pour déclencher la bascule Schmitt à partir des signaux positifs ou négatifs, un étage inverseur de polarité est indispensable le principe utilise le plus souvent un amplificateur différentiel (Fig23), comportant 2 transistors identiques, couplés par une résistance d'émetteur R_3 . L'attaque est réalisée sur les 2 bases selon la polarité de l'onde.

En considérant la figure 23 supposons que l'on veuille toujours obtenir des signaux positifs ou négatifs, à la sortie du montage aux bornes de R_4 , on a 2 possibilités :

- 1°) - Si on dispose de signaux négatifs, on attaquerait la base de T_2 , qui les amplifie avec un déphasage de 180° .
- 2°) - Si on dispose de signaux positifs, on attaquerait la base de T_1 . Ce transistor complé à T_2 par R_3 , va commander T_2 à partir de son circuit émetteur, on aura des signaux positifs en sortie.

Le schéma de la figure 24 donne une réalisation pratique d'un inverseur de polarité, dans lequel, les signaux de synchro. sont dirigés à l'aide de S_1 et S_2 sur la base de T_1 ou celle de T_2 selon la polarité du signal de synchro; de façon à disposer aux bornes de la charge de collecteur de T_2 , d'impulsion de déclenchement toujours positives. Quelquesoit le cas considéré, la base du transistor non excité par les signaux de synchro., se trouve relié par l'intermédiaire de S_1 ou S_2 au curseur du potentiomètre P_1 . par cette méthode on peut régler à l'aide de celui-ci la polarisation, le gain et l'amplitude des signaux de sortie afin de déplacer le point de basculement du Triggert de Schmitt.

a - 1 Calcul des éléments de l'Etage inverseur de polarité.

Considérons le montage de l'amplificateur différentiel, de l'inverseur de polarité, avec ses entrées e_1 et e_2 (Fig.25).

- Fonctionnement de ce circuit en amplificateur.

Portons alors les tensions e_1 et e_2 à la masse (fig.26). soient deux transistors T_1 et T_2 du même type NPN 2N719 et ayant les caractéristiques

$V_{BE} = 0,6 V, V_{CE} = 10 V, I_C = 10 mA, \beta = 35$

* Calcul de R_C :

$$U = R_C I_C + V_{CE} + V_{EB} \text{ entraine } R_C = \frac{U - V_{CE} - V_{EB}}{I_C} \text{ ou } R_C = \frac{U - (V_{CE} - V_{BE})}{I_C}$$

Prend une tension d'alimentation de $U = 16 V$

$$\text{Donc } R_C = \frac{15 - (10 - 0,6)}{10 \cdot 10^{-3}} = 560 \Omega$$

* Calcul de R_E

$$V_A - V_B = R_E (2I_C) - U_{EB} \text{ et } V_A - V_B = V_{EB} \text{ donc : } R_E = \frac{U - V_{BE}}{2 I_C}$$

$$\text{A.N : } R_E = \frac{15 - 0,6}{2 \cdot 10} = 720 \Omega$$

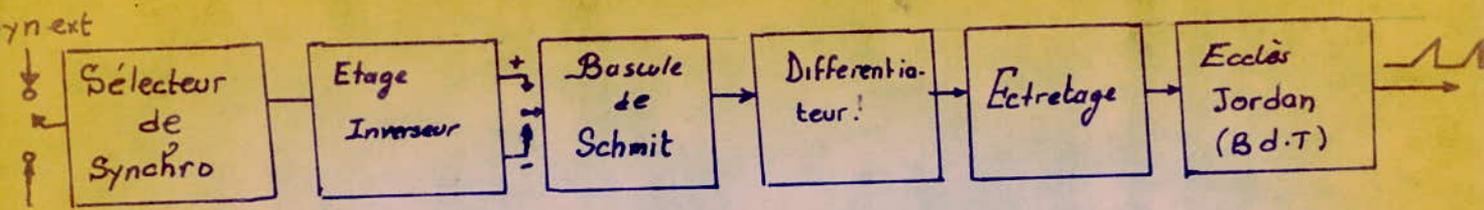


fig 22

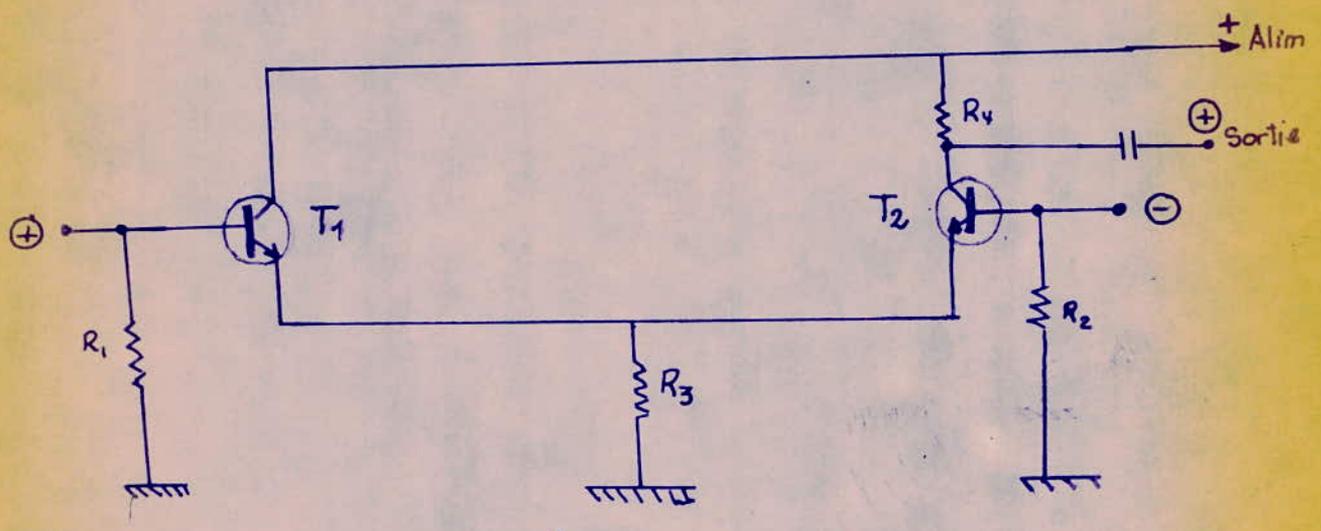


fig. 23

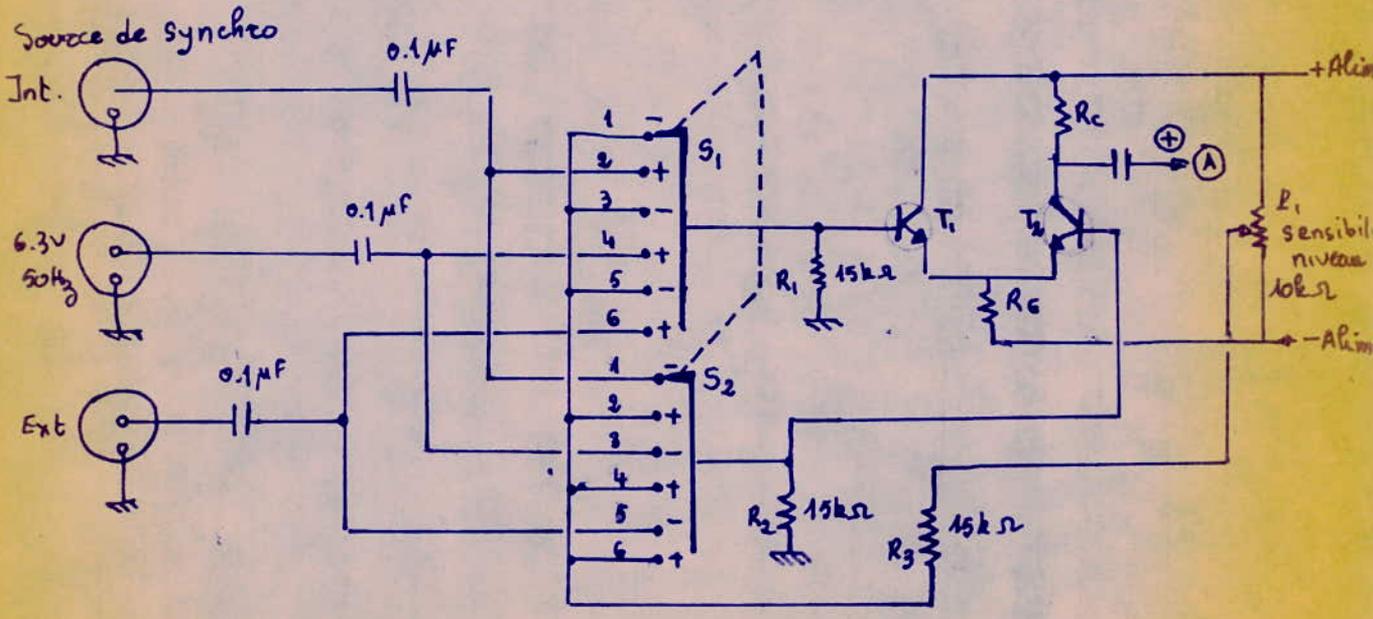


fig 24

On trouve finalement: $R_C = 560 \Omega$, $R_E = 720 \Omega$

on donne pour R_3 , R_4 , R_1 , P_1 les valeurs :

$R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 15k\Omega$, $R_3 = 15k\Omega$, $P_1 = 10k\Omega$

b - Bascule de Schmitt(ou Triggert de Schmitt)

Ici, on va rencontrer un circuit à 2 états stables. Ce montage constitué de 2 amplificateurs inverseurs, ressemble au circuit de la bascule classique bistable, il n'en diffère que par l'absence de couplage entre la sortie de T_4 , et l'entrée de T_3 . Ce montage est remplacé par le couplage créé par la résistance commune R_E (Voir Fig.27).

b - 1 - Fonctionnement du circuit.

R_S : Résistance interne de la source de tension $e(t)$, et C est la capacité d'accélération.

b - 1 - 1 Fonctionnement en amplificateur de gain fini(Fig.28a).

Si la tension d'entrée est suffisamment faible, T_3 sera bloqué, T_4 est alors conducteur, soit saturé; si on augmente $e(t)$, jusqu'à débloquent T_3 ($V_{BE3} = V_{BE4}$).

celui ci commence à conduire , à cet instant T_4 est encore passant, et, la sortie est $s(t) = U - R_{E2} I_{C2}$. la bascule amplifie avec un gain positif , et on a $s(t)$ qui croit avec la tension d'entrée. On a un blocage de T_4 quand V_{BE4} atteint une valeur convenable. Si on augmente encore $e(t)$, $s(t)$ reste égale à U.

b - 1 - 2 - Fonctionnement en amplificateur de gain infini.

Si on augmente le gain du circuit, par augmentation de R_{C1} , la pente de la courbe augmente et lorsque le gain devient infini, la pente sera verticale (Fig.28b) et le système commence à osciller.

b - 1 - 3 - Fonctionnement en oscillateur bistable.

Si on continue à augmenter R_{C1} , on croit cette fois-ci le gain en boucle ouvert de l'amplificateur.; comme on a une réaction par la résistance d'émetteur R_E et que la tension réinjectée à l'entrée de T_3 est de même sens que $e(t)$, Cette réaction sera positive, la courbe aura donc une pente négative(Fig28c).

b - 1 - 4 - :

Si on augmente $e(t)$ et qu'on dépasse la valeur de V_1 , le point de fonctionnement saute aussitôt en A, à la tension U , le même phénomène se présente mais en sens inverse lorsque on diminue $e(t)$ et qu'on descend en dessous de V_2 , le point de fonctionnement devient en B, on aura un phénomène d'hystérésis d'autant plus important que $V_1 - V_2$ est grand (Fig. 28 c, courbe en trait fin).

b - 1 - 5 - Forme de la tension de sortie(Fig29).

A la sortie du montage on aura des signaux rectangulaires comme l'indique la figure 29 b . la figure 29, représente l'évolution des tensions $s(t)$, fig.29b et $e(t)$ fig.29a . On remarque qu'on a la coïncidence entre le basculement des créneaux et le passage de $e(t)$ des seuils V_1 et V_2 .

b - 1 - 6 - Calcul des seuils de déclenchement V_1 et V_2 .

En considérant que le montage de la bascule de Schmitt , supposons que l'état initial, soit , T_3 bloqué et T_4 passant. Le schéma se réduit à un circuit simple qu'on veut encore simplifier à l'aide du théorème de Thévenin vu de B_2 et la masse.

on obtient la figure 30. telle que :

$$K = (r+R_{C1}) // R = \frac{(r+R_{C1}) R}{r + R_{C1} + R} ; \quad \gamma = \frac{R U}{R+R_{C1} + R}$$

.../...

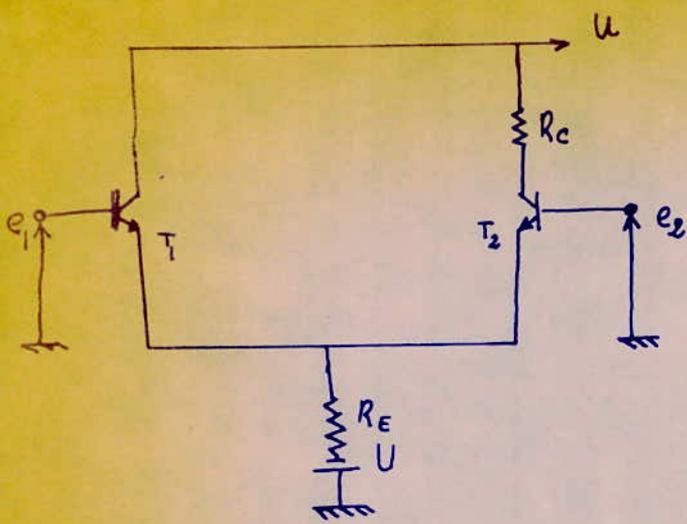


Fig. 25

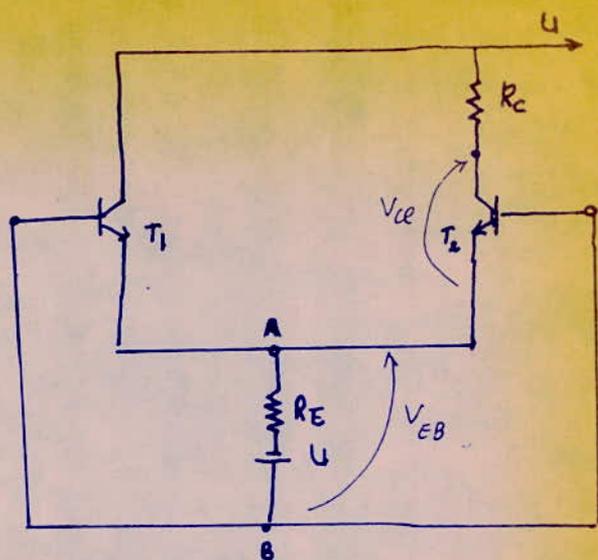


Fig. 26

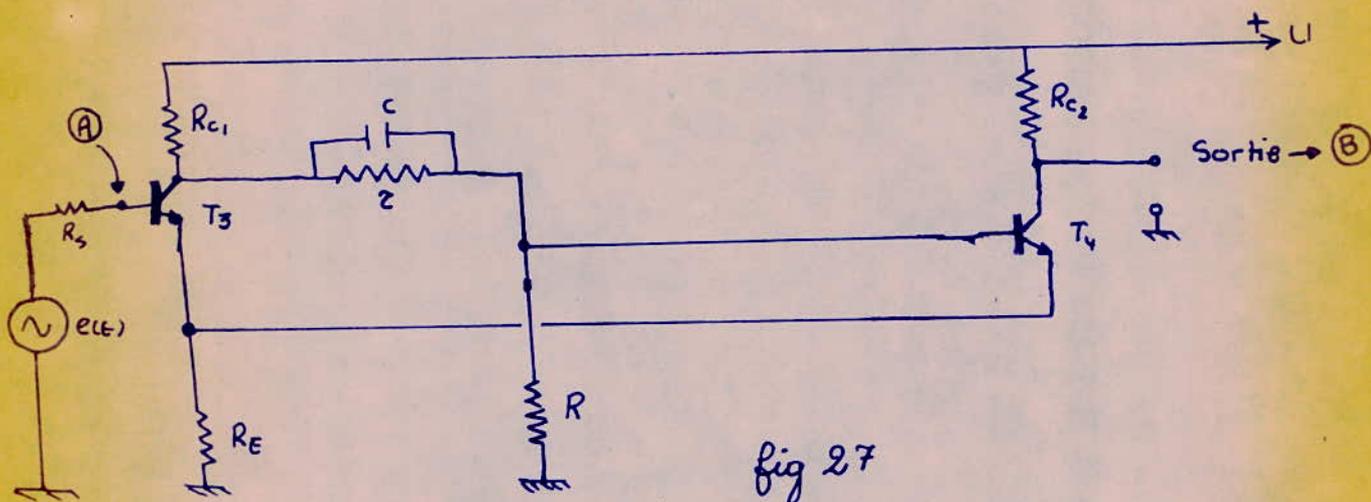
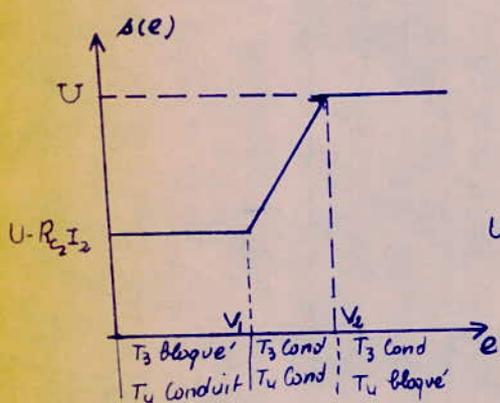
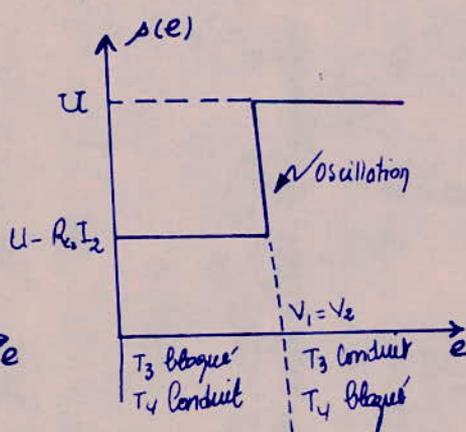


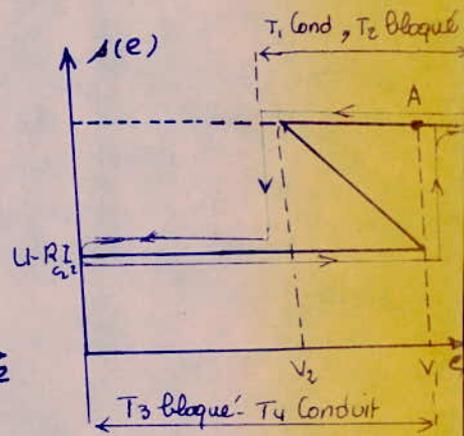
Fig. 27



-a-



-B-



-C-

Fig. 28

fig 29

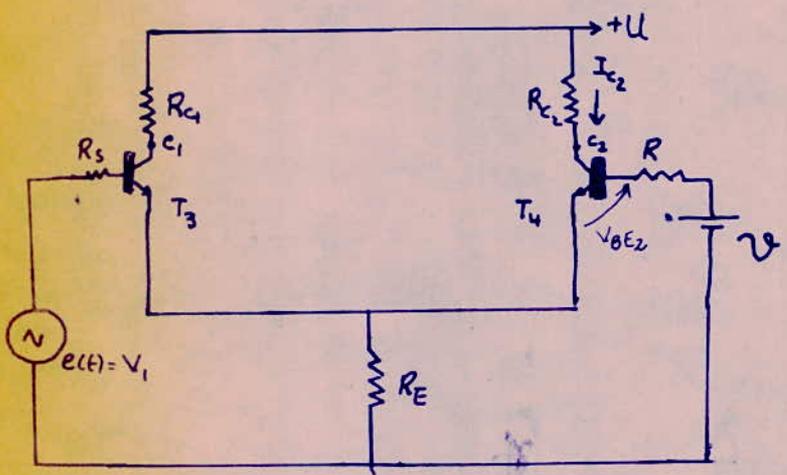
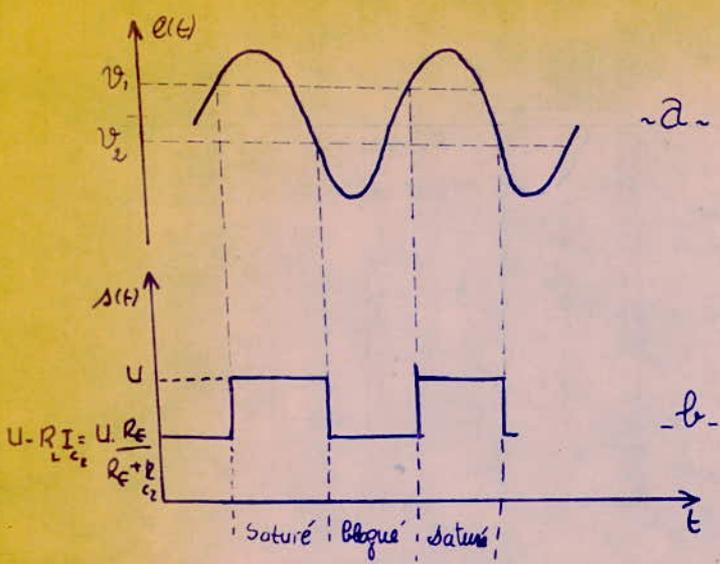


fig.31

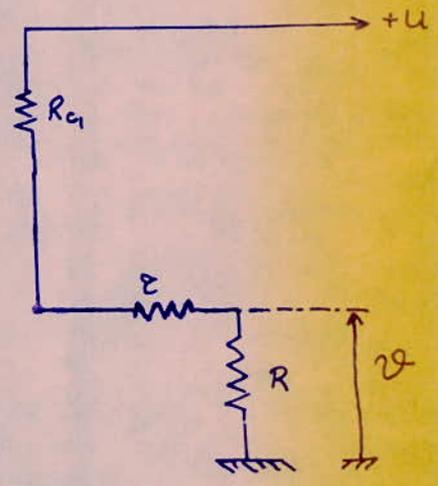


fig 30

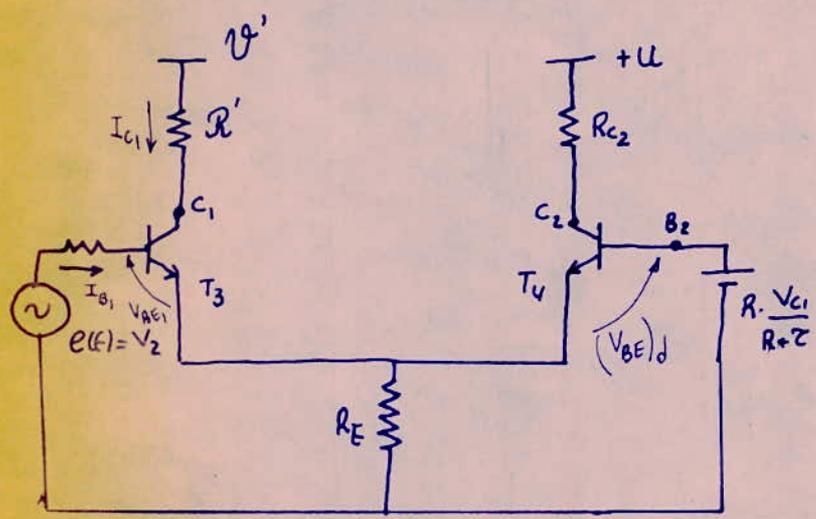


fig.33 a

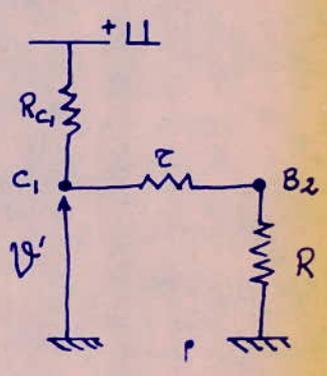


fig.32

Le schéma de montage devient (fig 31)
 T_4 étant passant ou conducteur, on a : X

$$I_{C2} = \beta I_{B2}, \quad I_E = I_{C2} + I_{B2} = (\beta + 1) I_{B2}$$

$$\text{Donc } V_E = R_E I_E = R_E (\beta + 1) I_{B2}.$$

Le circuit de base donne :

$$V_1 = R I_{B2} + V_{BE2} + V_E$$

$$\text{donc : } I_{B2} = \frac{V_1 - V_{BE2}}{R + (\beta + 1) R_E}$$

On augmente $e(t)$, jusqu'à la une valeur qui déblocue T_3 , donc:

$V_1 = V_E + (V_{BE})_d$ avec $(V_{BE})_d$: tension de déblocage de T_3 . Cette valeur

les 2 transistors conduisent, donc le seuil montant sera :

$$V_1 = (V_{BE})_d + (V_1 - V_{BE2}) \frac{(\beta + 1) R_E}{R + (\beta + 1) R_E}; \quad (R_S \text{ n'intervient pas})$$

- Approximation : Si $(\beta + 1) R_E \gg R$; $V_1 = (V_{BE})_d + V_{BE2}$

si T_1, T_2 sont au silicium. $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$; $(V_{BE})_d = 0,5 \text{ V}$, V_1 devient:

$$V_1 = 0,1 = \frac{R}{R + r + R_{C1}} U - 0,1$$

(Valeur indépendante de β , R_E , température et nature des transistors).

A la valeur de V_1 on a un 2ème état dans lequel on a un basculement, tel que T_3 devient conducteur ou saturé, et T_4 bloqué. Calculons de la même manière le circuit équivalent vu de C_1 et la masse par le théorème de Thévenin (Fig.32).

on obtient : $V_1' = \frac{(r+R) U}{R + r + R_{C1}}$; $R' = \frac{R_{C1} (r+R)}{R + r + R_{C1}}$

Le montage devient (fig.33a)

On diminue $e(t)$, jusqu'à la valeur de $e(t) = V_2$ à partir de laquelle T_4 commence à conduire, donc

$$V_{BE2} = (V_{BE})_d$$

Dans le circuit de T_3 , on a :

$$V_{B2} = (V_{BE})_d + R_E (I_{C1} + I_{B1}) \text{ avec } I_{C1} = \beta I_{B1}$$

On a aussi :

$$V_{C1} = V_1' - R' I_{C1}$$

.../...

on a une relation, entre V_2 et V_1 telle que $V_2 = \frac{R}{R+r} V_1$

Etant donné que :

$$V_{B2} = \frac{R}{R+r} V_{C1}, \text{ on combine entre ces equations, et on}$$

obtient :

$$I_{C1} = \frac{(V - (V_{BE})_d)}{R_E \frac{\beta+1}{\beta} + \frac{R}{R+r} R'}$$

Dans le circuit de T_3 , on a encore : $V_2 = R_S I_{B1} + V_{BE1} + R_E \frac{\beta+1}{\beta} I_{C1}$
 au moment du déblocage de T_4 .

En éliminant I_{B1} et remplaçant I_{C1} par sa valeur ; on obtient pour le seuil descendant $V_2 \approx$ la valeur ,

$$V_2 = V_{BE1} + (V - (V_{BE})_d) \frac{R_E}{R_E + \frac{R}{R+r} R'}$$

avec l'approximation : $\beta \gg 1$, $\frac{R_S}{\beta} \ll R_E$

b - 1 - 4 :

calcul des éléments du circuits et des seuils de déclenchement.
 Soit deux transistors T_3, T_4 , de caractéristiques :

$$(V_{CE})_{max} = 25 \text{ V}, \quad (I_C)_{sat} = 10 \text{ mA}, \quad (V_{CE})_{sat} = 0,3 \text{ V}, \quad (V_{BE})_{sat} = 0,7 \text{ V}$$

$\beta_F = 40$. et de type 2 N 3691, étant donné que : $U < (V_{CE})_{max}$, on prend alors :

une tension d'alimentation, qui est égale à $U = 15 \text{ V}$.

soit l'état 1, où T_3 est bloqué et T_4 saturé.

On obtient alors le schéma simplifié de la bascule de Schmitt (Fig.33b)

$$U = (R_{C2} + R_E) I_{C sat} + V_{CE sat}, \text{ on prend } R_E = \frac{R_{C2}}{3}, \quad U - V_{CE sat}$$

$$\text{donc : } U = 4 R_E I_{C sat} + (V_{CE})_{sat}, \text{ entraine : } R_E = \frac{U - V_{CE sat}}{4 I_C sat}$$

$$\text{A.N. : } R_E = \frac{15 - 0,3}{4 \times 10} = 0,37 \text{ k}\Omega \quad \text{on prend } R_E = 270 \Omega$$

- Calcul de R_{C2} :

$$R_{C2} = 3 R_E = 3 \times 0,37 = 10,1 \text{ k}\Omega, \text{ on prend :}$$

$$R_{C2} = 1 \text{ k}\Omega$$

.../...

- Calcul de R :

$$R i_4 = V_{BE \text{ sat}} + R_E I_{C \text{ sat}}, \text{ entraîne } R = \frac{V_{BE \text{ sat}} + R_E I_{C \text{ sat}}}{i_4}$$

- Calcul de r :

$$U = r i_3 + R i_4 \quad \text{ou} \quad U = r i_3 + V_{BE \text{ sat}} + R_E I_{C \text{ sat}}$$

$$U - V_{BE \text{ sat}} - R_E I_{C \text{ sat}}$$

$$\text{donc : } r = \frac{\quad}{i_3}$$

on prend en général : $i_3 > I_{B \text{ sat}}$, on prend : $i_3 = I_{B \text{ sat}} + 0,1 \text{ mA}$

$$\text{or : } i_3 = \frac{I_{C \text{ sat}}}{\beta_f} + 0,1 = \frac{10}{40} + 0,1 \text{ mA} = 0,35 \text{ mA}$$

mais : $i_4 = i_3 - I_{B \text{ sat}} = 0,35 - 0,25 = 0,1 \text{ mA}$. donc :

$$r = \frac{15 - 0,7 - 3,7}{0,35} = 30,3 \text{ k}\Omega, \quad R = \frac{0,7 + 3,7}{0,1} = 44 \text{ k}\Omega$$

on prend : $r = 27 \text{ k}\Omega$, $R = 39 \text{ k}\Omega$,

Vérifions si T_4 sera bloqué à l'état 2 c'est à dire, T_3 saturé , T_4 bloqué .
on obtient le schéma de la figure 34.

$$\text{on a : } V_{C1} = V_{CE \text{ sat}} + R_E I_{C \text{ sat}} \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{V_{C1}}{r + R}$$

$$R i_2 = V_{BE 2} + R_E I_{C \text{ sat}} \quad \text{entraîne} \quad V_{BE 2} = R i_2 - R_E I_{C \text{ sat}}$$

$$\text{on remplaçant } i_2 \text{ par sa valeur, il vient que : } V_{BE 2} = R \frac{V_{C1}}{r + R} - R_E I_{C \text{ sat}}$$

on portant la valeur de V_{C1} dans celle de $V_{BE 2}$:

$$V_{BE 2} = R \frac{V_{CE \text{ sat}} + R_E I_{C \text{ sat}}}{r + R} - R_E I_{C \text{ sat}}$$

... ..

A.N. :

$$V_{BE 2} = 39 \frac{0,3 + 2,7}{39 + 27} = 3,7 = 0,93 \text{ W}$$

donc T_4 est bien bloqué.

.../...

montrons bien que le courant qui passe dans la résistance r, est faible.

on a :
$$i_2 = \frac{V_{C1}}{r + R} = \frac{V_{CE\text{ sat}} + R_E I_{C\text{ sat}}}{r + R} = \frac{0,3 + 2,7}{3,9 + 27} = 0,045 \text{ mA.}$$

Cette valeur de i_2 est inférieure à $I_{C\text{ sat}}$ donc : $i_1 \approx I_{C\text{ sat}}$

- Calcul de R_{C1} :

$$U = R_{C1} + V_{CE\text{ sat}} + R_E I_{C\text{ sat}} \text{ entraîne : } R_{C1} = \frac{U - V_{CE\text{ sat}} - R_E I_{C\text{ sat}}}{I_{C\text{ sat}}}$$

A.N. :
$$R_{C1} = \frac{15 - 0,3 - 2,7}{10} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

on prend : $R_{C1} = 1 \text{ k}\Omega$ (Valeur normalisée)

- Calcul des seuils V_1 et V_2 :

* Calcul de V_1 :

$$V_1 = U \frac{R}{R + R_{C1} + r} - 0,1$$

A.N. :
$$V_1 = \frac{39 \times 15}{39 + 27 + 1} - 0,1 = 8,63 \text{ V.}$$

* Calcul de V_2 :

$$V_2 = V_{BE1(\text{sat})} + (V_{BE1(\text{deb.})} - V_{BE1(\text{sat})}) \frac{R_E}{R_E + \frac{R}{R+r} R'}$$

avec
$$V = U \frac{R}{r + R + R_{C1}} \text{ et } R' = R_{C1} // (r+R)$$

A.N. :
$$R' = \frac{R_{C1} (r+R)}{r + R + R_{C1}} = \frac{1 \times (27+39)}{27 + 39 + 1} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$V = \frac{39 \times 15}{39 + 27 + 1} = 8,73 \text{ V}$$

.../...

finalement :

$$V_2 = V_{BE1(sat)} + (V_{BE1(deb.)} - V_{BE1(sat)}) \frac{R_E}{R_E + \frac{R}{R+r}}$$

A.N. :

$$V_2 = 0,7 + (8,73 - 0,5) \frac{0,27}{0,27 + 0,6} \quad \text{donc } V_2 = 3,25 \text{ V.}$$

c - Circuit différentiateur et écrêteur.

Ceux-ci sont déclenchés immédiatement, après la bascule de Schmitt, comme l'indique la figure 35.

c - 1. Etude du circuit différentiateur (fig. 36).

c - 1 - 1. Durée de l'impulsion :

Le courant dans la capacité est :

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt}$$

Etudions le circuit dérivateur, par exemple attaqué par un créneau négatif d'amplitude - U; en a :

$$u = \frac{1}{C} \int i_c dt + Ri_c \quad (1), \quad \text{mais } v = Ri_c \quad (2)$$

En dérive l'équation (1) : $0 = \frac{1}{C} i_c + R \frac{di_c}{dt}$ entraîne $\text{Log} \frac{i_c}{K} = -\frac{1}{RC}t$,

Ce qui nous donne : $i_c = K e^{-\frac{t}{RC}}$, à $t = 0$, $i_c = -I_0$ entraîne, $K = -I_0$

Donc : $v(t) = -RI_0 e^{-\frac{t}{RC}}$ avec $-RI_0 = -E$.

Or : $v(t) = -E e^{-\frac{t}{RC}}$ avec $\tau = \text{durée de l'impulsion} = RC$.

Finalement : $v(t) = -E e^{-\frac{t}{\tau}}$

c - 1 - 2. Calcul de la constante de temps : τ

On trouve : $\tau = RC = 4,7 \cdot 10^3 \times 62 \cdot 10^{-12} = 291 \text{ ns.}$

Donc, les créneaux (recueillis sur le collecteur de T_4), une fois différenciés, sont ensuite écartés par la diode 1N251, pour donner uniquement des impulsions négatives de durée $\tau = 291 \text{ ns}$, capables d'attaquer, le bistable de commande faisant suite à ce circuit.

C - Etude DE LA BASE DE TEMPS.

Dans cette partie, consacrons notre étude, sur une base de temps déclenchée fréquemment utilisée en oscilloscopie, et, servant efficacement pour l'observation d'un phénomène quelconque.

.../...

Cette base de temps utilise, soit un monostable (univibrateur), soit le plus souvent, un bistable (Eclès - Jordan ou bascule de Schmitt), servant comme organe essentiel pour la génération des signaux en dents de Scie.

Proposons nous, d'examiner le principe fondamental du fonctionnement d'un bistable (ou bascule) du type Eclès - Jordan, ~~xxx~~ qu'on a adopté pour notre système de balayage (fig. 37).

C'est un circuit à 2 états stables qui délivre un signal de sortie carré, lorsque les impulsions de commande sont appliquées à l'entrée. Un cycle complet de signal de sortie est obtenu après 2 impulsions d'entrée.

a - Fonctionnement.

Etat 1 : T₅ bloqué, T₆ saturé.

Etat 2 : si on applique, une impulsion positive sur la base de T₅ bloqué, celui-ci devient conducteur; donc sa tension collecteur diminue. Cette diminution va affecter le potentiel de base de T₆, grâce au pont diviseur (r₁, R₂), ce qui tend à rendre T₆ moins conducteur. Son potentiel collecteur va remonter, ainsi que celui de la base de T₅ par le pont (r₂, R₁). Ceci va faire conduire davantage T₅. Ainsi ce phénomène se poursuit rapidement et cumulativement jusqu'à ce que T₆ se bloque. On aura un 2ème état où T₅ sera saturé ou conducteur et T₆ bloqué, le système rebasculera à son état initial, si l'on excite une 2ème fois la base de T₆ par une autre impulsion positive.

b - caractéristique de ce montage.

b - 1. Tension U : Lorsqu'un transistor est bloqué, U est choisie de façon que : $U < V_{CE\ max.}$

b - 2. Résistance R_C : R_C est choisie de façon que $I_C < I_{C\ max.}$, et que $V_{CE} I_C$ (puissance dissipée) < courbe de dissipation maximale.

b - 3. r₁, R₂, - V : Leur valeur doit être telle que la tension du 1er transistor bloqué ($V_{CE} = U$) puisse rendre passant l'autre transistor, par le pont (r₁, R₂, - V). On doit aussi vérifier que le pont (r₂, R₁, - V) conduit alors à une tension base - émetteur qui bloque le 1er transistor.

Remarque : Le montage mentionné ci-dessus peut être un montage symétrique dans lequel r₁ = r₂ ; R₁ = R₂ ; R_{C1} = R_{C2} ; T₅, T₆ identiques.

a - Calcul des deux états d'une bascule.

Soient les transistor ayant les caractéristiques données par le constructeur : $V_{CE\ max.}$, $I_{C\ max.}$, $V_{CE\ sat.}$, $V_{BE\ sat.}$, β .

Comme $U < V_{CE\ max.}$, on prend : U, - V, I_{C sat.}, telles que $U = V = \frac{V_{CE\ max.}}{2}$

et $I_{C\ sat.} = \frac{I_{C\ max.}}{2}$. Le montage est symétrique. Soit l'état : T₅ bloqué, T₆ saturé.

a - 1. Calcul de r, R, R_C (fig. 38).

on a :
$$I_{B2\ sat.} = \frac{I_{C2\ sat.}}{\beta}$$

- Calcul de R_C : la figure ci-contre (fig. 38), donne :

$$U - V_{CE\ 2\ sat.} = R_C I_{C\ 2\ sat.}$$
 entraine :
$$R_C = \frac{U - V_{CE\ 2\ sat.}}{I_{C\ 2\ sat.}}$$

.../...

- Calcul de r, R :

On a :
$$R = \frac{V_{BE2 \text{ sat.}} + V}{i_4} \quad \text{et} \quad r = \frac{U - V_{BE2 \text{ sat.}}}{i_3}$$

$i_3 = i_4 + I_{B2 \text{ sat.}}$ On prend i_3 , telles que : $I_{B2 \text{ sat.}} < i_3 < I_{C2 \text{ sat.}}$,
Car il doit être très faible devant $I_{C2 \text{ sat.}}$.

Donc $i_3 = I_{B2 \text{ sat.}} + i_4 = I_0$ entraîne $i_4 = I_0 - I_{B2 \text{ sat.}} = I_1$

Finalement :
$$R = \frac{V_{BE2 \text{ sat.}} + V}{I_1}, \quad r = \frac{U - V_{BE2 \text{ sat.}}}{I_0}$$

c - 2. - Une fois calculé les éléments du bistable, vérifions l'état de la bascule. On a toujours T_5 bloqué, T_6 saturé.

* Vérifions si les valeurs de r, R, - V bloquent T_5 . Sur la figure 39, on a l'équation :

$$-V + (r + R) i_2 - V_{CE2 \text{ sat.}} = 0 \quad \text{donc} \quad i_2 = \frac{V + V_{CE2 \text{ sat.}}}{r + R}$$

Mais $V_{BE1} = -r i_2 + V_{CE2 \text{ sat.}}$ entraîne :
$$V_{BE1} = -\frac{r}{r + R} (V + V_{CE2 \text{ sat.}}) + V_{CE2 \text{ sat.}} < 0$$

Donc T_5 est bloqué.

Vérifions que T_6 est saturé.

$i_1 = i_2 + I_{C2 \text{ sat.}}$, $i_1 = \frac{U - V_{CE2 \text{ sat.}}}{R_C}$ Entraîne : $I_{C2 \text{ sat.}} = i_1 - i_2$

donc : $I_{C2 \text{ sat.}} = \frac{U - V_{CE2 \text{ sat.}}}{R_C} - \frac{V + V_{CE2 \text{ sat.}}}{r + R}$ entraîne que T_6 est

saturé.

* Vérifions que les valeurs (r, R, - V)aturent T_6 .

Calculons $I_{B2 \text{ sat.}}$ (fig. 38)

On a : $I_{B2 \text{ sat.}} = i_3 - i_4$, $i_3 = \frac{U - V_{BE2 \text{ sat.}}}{r + R_C}$, $i_4 = \frac{V_{BE2 \text{ sat.}} + V}{R}$,

Donc $I_{B2 \text{ sat.}} = \frac{U - V_{BE2 \text{ sat.}}}{R_C + r} - \frac{V + V_{BE2 \text{ sat.}}}{R}$

$\frac{R}{r} = \frac{I_{C2 \text{ sat.}}}{I_{B2 \text{ sat.}}} < B_{\text{normal}}$ entraîne T_6 est saturé.

.../...

Sur la figure 40 on a :

$$V_{CE1} = V_{BE2 \text{ sat.}} + r i_3 \quad \text{avec } i_3 = \frac{U - V_{BE2 \text{ sat.}}}{r + R_G} \quad , \quad \text{entraîne :}$$

$$V_{CE1} = \frac{r}{r + R_G} (U - V_{BE2 \text{ sat.}}) + V_{BE2 \text{ sat.}}$$

d - Augmentation de la vitesse de basculement.

Cette vitesse est augmentée par l'insertion de deux capacités C et C' telle que C = C', en parallèles avec les deux résistances r. Ceci permet un passage rapide d'un état à l'autre de la bascule. Lorsqu'un signal de déclenchement est appliqué à l'entrée du montage.

d - 1. Temps de basculement :

C'est le temps qui sépare l'instant où est appliquée l'impulsion et celui où la bascule a changé d'état et s'en est consolidée. Ce temps est résumé par le diagramme suivant (fig. 41).

d - 2. Valeur des capacités d'accélération.

On prendra :

$$C = C' = \frac{RC_e}{r} \quad , \quad \text{pour que l'impulsion soit transmise sans}$$

déformation; C_e : Capacité d'entrée du transistor passant.

d - 3. Fréquence maximale de fonctionnement.

Celle-ci est donnée par :

$$f_{\text{max.}} = \frac{1}{T} \quad \text{avec } T \approx 3 \tau \quad \text{où } \tau = C \frac{r \cdot R}{r + R}$$

τ : Constante de temps associée au déplacement des charges des capacités C et C', donc :

$$f_{\text{max.}} = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{R} \right) \quad \text{avec } C = \frac{R \cdot C_e}{r}$$

Si $f_{\text{max.}}$ augmente, r , R, C diminuent, ~~mais~~ (C diminue si C_e diminue), d'où l'intérêt d'utiliser des transistors rapides à faible capacité d'entrée C_e .

Remarque : Il est impossible de déclencher la bascule, si la fréquence de récurrence est supérieure à $f_{\text{max.}}$.

e - Schéma d'une bascule de commande et d'un système de balayage déclenché (fig. 42).

e - 1. Commentaire du circuit.

Ce montage utilise, un bistable Ecclès-Jordan de commande destiné à être déclenché par des impulsions négatives, appliqués au point (B), et d'un circuit de balayage constitué par une source à courant constant (T_7), par une "porte" (T_8) ayant pour rôle de décharger rapidement la capacité C, d'un étage de sortie (T_9), et d'un potentiomètre P_1 placé sur l'émetteur de T_9 , permettant de débloquent la diode D_2 ,

.../...

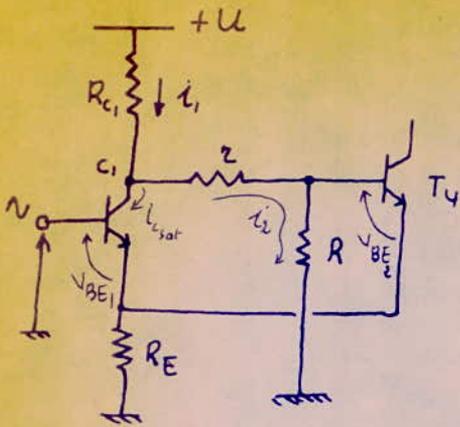


Fig. 34

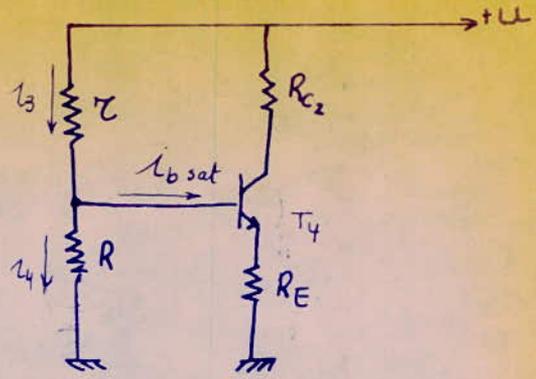


Fig. 33 b

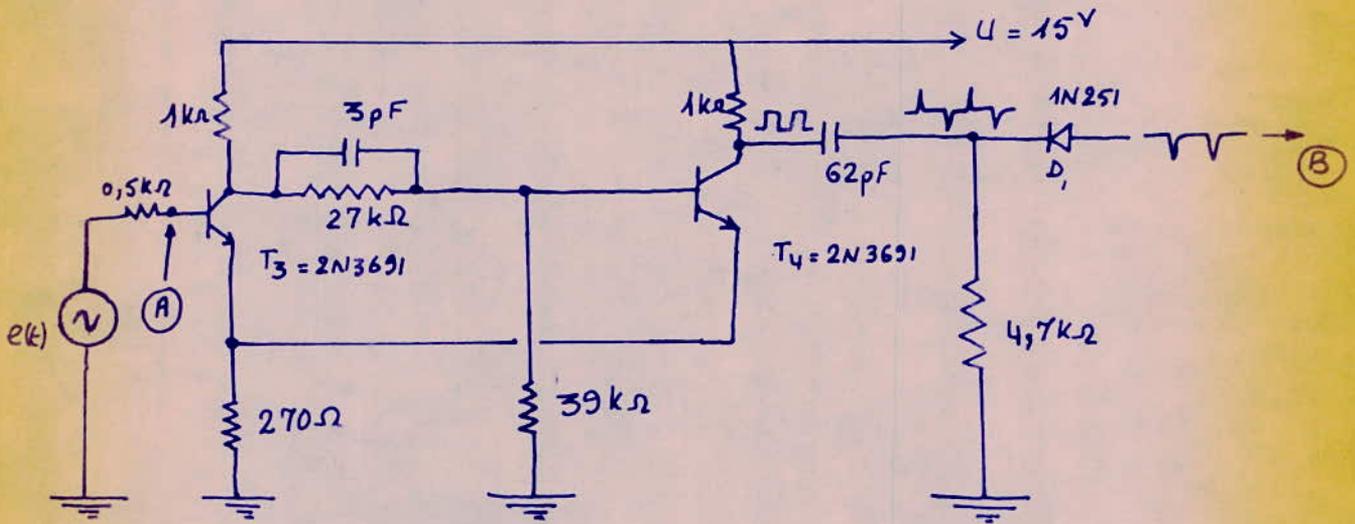


Fig. 35

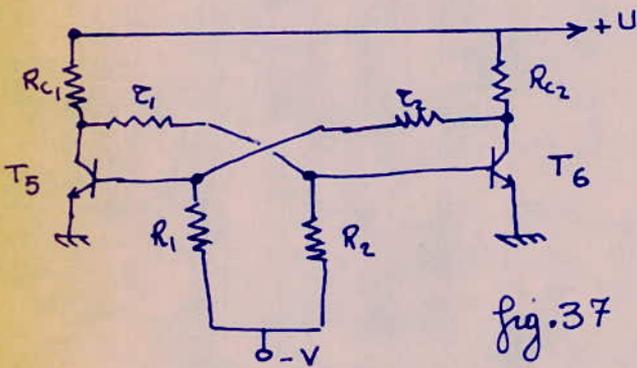


Fig. 37

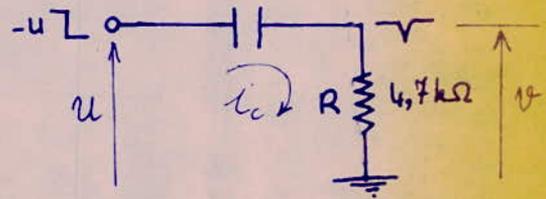


Fig. 36

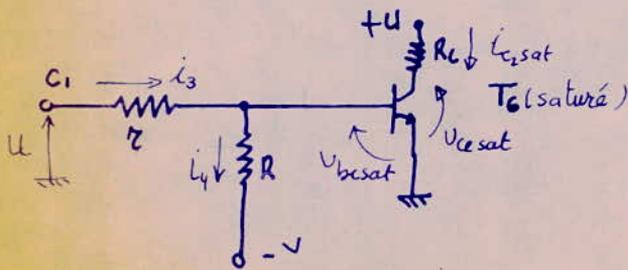


Fig. 38

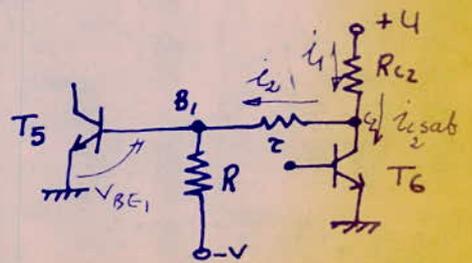


Fig. 39

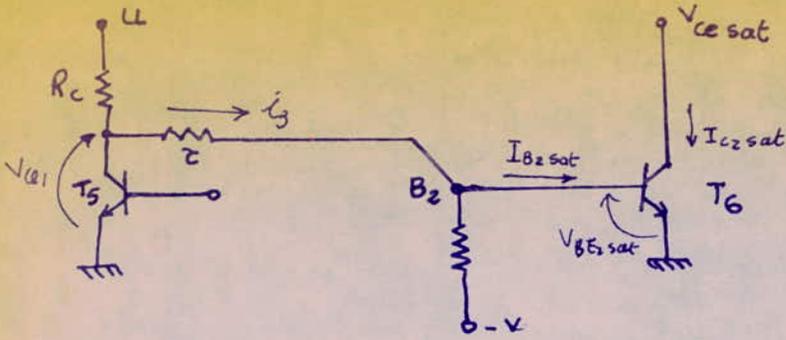


fig. 40

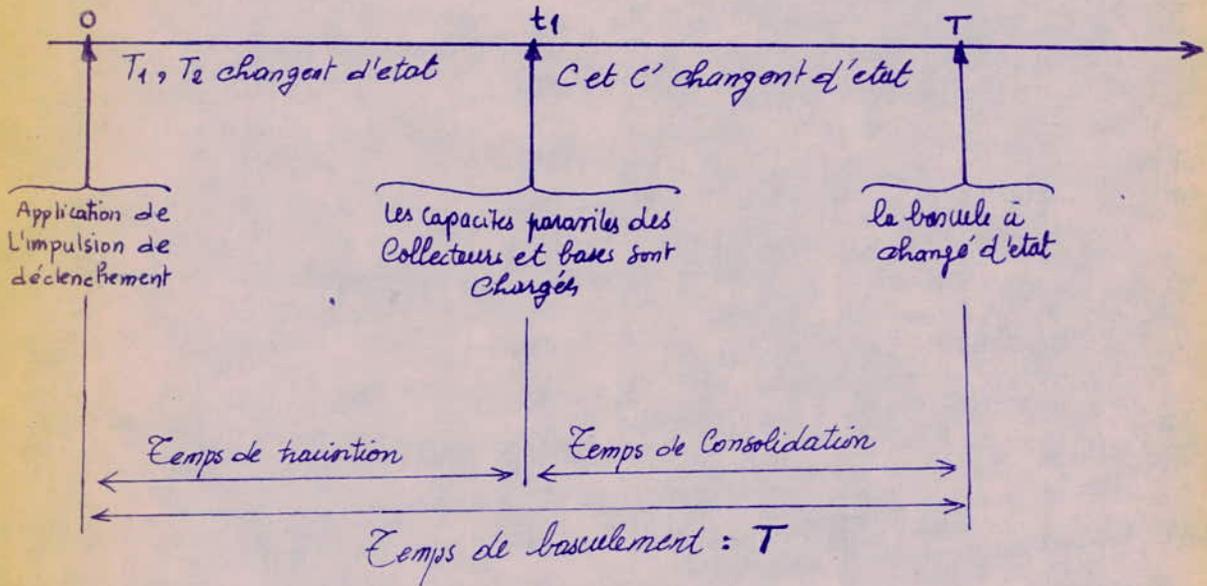


fig. 41

Schéma d'une bascule de commande et de système de balayage.

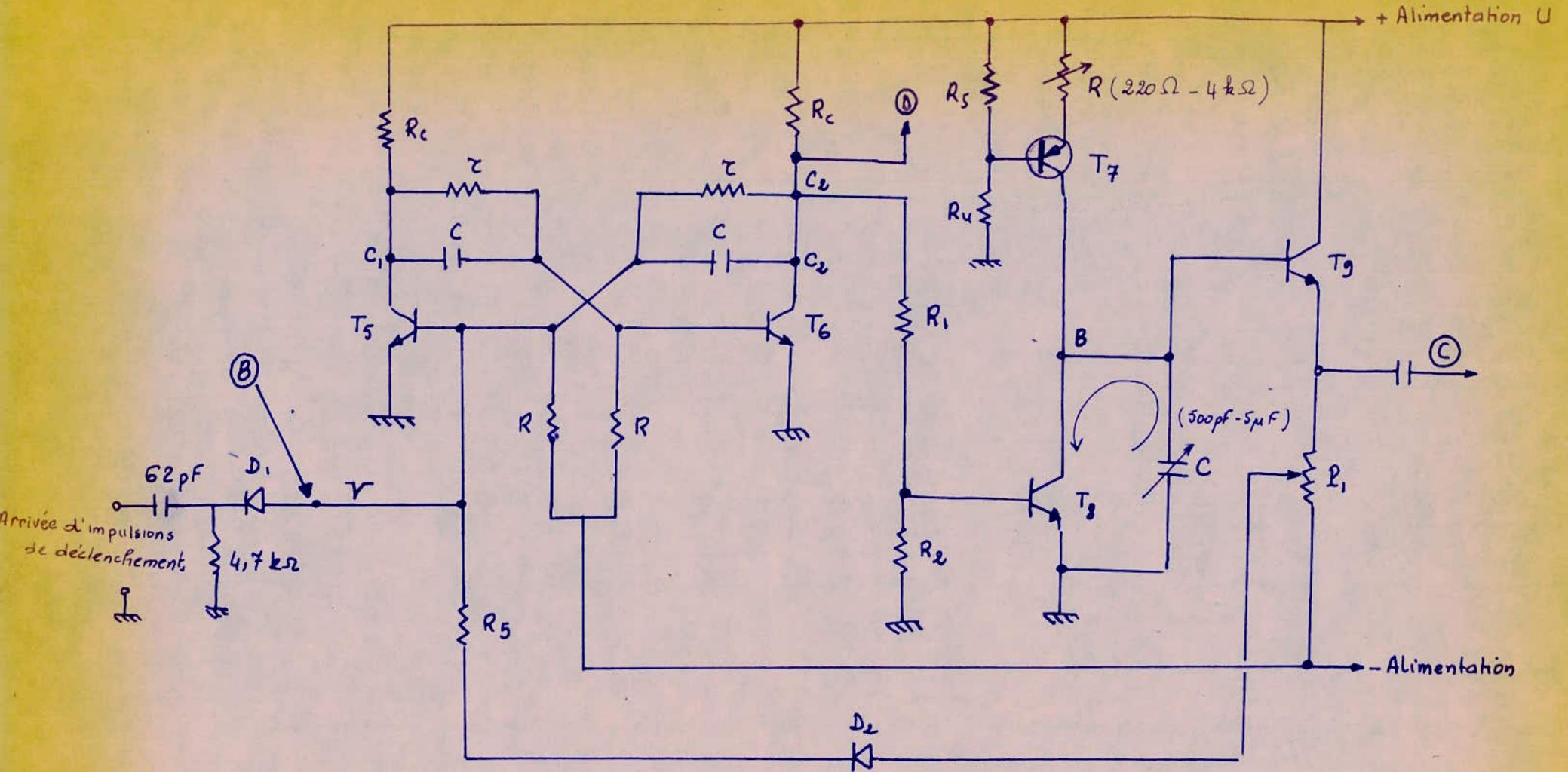


fig. 42

pour la transmission d'une impulsion positive, en fin de balayage, sur la base de T_5 , afin de rebasculer l'Ecclès-Jordan, à son état initial.

Supposons au départ que T_5 est saturé et T_6 bloqué. A ce moment T_8 est conducteur et le condensateur C est déchargé.

Envoyons une impulsion négative de déclenchement sur la base de T_5 , au point (B). Le bistable va basculer, et, par conséquent le potentiel de collecteur de T_6 va descendre, diminuant ainsi le potentiel de base de T_8 , par le pont (R_1, R_2); T_8 se bloquant, voit son potentiel augmenter. C va donc se charger, à travers T_7 , à une vitesse dépendant de la valeur de R'. Cette charge va s'effectuer linéairement, jusqu'à ce que la tension de base de T_9 , atteigne celle appliquée à la diode D_2 par l'intermédiaire du potentiomètre P_1 . La diode devenant conductrice, va appliquer une impulsion positive sur la base de T_5 , faisant rebasculer le bistable à son état initial, juste à la fin du balayage; T_6 redevenant bloqué, va amener une décharge instantanée du condensateur C, à travers T_8 de nouveau conducteur.

e - 2. Chronogramme des tensions (voir figure 43).

Ce diagramme montre les différentes étapes servant à l'obtention des signaux en dents de scie.

Etant donné, que la bascule de Schmitt est commandée par des signaux de polarité positive dans le circuit de synchronisation, on obtient sur le collecteur de son étage de sortie des signaux de forme rectangulaire (diagramme (1)), de période égale à celle du signal de commande. Ces signaux une fois différenciés (diagramme (2)) et écrêtés (diagramme (3)), donneront des tops de synchronisation de polarité négative qui déclencheront périodiquement la bascule de commande Ecclès-Jordan; or, chaque top qui se présentera à son entrée, basculera toujours, celle-ci, à partir du même état. Ceci va donc imposer une période des signaux obtenus à la sortie de la bascule (diagramme (4)), égale à celle aussi du signal de commande ou des tops de synchro. En conséquence la période de récurrence T_r des signaux de balayage (diagramme (5)) sera la même.

- Vitesse de balayage.

La durée du balayage t_p ou vitesse de balayage est réglée en agissant sur la constante de temps $\tau = RC$, donc sur la résistance R ou sur la capacité C, car, il y a autant de condensateur C, que de gammes.

C'est ainsi tous les oscilloscopes sont pourvus d'un commutateur permettant de varier la vitesse de balayage mesurée en (temps / cm) dans une certaine gamme.

é - 3. Calcul des éléments du bistable de commande ($T_5 - T_6$).

Soient 2 transistors ($T_5 - T_6$) du type BCW 94, ayant les caractéristiques:

$$V_{CE \text{ max.}} = 40V, \quad I_{C \text{ max.}} = 400mA, \quad \beta_{\text{min.}} = 70, \quad I_{C \text{ sat.}} = 50 \text{ mA},$$

$$I_{B \text{ sat.}} = 5mA, \quad V_{CE \text{ sat.}} = 0,25V, \quad V_{BE \text{ sat.}} = 0,95V, \quad C_e = 20pF, \quad U < V_{CE \text{ max.}}$$

.../...

e - 3 \pm 1. - Calcul de l'alimentation U :

On sait que : $U < V_{CE \text{ max.}}$, pour cela, on prend : $U = 15 \text{ V.}$

Soit l'état 1 où T_5 est bloqué et T_6 saturé. On a :

$$U = R_C I_{C2 \text{ sat.}} + V_{CE2 \text{ sat.}} \text{ entraîne : } R_C = \frac{U - V_{CE2 \text{ sat.}}}{I_{C2 \text{ sat.}}}$$

A. N :
$$R_C = \frac{15 - 0,25}{50} = 295 \Omega$$

- Calcul de r et R.

On sait que (§c-1) :

$$R = \frac{V_{BE2 \text{ sat.}} + V}{i_4} ; r = \frac{U - V_{BE2 \text{ sat.}}}{i_3} \text{ avec } i_3 = i_4 + I_{B2 \text{ sat.}}$$

Tel que : $I_{B2 \text{ sat.}} < i_3 < I_{C2 \text{ sat.}}$ entraîne : $5 \text{ mA} < i_3 < 50 \text{ mA}$, on prend $i_3 = 6 \text{ mA}$,

ce qui donne : $i_4 = 6 \text{ mA} - 5 \text{ mA} = 1 \text{ mA}$.

A. N :
$$R = \frac{0,95 + 15}{1} = 15,95 \text{ k} \Omega ; r = \frac{15 - 0,95}{6} = 2,34 \text{ k} \Omega$$

- Vérifions que les valeurs : r, R, R_C , V bloquent bien T_5 à l'état 1.

D'après les calculs du paragraphe précédent (§c-2) :

$$V_{BE1} = \frac{r}{r + R} (V + V_{CE2 \text{ sat.}}) + V_{CE2 \text{ sat.}}$$

A. N :
$$V_{BE1} = \frac{2,34}{2,34 + 15,95} (15 + 0,25) + 0,25 = -1,7 \text{ V, donc } T_5 \text{ est bloqué.}$$

- Vérifions que les valeurs de r, R, R_C : V, saturent bien T_6 à l'état 1.

D'après le § c-2, on a :

$$I_{C2 \text{ sat.}} = i_1 - i_2 = \frac{U - V_{CE2 \text{ sat.}}}{R_C} - \frac{V + V_{CE2 \text{ sat.}}}{r + R}$$

$$I_{B2 \text{ sat.}} = i_3 - i_4 = \frac{U - V_{BE2 \text{ sat.}}}{r + R_C} - \frac{V + V_{BE2 \text{ sat.}}}{R}$$

A. N :
$$I_{C2 \text{ sat.}} = \frac{15 - 0,25}{0,295} - \frac{15 + 0,25}{2,34 + 15,95} = 49,16 \text{ mA.}$$

$$I_{B2 \text{ sat.}} = \frac{15 - 0,95}{2,34 + 0,295} - \frac{15 + 0,95}{15,95} = 4,33 \text{ mA.}$$

- Calcul de β_F :

$$\beta_F = \frac{I_{C2 \text{ sat.}}}{I_{B2 \text{ sat.}}} = \frac{49,16}{4,33} = 11,35 < 70.$$

.../...

On voit que la condition de saturation du transistor ($\beta_f \ll \beta_{min}$) est vérifiée, donc T_6 est bien saturé à l'état 1.

e - 3 - 2. Calcul de C et C' :

On sait que :

$$C = C' = \frac{RC_0}{r} \quad , \quad \text{avec } C_0 : \text{Capacité d'entrée du transistor,}$$

A. N :

$$C = C' = 15,95 \frac{20}{2,34} = 136 \text{ pF.}$$

- Calcul de la fréquence maximale :

$$f_{max.} = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{R} \right) = \frac{10^{12}}{136} \left(\frac{1}{2,34} + \frac{1}{15,95} \right) \frac{1}{10^3}$$

$$f_{max.} = 3,6 \text{ MHz.}$$

$f_{max.}$ est la fréquence supérieure de basculement du bistable ; cette est toujours plus grande que celle des impulsions du déclenchement, sinon le basculement ne se produit pas.

e - 4. Calcul des éléments du circuit de balayage (T_7, T_8, T_9).

- Supposons l'état où T_6 est bloqué. On obtient le schéma de la figure 44.

On prend le même type de transistor pour T_8 de caractéristiques : (BCW94).

$$V_{CE \text{ max.}} = 40 \text{ V.} \quad I_{C \text{ max.}} = 400 \text{ mA} \quad , \quad \beta_{min} = 70 \quad ; \quad I_{C \text{ sat.}} = 50 \text{ mA.}$$

$$I_{B \text{ sat.}} = 5 \text{ mA} \quad ; \quad V_{CE \text{ sat.}} = 0,25 \text{ V} \quad , \quad V_{BE \text{ sat.}} = 0,95 \text{ V} \quad ; \quad \text{on prend } U = 15 \text{ V.}$$

$$\text{On a : } V = R_2 i_4 \quad , \quad \text{entraîne : } R_2 = \frac{V_{BE \text{ sat.}}}{i_4}$$

$$\text{On sait que : } I_{B \text{ sat.}} < i_3 < I_{C \text{ sat.}} \quad , \quad \text{entraîne : } 5 \text{ mA} < i_3 < 50 \text{ mA.}$$

$$\text{On prend : } i_3 = 6 \text{ mA} \quad , \quad i_3 = i_4 + I_{B \text{ sat.}} \quad \text{entraîne : } i_4 = 6 - 5 = 1 \text{ mA.}$$

$$\text{Donc : } R_2 = \frac{0,95}{1} = 950 \text{ } \Omega$$

$$\text{Calculons } R_1 : \quad R_1 = \frac{U - V_{BE \text{ sat.}}}{i_3} = \frac{15 - 0,95}{6} = 2,34 \text{ k} \Omega$$

- De même à l'état où T_6 est bloqué, T_8 sera conducteur et le potentiel de son collecteur sera à peu près celui de la masse, donc on obtient pour les circuit de la source de courant la figure 45.

Soit le transistor T_7 du type PNP 2N720A de caractéristique :

$$- V_{CE} = 10 \text{ V} \quad , \quad \beta = 35 \quad ; \quad V_{BE} = 0,6 \text{ V} \quad ; \quad U = 15 \text{ V} \quad ; \quad I_C = 10 \text{ mA.}$$

* Calcul de R_1 et R_2

$$\text{Comme } U_E = - I_C R_1 \quad ; \quad \text{On peut écrire : } - U = R_1 (- I_C) - V_{CE}$$

Donc : $R' = \frac{U - V_{CE}}{I_C} = \frac{15 - 10}{10} = 500 \Omega$

R' sera un potentiomètre qui détermine la vitesse de balayage, sa valeur sera comprise entre 500 Ω et 4k Ω .

* Calcul de R_3 :

$-R_3 I_3 = R' I_C - V_{BE}$, on a encore : $I_4 = I_B + I_3$.

On prend : $I_3 = 10 I_B$, entraine $I_4 = 11 I_B$.

Donc : $R_3 = \frac{R' I_C + V_{BE}}{I_3} = \frac{(500 \cdot 10^{-2} + 0,6) \cdot 35}{10^{-1}} = 1,96k \Omega$.

* Calcul de R_4 :

$-U = -R_3 I_3 - R_4 I_4$, entraine : $R_4 = \frac{U - R_3 I_3}{I_4}$

On a : $I_3 = 10 I_B$, $I_4 = 11 I_B$.

A. N : $R_4 = \frac{15 - 1960 \cdot 10 I_B}{11 I_B} = \frac{15 - (1960 \cdot 10^{-2} / 35)}{11 \cdot 10^{-2} / 35} = 2,99k \Omega$

On trouve finalement le bistable de commande et le système de balayage en valeurs normalisées, les éléments :

$R_C = 270 \Omega$, $r = 2,5k \Omega$, $R = 15k \Omega$, $R_1 = 2,7k \Omega$

$R_2 = 1k \Omega$, $R_3 = 2,2k \Omega$, $R_4 = 2,99k \Omega$, $R' \equiv (500 \Omega - 4k \Omega)$

$C = 500pF$ à $5 \mu F$, C_1 (capacité d'accélération) = $136pF$

R_1 est un potentiomètre de 50 k Ω .

D - CIRCUITS COMPLEMENTAIRES DE LA BASE DE TEMPS.

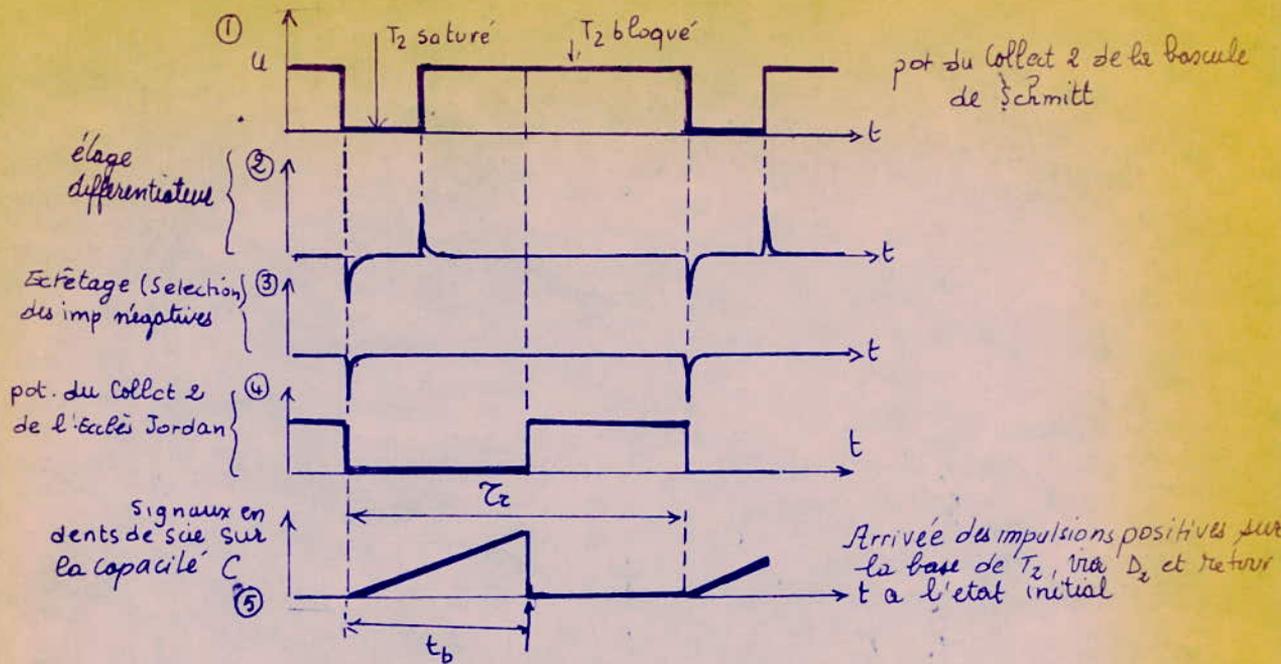
Illustrons ces circuits, par le schéma synoptique de la figure 46.

Dans ce schéma, on a rajouté, 2 organes (amplificateur déphaseur $T_{12} - T_{13}$ et amplificateur de "Blanking" $T_{10} - T_{11}$), en plus de ceux qui ont été mentionnés, au schéma synoptique précédent de la base de temps.

* L'amplificateur déphaseur (fig. 47) : C'est un étage comportant deux sorties absolument ~~identiques~~ symétriques, de façon à avoir 2 signaux en dents de scie déphasés l'un par rapport à l'autre de 180° , servant pour l'attaque symétrique des plaques X. Ces signaux, amplifiés à un niveau convenable pour le balayage de l'écran et déphasés de 180° , sont obtenus grâce à l'utilisation d'un amplificateur Push-pull, employant 2 transistors.

* L'amplificateur de "Blanking" (fig. 47).

A la différence des montages à base de temps relaxée, où il est fait usage d'un



Ce diagramme montre les différentes étapes servant à l'observation des signaux en dents de Scie
fig.43

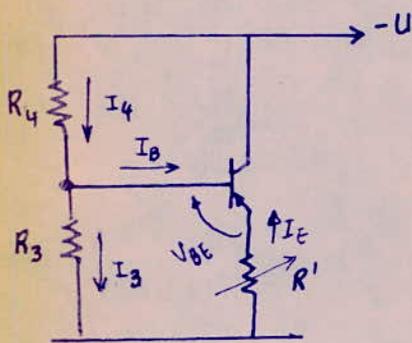


fig 45

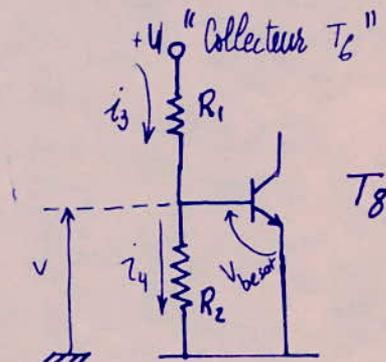


fig.44

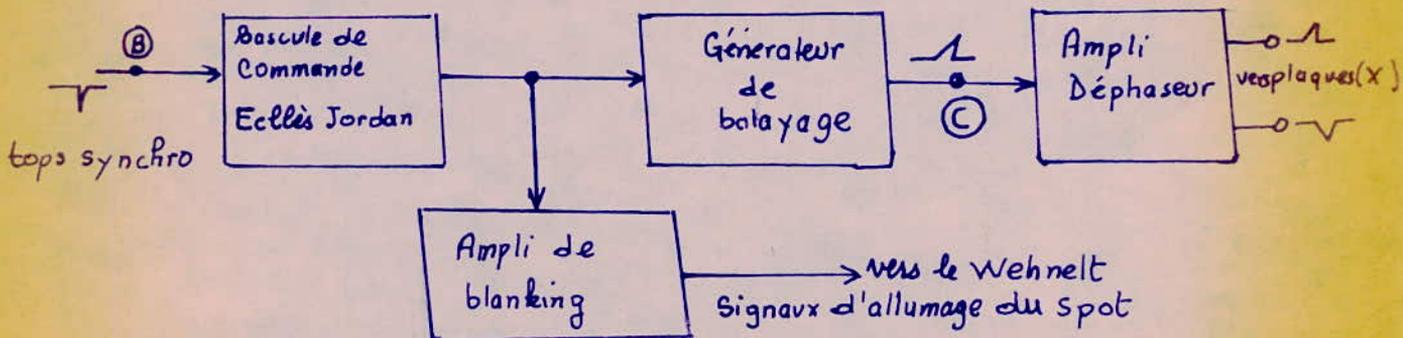


fig.46

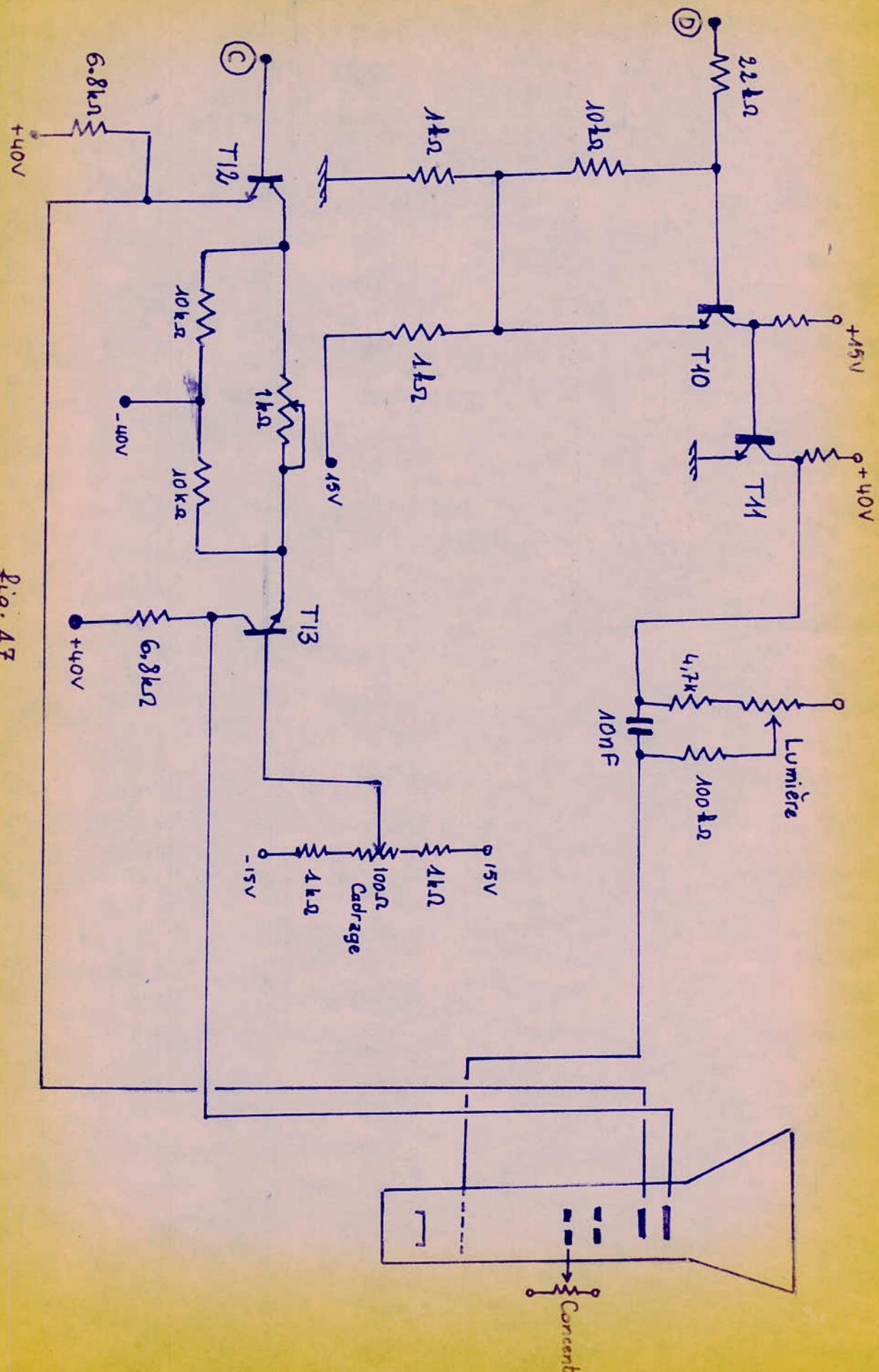


fig. 47

circuit d'effacement du retour du spot, on utilise ici un circuit d'allumage du spot de balayage. Dans les bases de temps déclenchées, le spot stationne à gauche de l'écran dans l'attente d'une impulsion de déclenchement. On doit donc s'arranger que pendant cette période d'attente, le spot soit éteint, faute de quoi l'écran "brûlerait" par le point immobile. Par contre dès que le balayage démarre, il est indispensable de rendre à nouveau visible le spot, de l'allumer en quelque sorte. Pour cela un circuit spécial d'allumage est prévu. Il est conçu de telle manière que lors du retour du spot, le faisceau électronique soit bloqué. Les signaux recueillis sur le collecteur β de T_6 de l'Eccles-Jordan, et, de durée égale au trajet aller des signaux de balayage, et de polarité positive, sont amplifiés par 2 transistors ($T_{10} - T_{11}$) en émetteurs communs, afin de présenter toutes les qualités requises pour débloquent le Wehnelt auquel ils sont appliqués par l'intermédiaire d'un condensateur à isolement.

E - AMPLIFICATEUR VERTICAL Y.

Actuellement, il est rare de trouver des amplificateurs, complètement transistorisés. Très souvent, les montages présentent un étage d'entrée, constitué par un ~~type~~ tube électronique pour la bonne raison qu'on veut obtenir une impédance d'entrée élevée, impédance qu'on ne peut pas disposer avec un transistor, exception faite des modèles à effet de champ.

a - Fonctionnement du montage.

Sur la figure 48, on propose un amplificateur Y, destiné à un oscilloscope moderne, ayant une bande passante allant du continu à 16 MHz. L'étage d'entrée V_1 est précédé par un atténuateur compensé en fréquence et étalonné. Donc les signaux à observer passent tout d'abord à travers un atténuateur, précédé d'un contacteur sélectionnant la composante continue ou alternative, pour attaquer ensuite l'étage d'entrée constitué par la triode V_1 . L'atténuateur d'entrée possède 9 positions qui permettent de modifier l'amplitude des signaux appliqués sur la grille de V_1 . On peut passer donc, d'une sensibilité de 50mV/cm à 20V/cm. Notons que les ajustables $C_1, C_2, C_5, C_6, C_{10}, C_{18}, C_{25}$ de l'atténuateur permettent d'obtenir toujours une même capacité d'entrée sur toutes les positions, tandis que les ajustables $C_4, C_7, C_8, C_9, C_{15}, C_{18}$ permettent la compensation en fréquences des signaux d'entrée. Les transistors T_1 et T_2 sont couplés par les émetteurs par une même résistance de 1 k Ω , et constituent un déphaseur de Schmitt, tout en fournissant sur les collecteurs des signaux en opposition de phase et amplifiés, destinés à attaquer le push-pull de sortie, formés par les transistors T_4 et T_5 , de polarité NPN. Le tube 5718, monté en emitter-follower a pour tâche d'avoir en entrée de l'ampli. Y, une impédance de 1M Ω // 30pF. Dans le circuit d'émetteur de T_1 et T_2 on a disposé une commande de gain, grâce à un potentiomètre P_1 permettant de modifier le taux de contre-réaction créée au niveau des émetteurs. Sur ce même circuit d'émetteur, on a un autre potentiomètre P_3

en série avec P_1 , et, dont la fonction est de calibrer le gain de l'ampli. Y, lorsqu'il est mis en circuit grâce à un contacteur I, tout en tournant P_1 à fond, dans le sens des aiguilles d'une montre.

Une commande de cadrage vertical est effectuée à l'aide du potentiomètre P_2 qui modifie le potentiel continu de base de T_3 , qui par son émetteur, agit sur les potentiels collecteurs de T_1 et T_2 . En conséquence, ceux-ci, agissent eux aussi à leur tour sur les potentiels collecteurs de sortie de T_4 et T_5 , reliés aux plaques Y, faisant déplacer la courbe verticalement. Notons encore qu'on a un autre potentiomètre P_4 destiné à la mise au point. On doit le régler de façon que P_2 (cadrage) permette un égal déplacement haut que bas sur l'écran (balance). Comme on le constate, on réalise dans ce montage des liaisons directes, ce qui permet d'avoir une bande passante qui ~~est~~ des fréquences nulles, jusqu'à 16 MHz grâce au Push-pull final de l'ampli Y, dont les transistors T_4 et T_5 sont chargés par des résistances de faibles valeurs (1,2 k Ω) et permettant d'obtenir sans artifice (notamment des bobines de correction) une bonne courbe de réponse en H F.

b - Calcul de la bande passante, de l'impédance d'entrée, et, du gain de l'ampli. Y. (voir figure 48).

Etant donné que T_1 et T_2 sont symétriques, de même que T_4 et T_5 ; prenons pour notre étude, le transistor T_1 chargé par T_5 . On obtient alors le schéma simplifié de la figure 49.

R'_C est l'impédance d'entrée de T_5 . Voyons le comportement de cet étage en H F. A ces fréquences élevées, on aura le schéma équivalent naturel, ou schéma de Giacoletto, illustré par la figure 50.

On a : $R_L = R_C // R'_C$.

b. - 1. Calcul du gain de l'amplificateur.

On a : $i_c = \xi_m v_{b'e}$ et $s = -R_L i_c$

Donc : $s = -R_L \xi_m v_{b'e}$ (1)

La tension d'entrée s'écrit : $e = r_{b'b} i_b + v_{b'e}$

Donc : $e = r_{b'b} i_b + v_{b'e} + R_E i_{b'e} + \xi_m R_E v_{b'e}$ (2)

Ecrivons : i_b et $i_{b'e}$ en fonction de $v_{b'e}$

On a : $i_b = i_{b'e} + i_{b'e}$ et $i_{b'e} = Y_{b'e} v_{b'e}$?

Donc : $i_b = Y_{b'e} v_{b'e} + i_{b'e} Y_{b'e}$ est l'admittance de :
($r_{b'e}$; $c_{b'e}$)

On a : $i_{b'e} = (v_{b'm} - s) y_{b'e} ; v_{b'm} = v_{b'e} + R_E i_{b'e} + \epsilon_m R_E v_{b'e}$

Donc : $v_{b'm} = (1 + R_E y_{b'e} + \epsilon_m R_E) v_{b'e}$ entraîne :

$$i_{b'e} = (1 + R_E y_{b'e} + \epsilon_m R_E + \epsilon_m R_L) v_{b'e}$$

On trouve pour $i_b = [y_{b'e} + \{ 1 + R_E (y_{b'e} + \epsilon_m) + \epsilon_m R_L \} y_{b'e}] v_{b'e}$

Reportons i_b dans la relation (2) .

$$e = \left[r_{b'b} \left\{ y_{b'e} + \left(1 + R_E (y_{b'e} + \epsilon_m) + \epsilon_m R_L \right) y_{b'e} \right\} + 1 + R_E (y_{b'e} + \epsilon_m) \right] v_{b'e} .$$

Le gain sera donc :

$$G_V = \frac{s}{e} = \frac{\epsilon_m R_L}{r_{b'b} \left\{ y_{b'e} + \left(1 + R_E (y_{b'e} + \epsilon_m) + \epsilon_m R_L \right) y_{b'e} \right\} + 1 + R_E (y_{b'e} + \epsilon_m)}$$

Les impédances $z_{b'e}$ et r_{ce} sont tellement grandes que les courants dans $z_{b'e}$ et r_{ce} sont pratiquement nuls, donc $y_{b'e} = 0$.

Le gain devient :

$$G_V = \frac{\epsilon_m R_L}{r_{b'b} y_{b'e} + 1 + R_E (y_{b'e} + \epsilon_m)}$$

On a : $y_{b'e} = g_{b'e} + jC_{b'e} \omega$

Donc :

$$G_V = \frac{\epsilon_m R_L}{1 + R_E \epsilon_m + (r_{b'b} + R_E) (g_{b'e} + jC_{b'e} \omega)}$$

ou :

$$G_V = \frac{\epsilon_m R_L}{1 + \epsilon_m R_E + (r_{b'b} + R_E) g_{b'e} + j (r_{b'b} + R_E) C_{b'e} \omega}$$

ou :

$$G_V = \frac{G_{Vo}}{1 + jR C_{b'e} \omega} \quad \text{avec : } \begin{cases} G_{Vo} = \frac{\epsilon_m R_L}{1 + R_E \epsilon_m + (r_{b'b} + R_E) g_{b'e}} \\ R = \frac{r_{b'b} + R_E}{1 + R_E \epsilon_m + (r_{b'b} + R_E) g_{b'e}} \end{cases}$$

.../...

b - 2. Fréquence de coupure et bande passante de l'ampli. Y.

Calculons la fréquence de coupure haute qui détermine la bande passante.

Cette fréquence est telle que : $R C_{b'e} \omega_c = 1$.

Donc :

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R C_{b'e}} = \frac{1}{2\pi (r_{b'b} + R_E) \frac{C_{b'e}}{1 + R_E g_m + (r_{b'b} + R_E) g_{b'e}}}$$

La bande passante sera : $B = f_c$.

b - 3. Application numérique.

b - 3 - 1. Calcul de la bande passante de l'ampli. Y.

Prenons pour T_1 , le transistor de type AF 117 (polarité P N P), de caractéristiques : $V_{CE} = 6V$, $I_E = 1mA$ (courant émetteur), f (freq. de travail) = 0,45 MHz, $\beta = 50$, $r_{b'b} = 1 k\Omega$.

On sait que : f_T (fréquence de transition) = $\beta \cdot f = 50 \times 0,45 = 22,5$ MHz .

La fréquence unité étant égale à $f_1 = \beta f_B$, on a : $f_T = f_1$, donc la fréquence de coupure du transistor T_1 (émetteur commun) sera donc :

$$f_B = f_T / \beta .$$

b - 3 - 1 - 1. Calcul des paramètres naturels du transistor en H F : $r_{b'e}$, g_m , $C_{b'e}$.

* Calcul de $r_{b'e}$:

On a la formule : $r_{b'e} = (\beta + 1) r_e$ avec $r_e = \frac{k T}{e I_E}$

comme : $e = 1,6 \cdot 10^{-19} C$ (charge de l'électron, $k = 1,38 \cdot 10^{-23} J^\circ K^{-1}$ (constante de Boltzman), $T = 300^\circ K$ (température), entraîne que :

$$r_e = 27 \Omega, \text{ donc : } r_{b'e} = (\beta + 1) r_e = 51 \times 27 = 1,5 k\Omega$$

* Calcul de $C_{b'e}$:

On a la formule : $f_B = \frac{1}{2\pi C_{b'e} r_{b'e}}$, On tire : $C_{b'e} = \frac{1}{2\pi r_{b'e} f_B}$

mais : $f_B = \frac{f_T}{\beta}$, or : $C_{b'e} = \frac{\beta}{2\pi r_{b'e} f_T}$.

A. N : $C_{b'e} = \frac{50}{6,28 \cdot 1500 \cdot 22,5} = 236 pF$.

* Calcul de g_m :

D'après la formule : $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}} = \frac{50}{1500} \approx 33 mA / V$

b - 3 - 1 - 2. Calcul de f_c :

.../...

D'après la formule calculée précédemment.

$$f_c = \frac{1}{2 \pi (r_{b'b} + R_E) C_{b'e} \left[1 + R_E g_m + (r_{b'b} + R_E) g_{b'e} \right]}$$

Comme : $R_E = 2,2 \text{ k } \Omega$; $r_{b'b} = 1 \text{ k } \Omega$

l'application numérique, avec les valeurs précédentes de g_m , $r_{b'e}$, $C_{b'e}$,
donne : $f_c \approx 16 \text{ MHz}$, donc la bande passante sera :

$$B = f_c \approx 16 \text{ MHz} .$$

b - 3 - 2. Calcul du gain de l'ampli. Y.

Pour le calcul de ce gain, considérons les transistors T_1 et T_5 (fig.48),
et calculons séparément le gain de chacun.

* Transistor T_1 :

Ce gain a été précédemment au paragraphe (b.1) .

On trouve :

$$G_V = \frac{G_{vo}}{1 + j R C_{b'e} \omega}$$

Donc le gain en moyenne fréquence sera :

$$G_{vo} = (G_{vo})_1 = \frac{g_m R_L}{1 + R_{E1} g_m + (r_{b'b} + R_{E1}) g_{b'e}} \quad \text{avec } R_L = R_{C1}$$

R_{E1} , R_{C1} : résistances d'émetteur et de collecteur de T_1 .

A. N : On a , $R_{E1} = 1 \text{ k } \Omega$, $R_{C1} = 3,9 \text{ k } \Omega$, $r_{b'e} \approx 1,5 \text{ k } \Omega$, $g_m \approx 33 \text{ mA/V}$
 $r_{b'b} = 1 \text{ k } \Omega$.

Donc : $|G_{vo}| = \frac{0,033 \cdot 3900}{1 + (1000 \cdot 0,033) + (1000 + 1000) \cdot \frac{1}{1500}} \approx 3,7$.

Ce gain est celui apporté par le transistor T_1 ; mais comme il s'agit d'un
déphaseur de Schmitt constitué par T_1 et T_2 (préamplificateur), le gain de ce couple
sera :

$$|A_{vo}| = 2 | (G_{vo})_1 | = 2 \times 3,7 = 7,4 , \text{ donc ;}$$

$$|A_{vo}| = 8$$

* Transistor T_5 :

Le gain de cet étage, se calcule de la même manière que le précédent, seuls,
les paramètres naturels diffèrent , on trouve ;

$$G_{vo} = (G_{vo})_5 = \frac{g'_m R_L}{1 + R_{E5} g'_m + (r'_{b'b} + R_{E5}) g'_{b'e}} \quad \text{avec } R_L = R_{C5}$$

.../...

$R_{E5} : R_{C5}$: résistances d'émetteur et de collecteur de T_5 .

$r'_{b'e} ; g'_m ; r'_{b'b}$: paramètres naturels de T_5 .

** Calcul de $r'_{b'e} ; g'_m$.

Le transistor T_5 est type B F Y 19 (N P N). Ses caractéristiques sont : $\beta = 100$, $I_E = 10 \text{ mA}$.

*** Calcul de $r'_{b'e}$.

On a : $r'_{b'e} = (\beta + 1) r_e$ avec : $r_e = \frac{kT}{e I_E} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{-2}} = 2,6$

finalement $r_e = 2,6 \Omega$, ce qui conduit à : $r'_{b'e} = 101 \cdot 2,6 = 262,2 \Omega$

*** Calcul de g'_m .

On a : $g'_m = \frac{\beta}{r'_{b'e}} = \frac{100}{262,2}$, donc $g'_m = 380 \text{ mA/V}$

On prend : $r'_{b'b} = 1 \text{ k}\Omega$ et on a : $R_{E5} = 150 \Omega$, $R_{C5} = 1,2 \text{ k}\Omega$

A. N : $|G_{vo}|_5 = \frac{0,380 \cdot 1200}{1 + (150 \cdot 0,380) + (1000 + 150) \cdot \frac{1}{262,2}} = 7,3$

L'étage de sortie étant un Push-pull, constitué par (T_4 , T_5) , le gain total sera : $|A'_{vo}| = 2 |G_{vo}|_5 = 2 \times 7,3 = 14,6$, donc :

$|A'_{vo}| = 15$

b - 3 - 3. Calcul simple pour l'ampli. Y.

Le tube cathodique choisi pour notre oscilloscope est le DG. 106 ; supposons que nous voulions visualiser des oscillogrammes, couvrant, sans écritage toute la surface de l'écran. Le diamètre de celui-ci étant de 9,75 cm, et on admet qu'il nous faut, par mesure de sécurité, obtenir une hauteur d'image de 10,75 cm. La sensibilité verticale de ce tube est de 0,3 mm/V. Il nous faudra disposer à la sortie de l'ampli. Y, d'une tension crête à crête de balayage égale à : $107,5/0,3 = 358 \text{ V}$, soit $179 \text{ V}_{c. \text{ à } c.}$; Par transistor du Push-pull ($T_4 - T_5$) . On sait que le gain de celui-ci (calcul précédent), est de $|A'_{vo}| = 15$. Pour obtenir $358 \text{ V}_{c. \text{ à } c.}$ de balayage, on doit injecter à l'entrée de Push-pull , $358/15 = 24 \text{ V}_{c. \text{ à } c.}$ ou $24/2,8 = 8,6 \text{ V}_{\text{eff}}$. Pour attaquer les plaques Y, il nous faut donc un signal d'excitation du Push-pull de $24 \text{ V}_{c. \text{ à } c.}$; un préamplificateur est donc nécessaire, celui-ci est constitué par ($T_1 - T_2$) . On a vu que son gain est de $|A_{vo}| = 8$ (calcul précédent) ; il nous faudra un signal de $24/8 = 3 \text{ V}_{c. \text{ à } c.}$ ou $3/2,8 = 1,1 \text{ V}_{\text{eff}}$, pour attaquer le déphaseur ($T_1 - T_2$) et obtenir les $24 \text{ V}_{c. \text{ à } c.}$

.../...

nécessaire à l'excitation du Push-pull final.

b - 3 - 4. Impédance d'entrée de l'ampli. Y.

On sait que le signal provenant de l'atténuateur, attaque tout d'abord la triode V_1 avant de passer aux étages proprement-dit de l'ampli. Y. Cela résulte du fait que ce tube électronique, présente une grande impédance d'entrée pour le signal à observer. Donc l'impédance d'entrée de l'ampli. Y. est celle du tube V_1 , et, celle-ci est de : $1 \text{ M}\Omega // 30 \text{ pF}$, telles que :

$R_e = 1 \text{ M}\Omega$: résistance d'entrée de V_1 ; $C_e = 30 \text{ pF}$: capacité d'entrée de V_1 + capacités parasites de l'atténuateur et fils de câblage.

F - AMPLIFICATEUR HORIZONTAL X . (fig. 52).

En général l'attaque directe des plaques de ~~réflexion~~ ^{de} déflexion horizontale, à partir des dents de Scie obtenues à la sortie de la base de temps, est très rare; et, cela en raison de l'amplitude insuffisante de ces signaux de balayage. Donc la présence d'un amplificateur s'impose; et c'est justement à l'ampli. X, qu'on fait allusion.

Toutefois, toute la discussion relative à l'ampli. Y, s'applique aussi bien pour l'ampli. X. Seulement dans la pratique, on observe toujours des différences, par exemple dans le cas d'amplificateurs à large bande. Un oscilloscope universel, bien conçu, comportera des ampli. Y et X, semblables; donc les mêmes bandes passantes. On peut aussi avoir des largeurs de bande, à peu près les mêmes, et un ampli X, comportant un ou deux étages de moins que l'autre, pour les oscilloscopes moins importants.

Ainsi pour les oscilloscopes ayant des bandes fréquences dépassant 5 MHz, les ampli X sont beaucoup plus simples et leur bande passante est plus étroite. Cela résulte du fait que les 2 amplificateurs ne reçoivent pas les mêmes types de signaux.

Les montages relatifs à l'ampli X, sont divers, et, dérivent tous plus ou moins de quelques schémas de base. Comme pour l'ampli Y, l'étage d'attaque des plaques X, pour l'ampli X, est du type symétrique. Son circuit utilise habituellement un étage Push-pull auto-déphaseur, pour l'obtention sur les collecteurs, de 2 signaux en opposition de phase, destinés à exciter les plaques X.

Pour illustrer cela, proposons le montage simple d'un ampli X à semi-conducteurs, dont le schéma de principe est donné par la figure 51.

Ce schéma utilise un montage Push-pull autodéphaseur, dont T_1 et T_2 sont couplés par une résistance commune d'émetteur (R_1). Un potentiomètre P_2 , en parallèle avec R_2 et R_3 , est prévu pour l'ajustage du gain de l'étage, par modification du taux de contre-réaction d'intensité créée au niveau des circuits d'émetteur de T_1 et T_2 .

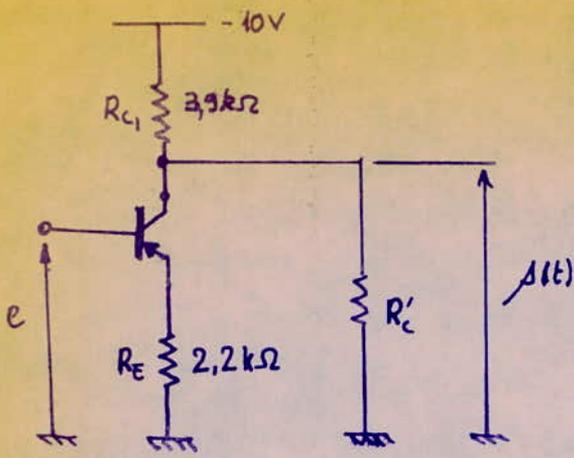


fig. 49

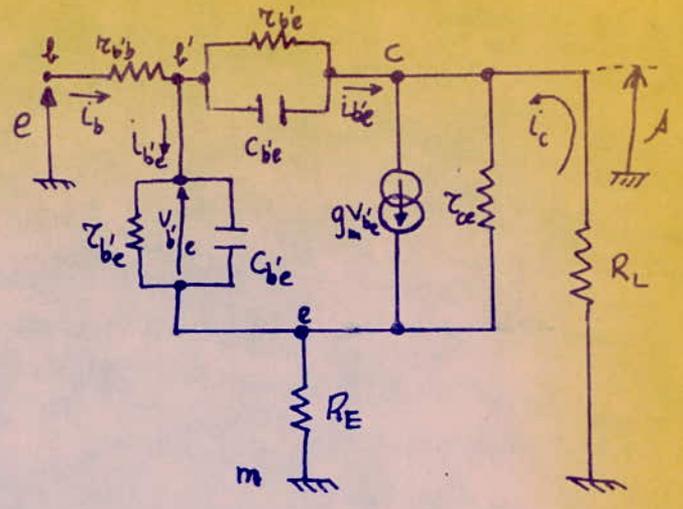


fig. 50

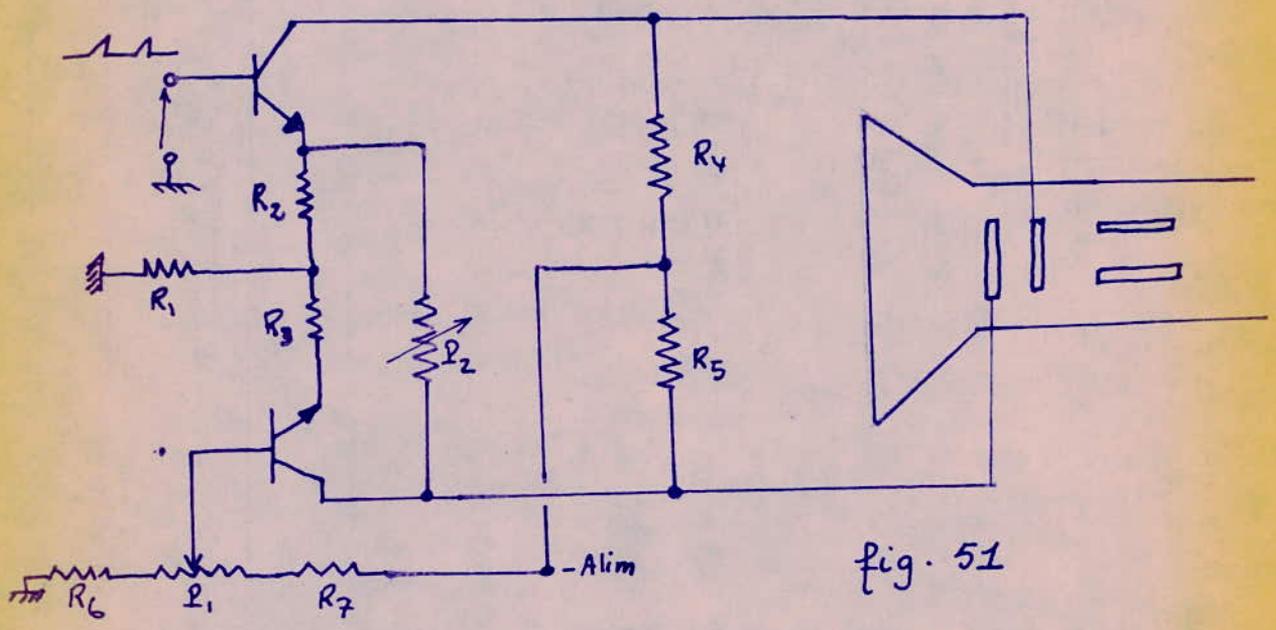


fig. 51

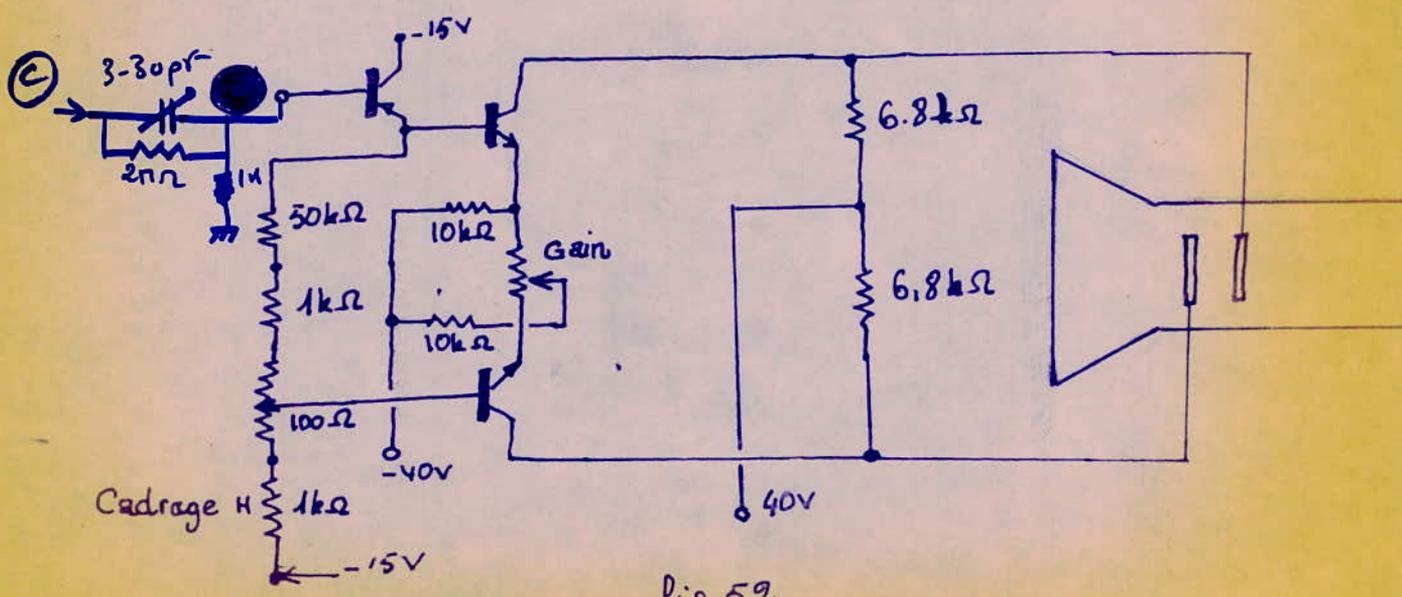


fig 52

- A propos de cadrage, il est souvent nécessaire de déplacer la trace sur l'écran, afin d'améliorer son centrage, ou de placer au centre de l'écran, sa partie la plus intéressante. Pour cela un dispositif de cadrage, constitué par le potentiomètre P_1 permettant de faire varier, par une tension continue, de sens inverse, des potentiels continus appliqués aux plaques X, est prévu; ce potentiomètre fait partie d'un diviseur de tension placé entre le potentiel positif de l'alimentation et la masse.

Donnons maintenant un montage pratique de l'ampli X.

Ce circuit utilise 3 transistors, T_1 , T_2 , T_3 , comportant des liaisons en couplage direct (entre T_3 et T_1), modèle réservé pour les bases de temps déclenchées, permettant de transmettre la composante continue, afin de maintenir en période d'attente, le spot à gauche de l'écran, et, d'éviter un tremblement de l'image observée, ayant pour origine un déplacement erratique du point de départ du balayage.

T_3 est donc, un étage de couplage, permettant d'attaquer le Push-pull (T_1, T_2) à basse impédance.

Ce montage est complété par un diviseur de tension à résistances, compensé en fréquences, de manière que les signaux alternatifs transmis à l'entrée du montage (entrée souvent reliée à l'électrode de l'étage générateur de dents de scie), soient tous atténués de façon identique, quelque-soit leur fréquence.

Ainsi, on obtient une réduction de la tension positive appliquée à l'entrée de l'étage de couplage T_3 .

Dans cette partie, on se dispense de faire le calcul de l'ampli X, car ceux-ci s'effectuent exactement de la même manière que pour l'ampli. Y : Bande passante, impédance d'entrée, et, gain.

G - LES CIRCUITS AUXILIAIRES.

L'utilité de ces circuits se fait sentir, lorsqu'il s'agit d'engendrer la T. H. T nécessaire au fonctionnement du tube cathodique, de détecter un signal dans des conditions particulières, et, de se livrer à des mesures d'amplitude ou de temps. Vu l'importance de leur contribution au fonctionnement de l'oscilloscope, les circuits auxiliaires peuvent améliorer grandement les performances d'un type d'appareil.

G - 1. L'ALIMENTATION. oooooooooooooooooooooooooooo

Transistorisé ou non, les oscilloscopes sont dotés de circuits d'alimentation, capables de donner la T. H. T nécessaires au fonctionnement des électrodes du tube cathodique, et l'alimentation destinée à l'amplificateur vertical et horizontal, aux divers étages de base de temps, et, au chauffage du filament du tube.

La T. H. T selon les appareils et les tubes cathodiques utilisés, varie entre

500 et 5000 V. Elle peut donc varier dans d'assez large limite, compte tenu de la luminosité et de la sensibilité dont on désire disposer : en effet plus la T. H. T est élevée et plus la luminosité est grande, mais moins la sensibilité est importante. Quelquesoit la valeur de celle-ci, les courants mis en oeuvre sont très faibles; ils sont de l'ordre de 1 mA pour l'électrode d'accélération pour un tube cathodique "standard" et de moins de 0,1 mA pour l'anode de post-accélération. Faisons remarquer qu'en général la + T. H. T se trouve mise à la masse, pour faciliter l'attaque des électrodes et surtout des plaques X et Y.

Comme la cathode est souvent réunie au ^{filament}, et que son potentiel est élevé par rapport à la masse, on doit donc utiliser un enroulement de chauffage séparé pour le tube, très bien isolé de la masse.

Signalons au passage que le potentiel moyen des 2 ^{paires} plaques de déflexion, est sensiblement égal à celui de la 2ème anode.

Pour les circuits précédemment étudiés, à savoir la base de temps, les ampli. X et Y, et, pour la mise en service du tube cathodique de type DG. 106 qu'on a choisi. Proposons les circuits d'alimentation décrits dans la figure 55.

a - Commentaire du réseau d'alimentation.

Cet ensemble de circuits a pour but d'obtenir une tension continue et régulée à partir d'une distribution du secteur alternatif.

A partir du réseau alternatif 110 V - 220 V (50 Hz) et de puissance variant entre 150 et 250 Watts, on utilise :

- 1 - Un fusible de 1 A.
- 2 - Un interrupteur secteur qui provoque ainsi l'ouverture ou la fermeture du circuit.
- 3 - Un répartiteur assurant les permutations des tensions réseau, 110 V - 220 V.

a - 1. Circuit pour la post-accélération.

Une prise du secondaire du transformateur (T) est faite, en vue d'alimenter l'anode de post-accélération, par l'intermédiaire d'un multiplicateur de tension (dans ce cas un quadrupleur de tension). La tension obtenue est de 1800 V; (voir principe du quadrupleur de tension sur la figure 54).

a - 2. Circuit de T. H. T.

La T. H. T obtenue pour servir les électrodes du tube cathodique est de 800 V, tension qui résulte d'un doubleur de tension, connecté sur un enroulement secondaire plus réduit que le précédent. Cette T. H. T est répartie sur un diviseur de tension composé des potentiomètres P₁, P₂ et P₃ définissant les potentiels des électrodes. L'action sur les curseurs de ces potentiomètres permet de varier la luminosité, la concentration et de réduire l'astigmatisme.

a - 3. L'alimentation de + 40 V et - 40 V, pour les

étages de l'ampli. X et Y, est obtenue également par doubleur de tension sur le secondaire de (T).

a - 4. L'alimentation de 15 V et - 15 V pour la base de temps, est obtenue par simple redressement par 2 diodes D₈ et D₉ et filtrage sommaire par un condensateur de 50µ F.

a - 5. Le chauffage du filament est obtenu par un enroulement secondaire séparé, sur la partie supérieure du transformateur (T), et, délivrent une tension alternative de 6,3 V et un courant de 0,3 A.

G - 2. LES SONDES
oooooooooooooooooooo

Ce sont des dispositifs, faciles à réaliser, car ils ne mettent en oeuvre que peu de composants; ils sont utilisés pour faire des liaisons entre des circuits de mesure et l'entrée de l'oscilloscope; afin de parer à des inconvénients qui font que les résultats de la mesure soient faussés et perturbés. Leur utilisation offre les avantages suivants :

- Elles peuvent atténuer dans un rapport de 10 à 1000, le signal appliqué à l'ampli. Y de l'oscilloscope, ce qui rend possible la mesure de tensions très importantes, sans risque de détériorer les circuits d'entrée de l'appareil.

- Elles offrent un côté pratique pour la mesure de signaux, très rapides, sans perturber leur forme.

L'impédance d'entrée d'un oscilloscope est représentée par une résistance d'entrée de 1 MΩ, en parallèle avec une capacité parasite de 10 à 40 p F. Aussi dans le cas où l'on fait une liaison directe avec un cordon dont la longueur n'est pas négligeable, on ajoute une capacité de parasite de 20 à 30 p F, à celle de l'entrée de l'oscilloscope. Or, il est évident que ces capacités ne vont pas sans déformer les formes et mesures des signaux observés, surtout en H. F.

C'est pour cette raison qu'on a imaginé les sondes à faibles capacités, qui placées à l'extrémité du cordon blindé de liaison, se trouvent à proximité immédiate du point de mesure.

a - Sondes à faible capacité (fig. 56).

Reproduisons le principe d'une sonde à faible capacité, illustré par la figure 56.

a - 1. Sondes passives pour la mesure de tension en continue.

a - 1 - 1. Rapport 1/10 (fig. 57).

Si R₁ = 10 MΩ, R₂ = 1 MΩ, la tension V_S sera :

$$V_S = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e, \text{ donc l'atténuation sera : } A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{10 + 1}$$

... / ...

entraîne que : $A = \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{10}$

Si on a une tension d'entrée $V_e = 1 \text{ V}$, la tension de sortie sera atténuée de 10 , soit , $V_s = 0,1 \text{ V}$.

a - 1 - 2. Rapport de 1/100 (fig. 58).

Si $R_3 = 111 \text{ k}\Omega$, on obtient une atténuation de :

$$A = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}$$

avec les valeurs précédentes de $R_1, R_2,$

On obtient : $A = \frac{1}{100}$

Dans ce cas la tension de sortie sera : $V_s = 0,01 \text{ V}$.

a - 2. Sondes passives pour la mesure de tensions alternatives continues.

a - 2 - 1. Rapport 1/10 (fig. 59) .

C_2 : capacité d'entrée de l'oscilloscope , capacité parasite du câble de mesure.

Pour que l'atténuation, soit la même à toutes les fréquences, donc pour que l'ensemble transmette celles-ci sans déformation, il faut que les constantes de temps soient égales. Soient :

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad \text{entraîne} \quad C_1 = \frac{R_2 C_2}{R_1} = \frac{C_2}{10}$$

Pour C_2 , on arrive pratiquement à un chiffre de 50 p F , donc on doit utiliser un ajustable de 5 - 20 p F pour C_1 , pour le régler à 5 p F .

a - 2 - 2. Rapport 1/100 .

Dans ce cas, on ajoute une résistance R_3 de la sonde . Une bonne compensation en fréquence est obtenue pour :

$$R_1 C_1 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C_2 \quad , \quad \text{donc} \quad C_1 = \frac{R_2 R_3}{(R_2 + R_3) R_1} C_2$$

Etant donné les valeurs précédentes de R_1, R_2, R_3 on arrive à :

.../...

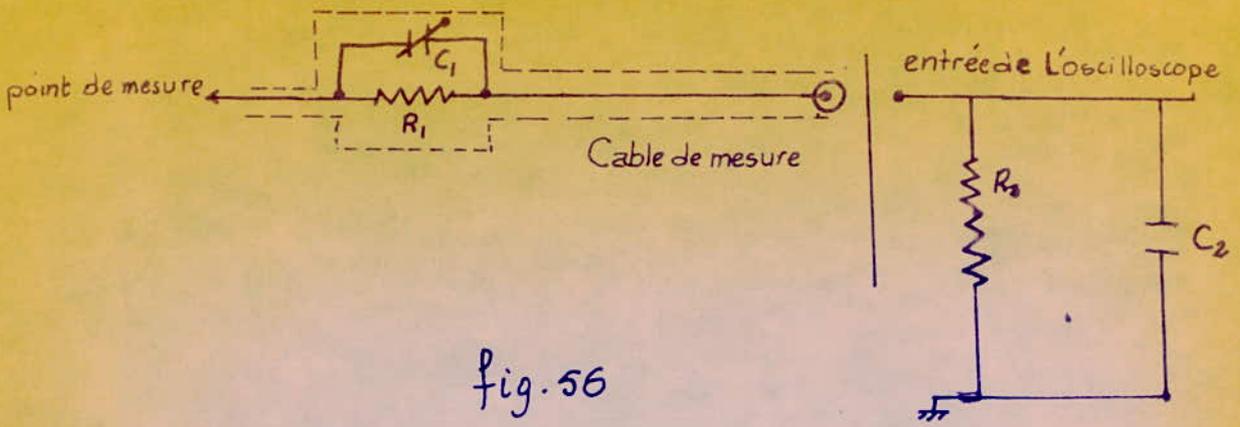


fig. 56

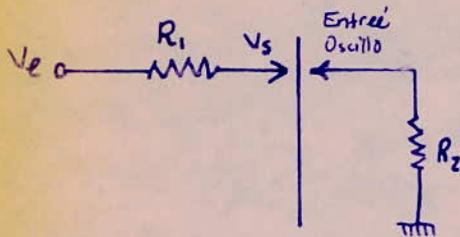


fig. 57

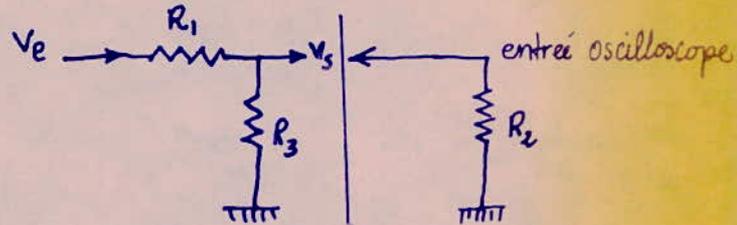


fig. 58

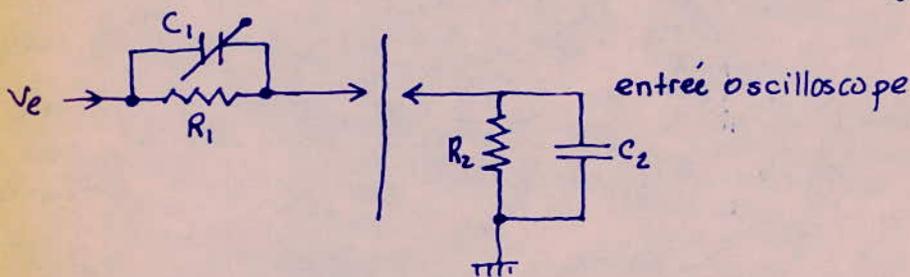


fig. 59

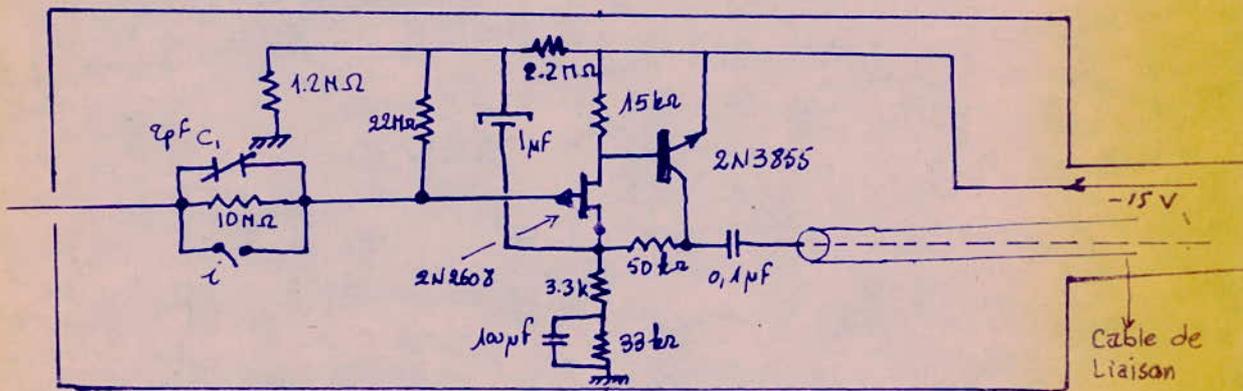


fig. 60

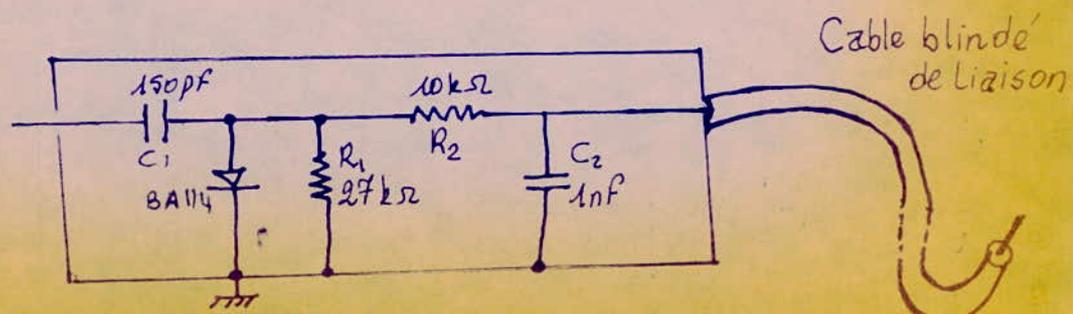


fig. 61

$$C_1 = \frac{C_2}{100}$$

Dans ce cas, on met un ajustable de 0,5 p F - 2 p F , pour régler C_1 à 0,5 p F .

Par ce procédé simple, on arrive à réduire de façon appréciable les capacités parasites, et à augmenter l'impédance de l'oscilloscope. Cette situation va se trouver compenser par une perte de sensibilité. L'introduction de la sonde va constituer un atténuateur pour les signaux qui vont apparaître sur l'écran avec une hauteur dix fois ou 100 fois plus faible que pour l'entrée directe.

b - Sondes actives (fig. 60) .

Comme leur nom l'indique , ce sont des sondes qui utilisent des semi-conducteurs, donnant une forte impédance d'entrée, par emploi de F. E. T , et un gain non négligeable, afin de tenir compte de la réduction de celui, apportée par les sondes à faible capacité.

Donnons le Schéma d'une sonde amplificatrice de gain 10 . Avec ce schéma, on a 2 avantages : avoir la possibilité d'atténuer dans un rapport de 10, l'amplitude du signal à mesurer, ou au contraire le transmettre sans atténuation, mais avec un minimum de capacités parasites rapportées (le contact i étant alors fermé).

a - Sondes détectrices .

Pour examiner la forme de la modulation affectant, un signal H. F. ou V.H.F., l'emploi d'une sonde détectrice s'impose.

Le Schéma de principe est donnée par la figure 61.

C_1 préserve la diode d'une éventuelle tension au point de mesure. Il est prévu pour supporter une tension d'environ 500 V.

La diode est un modèle qui supporte une tension inverse de 30 à 50 V_{eff} .

R_1 charge la diode, montée en redresseur shunt.

(R_2 , C_2) est un filtre qui bloque les signaux H. F. ou V. H. F.

G - 3. COMMUTATEUR ELECTRONIQUE .
oooooooooooooooooooooooooooooooooooo

Il arrive souvent qu'on desire observer 2 signaux à la fois. On peut pour cela, utiliser un oscilloscope à 2 faisceaux, qui est ^{en} fait, constitué par 2 oscilloscopes distincts dans un même tube cathodique, ou un commutateur électronique; et c'est sur celui-ci, qu'est consacrée notre étude.

Un tel appareil se compose en principe de 2 amplificateurs A_1 et A_2 , ayant une sortie commune, débouchant sur l'entrée Y de l'oscilloscope, comme l'indique le schéma synoptique de la figure 62 .

Afin de transmettre des signaux à visualiser sur l'écran de l'oscilloscope, de façon alternée, signaux appliqués aux entrées E_1 et E_2 des 2 amplificateurs, on bloque tour à tour ces derniers à l'aide de signaux rectangulaires S_1 et S_2 en opposition de phase, générés par un multivibrateur, commandant les amplificateurs A_1 et A_2 par leur entrée. Ainsi ceux-ci, reçoivent en permanence les signaux à comparer, mais ne les amplifient qu'à tour de rôle; à cadence déterminée par la fréquence du multivibrateur. Le spot trace alternativement des parties de chaque courbe (car il ne peut se trouver qu'à un endroit à la fois).

a - Etude des fréquences.

a - 1. Si on synchronise le multivibrateur sur une fréquence qui soit un entier de celle du balayage, le spot tracerait un petit segment lumineux de courbe, sauterait très rapidement sur l'autre courbe pour en dessiner un bout, reviendrait sur la première pour un nouveau segment, et ainsi de suite. On obtient ainsi une suite de traces décousues qui peuvent amener à confondre les courbes (fig. 63).

Si on laisse le multivibrateur sans synchronisation, (la fréquence du multivibrateur est sans rapport avec celle du balayage) l'onde de commutation se déplace constamment sur l'axe, les segments tracés font de même, et, grâce à la persistance rétinienne, l'œil perçoit 2 courbes continues, du fait de la grande rapidité du spot qui saute d'une courbe à l'autre. Il est à remarquer qu'il s'agit d'une illusion optique, et, que le spot trace les courbes comme précédemment.

a - 2. Si la fréquence de commutation est très voisine de la fréquence du balayage, on ne verrait qu'une demi-période par alternance (fig. 64) qui n'est pas toujours la même.

a - 3. Si la fréquence de commutation est dans un rapport double de celle du balayage, la confusion est encore plus grande (fig. 65).

a - 4. Si la fréquence de commutation est double de la fréquence du balayage, les 2 courbes à peu près valables, sont disposées côte à côte (fig. 66).

Tous ces exemples montrent qu'un réglage de la fréquence du multivibrateur, afin de s'écarter du rapport exact, est nécessaire.

a - 5. Méthode de la fréquence moitié.

Il est facile de voir que le tracé le plus propre, est obtenu, lorsque la fréquence de commutation est égale à la moitié de la fréquence de balayage, le spot décrit alors une courbe pendant un aller du balayage, puis l'autre courbe pendant le balayage suivant, ce qui élimine les discontinuités.

Bien que parfaite, cette méthode, présente aussi certains inconvénients, du fait que le signal observé est absent sur l'écran pendant un balayage sur 2, ce qui risque de faire perdre une partie du phénomène durant ce temps,

Aussi un excès de synchronisation peut fausser la représentation des courbes; les tensions apparaissent en opposition de phase, alors qu'elles sont en phase, comme le cas de la figure 67.

Donc, il est important de ne jamais synchroniser la base de temps sur la fréquence de commutation; mais sur l'un des 2 signaux en E_1 et E_2 , à l'aide du contacteur K (fig. 62). En prélevant la tension de synchronisation à la sortie "synchro" du commutateur électronique, la base de temps se synchronise automatiquement sur l'onde de commutation. Pour cette raison, l'entrée "synchro ext" de l'oscilloscope doit être utilisée et reliée à l'une des 2 sources de modulation. Dans le cas du fonctionnement de la fréquence moitié, on synchronise le commutateur électronique sur la base de temps, en reliant l'une des 2 bases du multivibrateur à l'un des plaques X de l'oscilloscope par une faible capacité (100 pF).

b - Circuit d'un commutateur électronique.

La figure 68, donne le montage d'un tel circuit, dans lequel les 2 amplificateurs A_1 et A_2 sont remplacés par un seul étage T_5 , commandé par le multivibrateur ($T_3 - T_4$), à l'aide d'impulsions rectangulaires, et des diodes fonctionnant, alternativement en bloqué et débloqué. En ce qui concerne le multivibrateur, son montage est du type à couplages croisés: le collecteur de T_3 relié à la base de T_4 et le collecteur de T_4 à la base de T_3 . Dans ces conditions le montage entre spontanément en oscillation, à une fréquence qui peut être ajustée au moyen d'un double contacteur ($K_1 - K_2$) permettant de modifier la fréquence de recurence des signaux rectangulaires, utilisés pour fournir des signaux de commutation.

Notons aussi, la présence des transistors T_1 et T_2 , montés en émetteur-folle vers, permettant d'améliorer la transmission des signaux à commutation. Le fonctionnement de ce multivibrateur est améliorée grâce, à D_2 et D_3 . Lorsque T_3 est conducteur, le condensateur C_3 sélectionné par K_1 , se décharge par l'intermédiaire de D_2 dans R_4 . Les diodes de commutation sont constitués par D_5 et D_6 ; D_1 et D_4 sont des diodes de couplage avec le multivibrateur. Lorsque T_3 est donc conducteur ou saturé, D_1 est conductrice, la tension au point commun à R_1 et D_5 est trop faible pour débloquer D_5 ; le signal appliqué à l'entrée 1, n'est pas transmis à la base de T_5 . Dans le même temps T_4 est bloqué le courant dans R_2 est nul, la tension collecteur de T_1 atteint la tension d'alimentation pour donner sur celui-ci une forme rectangulaire. Cette situation va bloquer

D_6 devient alors passante, le signal se trouvant à l'entrée 2, sera acheminé alors à la base de T_5 . On le retrouvera ensuite aux bornes de R_{10} , d'où il signera l'entrée Y de l'oscilloscope. Lors de la période suivante, les phénomènes inversent, et c'est le signal 1 qui passera à l'entrée Y. Il est plus facile de comparer deux courbes en les écartant verticalement l'une de l'autre.

Pour cela un potentiomètre P_1 a été prévu, pour varier la polarisation de base de T_1 , afin de transmettre ces variations de potentiel continue à l'entrée Y , tout en disposant d'une liaison directe. C'est de cette façon qu'est réalisée la séparation, ou au contraire la mise en coïncidence des 2 traces sur l'écran.

La bande passante d'un tel commutateur est relativement large (3 à 4 MHz). On pourra donc utiliser pour transmettre des signaux à fréquence élevée.

Remarque :

Le réglage de la fréquence du multivibrateur est réalisé, en ajustant $C_3 = C_4 = C$ (pour un montage symétrique du multivibrateur), telle que :

$$T_{\text{Multiv}} \approx 1,38 R_B C \quad \text{avec} \quad \left(\begin{array}{l} C_3 = C_4 = C \\ R_5 = R_6 = R_B \end{array} \right)$$

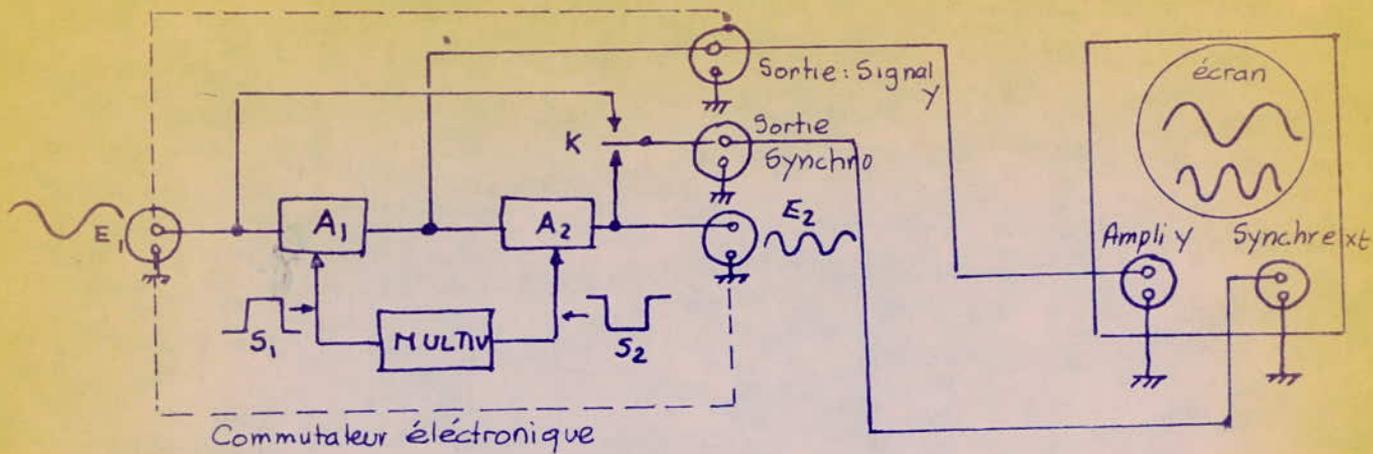


fig. 62

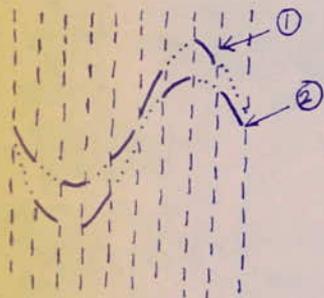


fig. 63

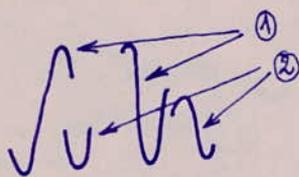


fig. 64

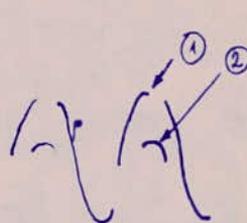


fig. 65

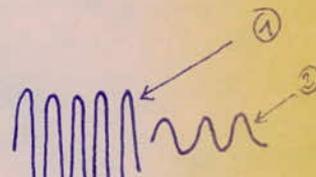


fig. 66

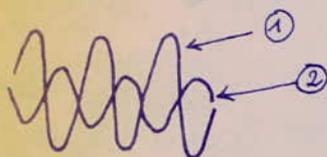


fig. 67

CHAPITRE IV

APPLICATIONS

Passons maintenant à la dernière partie de notre étude, de l'oscilloscope dans laquelle, on va découvrir le vaste champ d'applications, qu'à connu ce précieux appareil, et, qui a permis à cet outil devenu indispensable, de passer des laboratoires aux ateliers de fabrication ou de dépannage, et, à l'usine.

1 - Différentes classes d'utilisation :

Sur l'écran d'un tube cathodique, tout point est défini par 2 élongations, qui sont des coordonnées rectangulaires : l'ordonnée y et l'abscisse x. La courbe représentée est la fonction $y = f(x)$. Comme y représente toujours la grandeur observée, on peut définir différentes classes d'utilisation selon la variable proportionnelle à la déviation horizontale x.

- Dans l'application courante de l'oscilloscope, x est proportionnelle au temps t ; on affiche la fonction $y = f(t)$. Ici le dispositif qui produit une déviation horizontale proportionnelle au temps, est la base de temps (linéaire).

- On peut aussi avoir x proportionnelle à la fréquence F. C'est la fonction $y = f(F)$ qui affiche une courbe de selectivité ou de réponse. Le dispositif, qui produit dans ce cas une déviation horizontale proportionnelle à la fréquence, est la base de fréquence ou vibulateur ^{celui-ci} comporte un générateur à fréquence variable, engendrant le signal injecté dans le dispositif ^{examine} ~~examiné~~, et, une source de tension produisant la déviation horizontale. Les 2 étant couplés de manière qu'à chaque fréquence, corresponde une élongation déterminée du spot. L'abscisse est graduée en unité de fréquence.

- x peut aussi correspondre à une tension de fréquence ou de phase, on obtient des figures de Lissajous, pour la détermination d'un rapport de fréquence ou d'un déphasage.

2 - Mesure des fréquences et des déphasages.

2 - 1 - Courbes de Lissajous.

Ces courbes résultent de la composition de deux tensions sinusoïdales.

Leur aspect dépend du rapport des fréquences et du déphasage entre les 2 vibrations.

2 - 1 - 1. Fonctions sinusoïdales de même fréquence.

Appliquons sur les plaques de déviation verticale, une tension :

$y = Y_M \sin wt$. La base de temps étant hors circuit, appliquons sur les plaques de déviation horizontale ; une tension déphasée d'un angle quelconque φ , par rapport à y. donc on a :

$$x = X_M \sin.(wt + \varphi).$$

$$y = Y_M \sin. wt.$$

.../...

2 - 1 - 1 - 1 Mesure d'un déphasage.

La composition de ces 2 vibrations , x et y, fait apparaître sur l'écran, une ellipse qui coupe l'axe positif, Oy en A, on a donc la figure 69.

Donc, la valeur absolue du déphasage de 2 fonctions alternatives sinusoïdales de même fréquence est donnée par :

$$\sin. |\varphi| = \frac{O A}{O B}$$

2 - 1 - 1 - 2. Calcul d'un déphasage.

- Déphasage nul.

On a donc $x = X_M \sin.wt$

$y = Y_M \sin.wt.$

on obtient : $y = \frac{Y_M}{X_M} x.$

On aura donc sur l'écran une droite passant par l'origine.

- Déphasage π

On observe, aussi une droite mais de pente négative.

- Déphasage de $\pi/4$ ou $-\pi/4$ ou $0 < \varphi < 90^\circ$ ou $-90^\circ < \varphi < 0$

On obtient une ellipse inclinée.

- Déphasage de $\pi/2$ ou $3\pi/2$.

On obtient une ellipse à grand axe horizontal ou vertical, qui devient un cercle, si les amplitudes sont égales.

- 2 - 2 - 1 - 3. Pont déphaseur étalonné.

Lorsque le déphasage s'annule, on trouve une relation simple entre x et y.

L'ellipse devient alors une droite inclinée, on est donc à la limite $O B^* = 0$

donc pour mesurer précisément un déphasage quelconque, on déphase l'une des tensions d'une quantité φ' connue, avant de l'appliquer à l'oscilloscope. φ' est réglé, de façon à observer une droite inclinée sur l'écran. On a donc, $\varphi = \varphi'$ de façon que V_1 et V_2 soient en phase (Fig.70) Cette méthode est meilleure que la précédente, qui donne des résultats très imprécis.

- 2 - 1 - 1 - 4. Utilisation d'un oscilloscope bicourbe (Fig.71).

Les tensions sinusoïdales V_1 et V_2 sont appliquées chacune à une entrée verticale, le balayage horizontale est assuré par la base de temps. le déphasage est tel que :

$$\varphi = 2 \pi \frac{1}{L}$$

2 - 1 - 2. Fonctions sinusoïdales de fréquences différentes.

2 - 1 - 2 - 1. Détermination du rapport de fréquences.

Appliquons, sur les plaques de déviation horizontale et verticale, des tensions sinusoïdales de fréquences respectives f_x et f_y et déphasées de φ les équations paramétriques de l'oscillogramme sont :

$$x = X_M \sin.(w_x t + \varphi).$$

$$y = Y_M \sin.(w_y t). \quad \dots/\dots$$

Le spot décrit une courbe, qui semble être inscrite dans un cylindre transparent à axe vertical ou horizontal, selon le cas. On a en générale :

$$\frac{f_x}{f_y} = \frac{n_y}{n_x} \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} n_y : \text{nombre de boucles tangentes au coté vertical.} \\ n_x : \text{" " " " au coté horizontal.} \end{array}$$

Si f_x est connue, on peut ainsi mesurer f_y . - Par exemple, pour $f_x / f_y = \frac{1}{2}$ pour différents déphasages, on obtient des courbes inscrites dans un cylindre à axe vertical, par contre pour $f_x / f_y = 2$. On a les mêmes courbes tournées de 90 ° ici l'axe de cylindre est horizontal.

Avec cette méthode, on peut identifier de nombreux rapports entiers, et fractionnaires à condition que la figure soit suffisamment stable, pour permettre le comptage; Il est cependant difficile de dépasser un rapport de 10.

2 - 1 - 2 - 2. Méthode du cercle de déphasage modulé.

C'est une autre manière de se servir d'un oscilloscope pour comparer 2 fréquences. Le générateur basse fréquence fournit une fréquence f , et alimente un pont déphaseur relié aux entrées X et Y de l'oscilloscope. Donc en appliquant ces 2 tensions sinusoïdales de même fréquence, de même amplitude et déphasées de $\pi/2$, on obtient un cercle. f , peut être la fréquence du secteur, 50 Hz.

a - Modulation du cercle en intensité.

Si maintenant, on connecte la source, dont, on veut mesurer la fréquence f_x , au Wehnelt du tube cathodique; elle fait varier périodiquement la tension du Wehnelt, donc, l'intensité du faisceau d'électrons émis par le canon. Si le rapport f_x/f est entier, on observe un cercle modulé en intensité (fig.72). Soit n , le nombre de maxima de lumière. On a alors : $f_x = nf$.

Avec cette méthode on peut facilement atteindre $n = 50$.

b - Modulation du cercle en amplitude.

Au lieu de moduler le cercle en intensité, on peut le moduler en amplitude. On obtient l'aspect d'un engrenage ou d'une roue à couronne. Ici la source de fréquence f_x , est branchée en serie dans la connexion qui aboutit aux plaques Y. On a aussi la relation : $f_x/f = n$.

3 - Tracé des caractéristiques dynamiques.

3 - 1. Généralités.

3 - 1 - 1 - Diodes et redresseurs.

Le courant I qui traverse, une diode est fonction de la tension V , à ses bornes. On appelle caractéristiques de la diode, la courbe, $I = f(V)$.

.../...

3 - 1 - 2 Transistors.

Le transistor est utilisé en quadripôle, l'une de ses 3 électrodes (Collecteur, émetteur ou base), étant commune à l'entrée et à la sortie. Ainsi un réseau de caractéristiques, peut être tracé, pour différentes valeurs d'une 3ème paramètre et pour les 3 montages fondamentaux.

Toutefois, on peut adopter la méthode statique (Tracé point par point) des caractéristiques, mais l'oscilloscope offre l'avantage d'évoquer des résultats peut être peu moins précis que les précédents, mais encore plus efficaces. C'est la méthode dynamique.

3 - 2 Caractéristiques des diodes et redresseurs.

3 - 2 - 1 Principe du tracé automatique.

Quelquesoit le type de diode ou redresseur, le principe du montage est toujours le même (fig.73). La tension variable appliquée à la diode est fournie par le secondaire d'un transformateur abaisseur de tension, dont le primaire est relié à la sortie d'un autotransformateur variable qui est branché au secteur.

La tension des plaques X est prélevée entre la cathode et l'anode. Les déplacements horizontaux du spot, sont proportionnel à V. La tension, des plaques Y, est prélevée sur une résistance R, elle est proportionnelle au courant I qui la traverse, de même que les déplacements verticaux du spot.

L'oscillogramme, donne donc les variations : $I = f(V)$.

3-2-2. Exemples de courbes observées.

- Diode à pointe (type O A 85) fig.74.
- Diode Zener(fig.75)
- Diode à gaz (Fig.76).

3 - 3 Caractéristiques des transistors.

Le montage de la figure 77, représente le circuit qui donne les caractéristiques - $I_C = f(-V_{CE})$, d'un transistor P N P, montré en émetteur commun.

A la tension de polarisation du transistor on superpose une tension variable V_{CE} , fournie par un transformateur, et, qui directement utilisée pour le balayage horizontal. La tension verticale des plaques Y, est proportionnelle à I_C . On aura donc sur l'écran la caractéristique $-I_C = f(-V_{CE})$ pour $-I_B$ donné. On peut souhaiter perfectionner le dispositif en donnant automatiquement différentes valeurs à I_B , et en étalonnant au préalable les déviations horizontales et verticales, pour différentes valeurs des tensions et courants.

.../...

4 - Modulations - détection - Redressement.

5 - 1 - Etude de la modulation en amplitude.

4 - 1 - 1. Mesure du taux de modulation en balayage linéaire.

L'onde porteuse de haute fréq. F, est modulé en amplitude, par une onde basse fréquence, f, de pulsation $\omega = 2\pi f$. L'onde modulé a pour expression :

$$y = A (1 + m \cos. \omega t) \cos. \omega t, \quad \omega = 2\pi F.$$

Son amplitude varie entre $A(1-m)$ et $A(1+m)$, où m est le taux de modulation

Appliquons l'onde modulée y, sur l'entrée verticale de l'oscilloscope, dont le balayage horizontal est assurée par la base de temps. La fréquence de celle-ci est réglée de façon à permettre l'observation de 2 ou 3 périodes du signal B F.

On obtient sur l'écran la fig. 78. AINSI à partir de l'enveloppe, on peut mesurer le taux de modulation m, tel que :

$$M \% = 100. m = \frac{a - b}{a + b} \times 100.$$

4 - 1 - 2 Mesure de la modulation par la méthode du trapeze. (Fig. 79.)

Dans ce cas, le balayage horizontal, par l'onde B F, la deviation verticale est toujours provoquée par l'onde modulé y.

Sur les plaques Y, on a : $y = A(1 + m \cos. \omega t) \cos. \omega t$, dont l'enveloppe est : $y' = A (1 + m \cos. \omega t)$,

sur les plaques x on a : $x = B \cos. \omega t$.

En éliminant $\cos. \omega t$ entre y' et x, il vient que $y' = A(1 + \frac{m}{B}x)$, courbe qu'on observera (fig.79) sur l'écran ; ce qui permet de mesurer m :

$$M \% = 100 \cdot \frac{a - b}{a + b}$$

4 - 2. Détection d'une onde modulée en amplitude.

La détection a pour but de donner, en partant d'une onde H F, modulée, en amplitude, un signal analogue à celui qui a servi à la modulation. L'Etude de l'oscilloscope permet de vérifier que le signal détecté est bien semblable au signal modulateur, ou de déceler une éventuelle distorsion.

4 - 2 - 1. Observation directe de l'onde détectée.

L'entrée verticale est branchée entre les points C et M. Le balayage horizontal est assuré par la base de temps (fig.80) . On a directement l'onde détectée. Donnons, les 3 exemples de modulation sinusoïdales possibles (Fig.81).

4- 2 - 2. Comparaison du signal détectée au signal modulateur.

Dans ce cas, le balyage horizontal est assuré par le signal

.../...

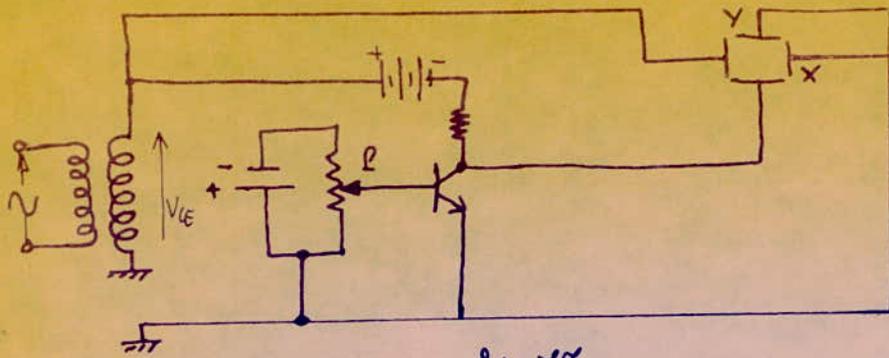


fig. 77

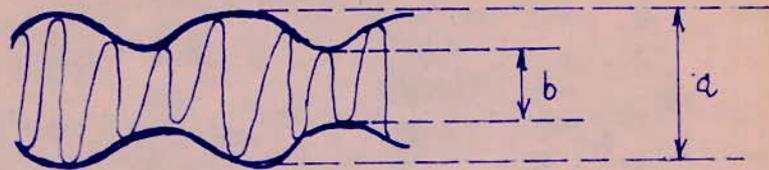


fig. 78

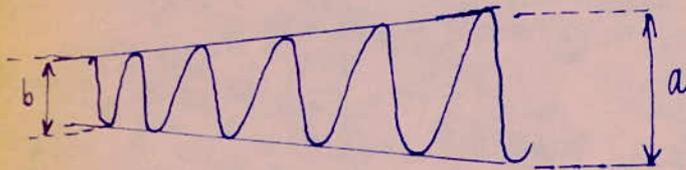


fig. 79

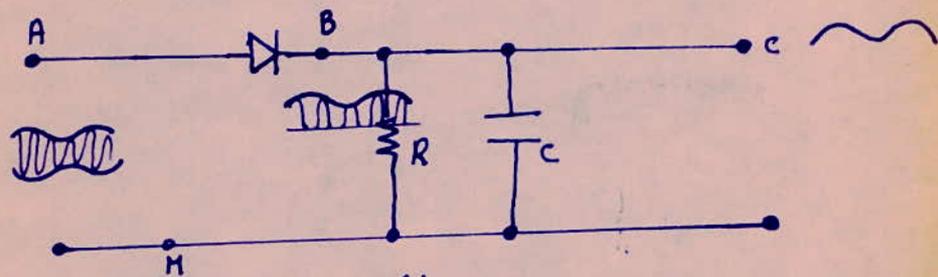
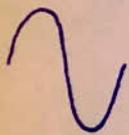
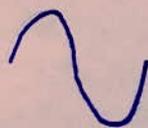


fig. 80



Détection correcte



onde distordue
due à R, grand

fig. 81



Residus H.F



Détection Correcte



onde distordue
due

fig. 82



Residus H.F

modulateur, les plaques Y, contiennent toujours l'onde détectée. On se ramène à la composition de 2 sinusoides présentant plus au moins un déphasage. L'oscillogramme est une ellipse (Figure de Lissajous pour 2 tensions de même fréquence). On peut obtenir, comme précédemment des courbes de la Figure 82.

4 - 3 Redressement.

Dans ce cas, le procédé, est aussi simple pour le redressement à une alternance et double alternance. La sortie du montage de redressement est toujours envoyée sur les plaques Y, tandis que les plaques X, reçoivent la base de temps. Ainsi, on observe sur l'écran, les oscillogrammes de chaque redressement.

5 - Observations des courbes de réponse.

5 - 1. Courbe de réponse d'un amplificateur.

Si on applique à l'entrée d'un circuit électronique actif ou passif, un signal sinusoidal, d'amplitude V_E et de fréquences variable, la tension de sortie V_S dépendra de cette fréquence. La courbe du gain $A = V_S / V_E$, en fonction de la fréquence est la courbe de réponse du dispositif.

5 - 2 Bande passante d'un amplificateur.

5 - 2 - 1. Amplificateur à large bande, ou aperiodiques.

Ils sont destinés à amplifier uniformément des signaux dans la fréquence est comprise entre une valeur très basse et une valeur très élevée. Dans ce cas, la bande passante est grande par rapport à la fréquence moyenne.

5 - 2 - 2. Amplificateurs selectifs, ou accordés.

Ils doivent amplifier, la fréquence d'accord f_0 et celles voisines de f_0 , comprises entre f_1 et f_2 . La bande $B = f_2 - f_1$ est faible devant la fréquence moyenne f_0 .

5 - 3 Méthode dynamique de relevé de la courbe de réponse.

5 - 3 - 1. Principe.

On veut relever, la courbe de réponse d'un amplificateur, entre les fréquences f_1 et f_2 . Appliquons aux plaques Y de l'oscilloscope, la tension V_S à étudier, les plaques X, reçoivent les dents de scie de la base de temps.

Le générateur dont la fréquence varie linéairement, délivre une tension V_E : d'amplitude constante. Cette variation de fréquence étant synchronisée avec les déplacements horizontaux du spot ; donc à chaque abscisse du spot, correspond une fréquence du générateur. Pour cette abscisse correspond une déviation Y, proportionnelle à V_S . On obtient sur l'écran une courbe représentant ^{le signal} de sortie V_S en fonction de la fréquence sur l'axe Ox. L'amplitude verticale traduit la réponse d'un amplificateur en fonction de la fréquence, et l'enveloppe de la courbe

.../...

constitue la courbe de réponse de l'amplificateur qu'on pourra séparer du signal lui-même, à l'aide d'une détection (fig. 83).

5 - 3 - 2 Vobulateur et vobuloscope.

Pour réaliser un vobulateur, notre problème est de faire varier la fréquence. Pour cela, on dispose essentiellement d'un oscillateur fonctionnant sur la fréquence de résonance d'un circuit résonant, et, qui est $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

On module f_0 autour de sa valeur en variant périodiquement C, par exemple. (L, C : self et capacité du circuit résonant). Groupant ainsi, ce vobulateur et l'oscilloscope, dans un même appareil, on réalise un vobuloscope. La valeur moyenne f_0 peut être choisie à volonté pour permettre le relevé des courbes de réponse dans différentes gammes de fréquences.

6 - Applications diverses, hors du domaine de l'électronique.

6 - 1 Application à l'électricité automobile.

6 - 1 - 1. Principe des circuits d'allumage des moteurs à explosion.

L'allumage, c'est à dire l'inflammation explosive du mélange d'air et d'essence dans les cylindres d'un moteur, est provoqué par l'étincelle qui jaillit entre les électrodes de la bougie. Cette étincelle est obtenue grâce à la surtension qui apparaît aux bornes du secondaire de la bobine, lorsque le courant est brusquement interrompu dans le primaire, grâce à un interrupteur ou rupteur (Principe de la bobine de Ruhmkorff).

6 - 1 - 2. Analyse du fonctionnement d'un circuit d'allumage.

La figure 84 représente un circuit d'allumage à 4 cylindres. R est le rupteur, dont la fermeture et l'ouverture sont commandées par une came entraînée par le moteur. Les étincelles qui jaillissent dans le secondaire de la bobine sont réparties successivement aux 4 bougies; à l'aide d'un distributeur.

Branchons un oscilloscope sur le primaire de la bobine, entre M_1 et M_2 . Sur les plaques X, on envoie la base de temps. On observe sur l'écran l'oscillogramme de la figure 85.

- En a : R, s'ouvre, une étincelle passe entre les 2 électrodes d'une bougie. Une surtension entre M_1 et M_2 , donne des oscillations HF, dans le circuit résonant formé par L et C. Les résistances de fuite de C et de L, amortissent les oscillations qui décroissent jusqu'en b.

- En b : La tension au secondaire est faible, ce circuit va s'ouvrir, et on n'a plus d'étincelle à la bougie. Un régime d'oscillations amorties s'établit au primaire (partie bc).

.../...

- En c : R se ferme , M_1 et M_2 sont à la masse et la tension $V_{M2} - V_{M1}$, est nulle (partie c d).

- En d : Un nouveau régime recommence (analogue au précédent).

On peut régler la fréquence de labase de temps, pour faire apparaître les 4 figures correspondant aux 4 positions du distributeur afin de comparer l'allumage dans les différents cylindres.

6 - 1 - 3. Oscillogramme correspondant à des fonctionnements defectueux.

Citons quelques pannes pouvant affecter le circuit d'allumage.

- Condensateur C, en mauvais état : Si C est " claqué " , donc $V_{M2} - V_{M1} = 0$ (Oscillogramme identique à c d). Si, C, présente des fuites, donc $V_{M2} - V_{M1}$ est faible, la partie ab est fortement amortie.

- Vis platinées oxydées : La fermeture de R, n'est pas franche. En c l'oscillogramme présente des crachements.

- Rebondissement du rupteur R : Si le ressort de rappel de R, est en mauvais état, on a fermeture, puis aussitôt ouverture suivie d'une fermeture. en c, on a donc des oscillations H F.

6 - 1 - 4. Choix de l'oscilloscope.

Etant donné, que la période n'est pas bien définie, on choisit de préférence un oscilloscope possédant une base de temps déclenchée.

6 - 2. Application à la Médecine.

6 - 2 - 1. Cardiologie (voir électrocardiogramme fig.86).

Toute activité du coeur, comme celle d'autres organes, s'accompagne d'une activité électrique, dont l'étude constitue l'un des moyens d'investigations les plus employés pour observer les fonctionnement du coeur. La courbe des variations de tension en fonction du temps, ou électrocardiogramme, peut être étudiée à l'oscilloscope. Le rythme cardiaque est de l'ordre de 60 à 90 Pulsations par minute. L'oscilloscope utilisé doit transmettre les très faibles fréquences, ce qui impose des amplificateurs Y, à courant continu. Pour les hautes fréquences une bande de quelques centaines de Hertz, doit suffir pour reproduire les signaux électriques sans déformations.

Donnons un électrocardiogramme d'un coeur normal.

6 - 3. Transformation des grandeurs physiques quelconques en tensions électriques.

On sait que l'oscilloscope est sensible à des tensions. Donc, pour étudier les variations de grandeur physique à l'aide de cet appareil, on doit les transformer en variations de tensions.

.../...

6 - 3 - 1. Transformation de lumière en tension.

Pour illustrer cela, utilisons une cellule photo-émissive, qui sous l'action de la lumière provoque une émission d'électrons secondaires, donc un courant entre la cathode et l'anode de la cellule. En faisant passer ce courant dans une résistance, on recueille à ses bornes une tension traduisant les variations du flux lumineux recueilli par la cellule. Indiquons que les modulations de ce flux, vont jusqu'à des fréquences de plusieurs M H z.

6 - 3 - 2. Transformation d'une pression en tension.

On a cette transformation, en utilisant l'effet piézo-électrique avec le quartz, qui fait, que lorsque on exerce une pression sur les faces du cristal convenablement taillé, il apparait une quantité de charges électriques qui lui est proportionnelle.

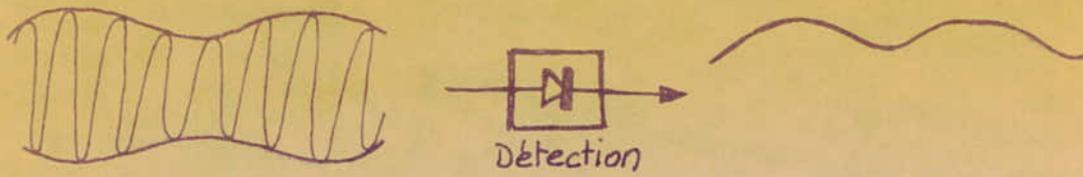


fig. 83

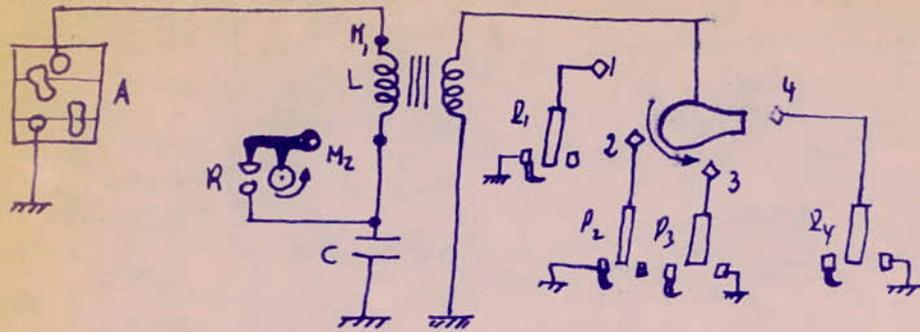


fig. 84

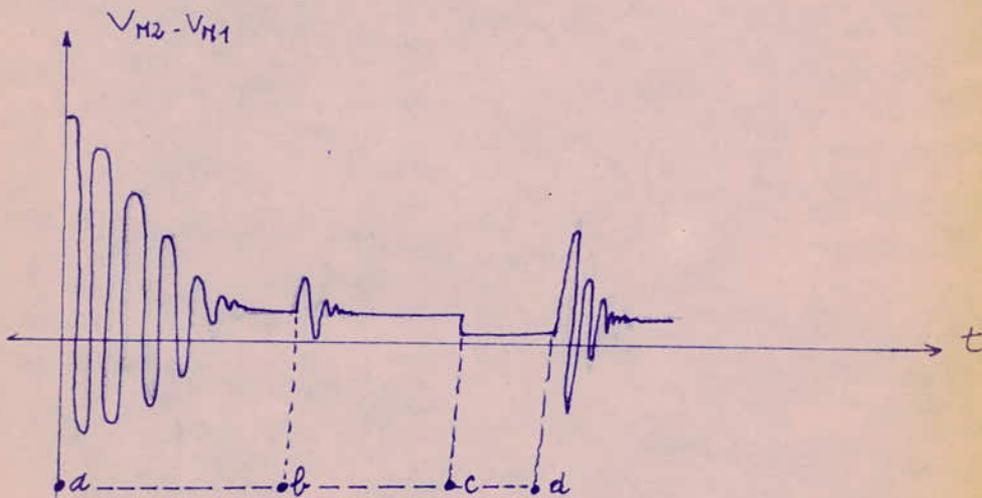


fig. 85



fig. 86

C O N C L U S I O N

Ainsi, on vient de présenter un exposé détaillé, d'une étude oscillographique dans laquelle, on a montré toutes les parties constituant de l'oscilloscope, entrant dans le fonctionnement de cet appareil ; aussi a t-on noté l'importance de chacun de ses organes, et, leurs propriétés fondamentales ; et donner les caractéristiques dont dépend étroitement l'oscilloscope, et, qui constituent à augmenter ses performances.

Espérons que notre recherche - qui nous a été pénible et difficile à rassembler et qui nous a valu beaucoup d'efforts et de peine - a été à sa juste valeur et que notre étude soit une expression valable pour le but visé par notre projet.

Exprimons, enfin le souhait que justement cette recherche soit le fruit de plusieurs années dures, et pénibles d'études et, que la fin de ce cycle de travail, soit comblée d'assurance, d'espérance, et de joie.

B I B L I O G R A P H I E

=====

- Que sàtt-je : l'oscillographe cathodique RENE BATEAU

- L'oscillographe cathodique Collection votre carrière
EDITION CHIRON.

- Technique de l'oscilloscope A. HAAS.
EDITION RADIO.

- L'oscilloscope dans le laboratoire
et l'industrie CH. DARTEVELLE
EDITION RADIO.

- L'oscillographe cathodique Par : M. NADLER
DUNOD.

- Schemas d'électronique J. MORNAND
DUNOD.

- Album , électronique application ANNEE 1977 .

- Techniques des impulsions (Tome III) VABRE
DUNOD.