

PN005/68

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Section TELECOMMUNICATIONS

PROJET DE FIN D'ETUDES

Département

Télécommunications

Paris, le 17/6/68

AMPLIFICATEUR A DECOUPEUR EQUILIBRE

Mlle MAKHLOUFI Ouarda

Ouarda

Sujet proposé par M. J. SLOSIAR
chef de Département

Juin 1968

TABLE DES MATIERES.

=====

CHAPITRE I	Introduction	page	4
" II	Sur la difficulté d'amplifier des faibles signaux: les amplificateurs à liaison directe et les amplificateurs différentiels.		5
" III	Amplificateurs à liaisons directes. Compensation de la dérive.		8
" IV	Techniques du découpage:		14
	1)-Introduction		
	2)- Les condensateurs vibrants		
	3)-Les modulateurs mécaniques		
	4)- Les modulateurs électroniques		
	5)-Chopper lumineux.		
" V	Découpeurs à transistor		27
	1)- principe du découpage		
	2)-Montage pratique		
	3)-Chopper à transistor		
	4)- Chopper compensé.		
" VI	Amplificateur à découpeur		46
	1)-Multivibrateur		
	2)-Chopper équilibré		
	3)-Amplificateur		
	4)- détecteur synchrone		
	5)-Schéma d'ensemble. Performances.		
" VII	Conclusion		65
	Annexes		67
	Bibliographie		74

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

Dans tous les domaines de la science (science pure ou science appliquée), on a toujours tenté de mesurer avec la plus grande précision la grandeur des variables rencontrées lors des travaux.

On chercha toujours soit à visualiser les phénomènes en jeu, soit à les transformer en grandeurs électriques importantes afin de pouvoir effectuer des mesures qui s'imposaient de plus en plus exactes.

Ainsi l'électronicien eut-il à s'attaquer tout d'abord à l'amplification des faibles signaux électriques lorsque les phénomènes apparaissaient sous cette forme. Ensuite, on lui demanda de transformer, pour les besoins de la mesure, des variations de pression, de température, de force, de champ magnétique etc., en variation de tension électrique.

On mesura ainsi des tensions qui devenaient de plus en plus faibles.

Plusieurs techniques ont été développées au fur et à mesure des exigences et des difficultés rencontrées dans l'amplification des faibles tensions électriques quasi continues.

Nous examinerons tout d'abord quelques techniques couramment utilisées pour l'amplification de très faibles tensions continues avant d'aborder l'étude du mode de découpage dont nous verrons les avantages qu'il offre.

=====

C H A P I T R E I I

SUR LA DIFFICULTE D'AMPLIFIER DES FAIBLES TENSIONS

Pour amplifier des tensions électriques afin de pouvoir les mesurer, on utilisait des amplificateurs classiques à tubes électroniques en cascade. Leurs liaisons inter-étages étaient capacitives lorsque le signal à amplifier n'était formé que de composantes alternatives. Lorsque ce signal contenait une composante continue, le condensateur de liaison était banni et les liaisons devenaient directes.

Le signal à amplifier devenant de plus en plus faible, la limite inférieure du possible fut atteinte, car on s'aperçut alors que l'amplificateur couplé au transducteur de mesure devenait générateur de signaux parasites importants dont la répartition spectrale était aléatoire:

- bruit dû aux tubes (effet de grenaille) et aux résistances utilisées dans le montage (effet Johnson)

- dérive, c'est-à-dire fluctuations de fréquence très basse.

La dérive, de beaucoup plus importante que le bruit, est principalement due à la variation de la tension d'alimentation, à la variation de la température de la cathode, au vieillissement des composants utilisés (tubes, résistances).

Les variations de polarisation entraînent des variations de gain en régime dynamique, par ailleurs, ce qui ne permettait pas la construction d'appareillages de mesure fidèles.

Examinons par exemple le schéma de la figure I, qui représente le principe de branchement d'un thermocouple à un amplificateur de type classique.

Appelons:

R_e = résistance d'entrée de l'amplificateur

R_{ch} = résistance de charge

V_{mc} = potentiel de mode commun (potentiel aux bornes I et II d'entrée de l'amplificateur).

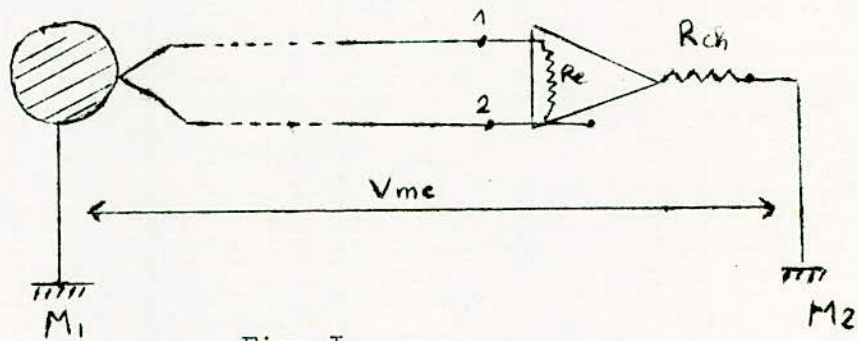


Fig. I

La tension V_{mc} qui est soit constante, soit variable au rythme de la fréquence du secteur est intégralement amplifiée, ce qui entache d'erreur toute mesure.

Pour la précision de la mesure, il fallait donc rendre l'amplificateur indépendant de cette tension de mode commun.

Pour cela, on a rendu l'amplificateur indépendant de la masse, mais de ce fait, on augmentait à des valeurs prohibitives les capacités parasites entre la sortie, l'entrée et la masse.

LES AMPLIFICATEURS DIFFERENTIELS

Dans le cas de la figure 2, la tension V_{mc} est appliquée aux deux entrées de l'amplificateur. Alors, la tension résiduelle V_r n'est jamais nulle du fait que, pratiquement, R et R' sont toujours différentes ainsi que l'appairage des deux amplificateurs.

On définit alors le facteur $\frac{V_{cm}}{V_r}$ comme facteur de réjection du mode commun.

Par ailleurs, dans le cas où les amplificateurs I et II sont du type asymétrique à liaison directe, leurs dérives en tension V_{dI} et V_{d2} apparaissent à la sortie, mais se compensent, car leur variation se fait dans le même sens en général.

De ce fait, la tension de sortie V_s devient pratiquement indépendante de la tension de mode commun V_{mc} et de la dérive en tension, V_d .

Dans ce type d'amplificateur, couramment utilisé, les réglages de l'équilibre sont longs et fréquents.

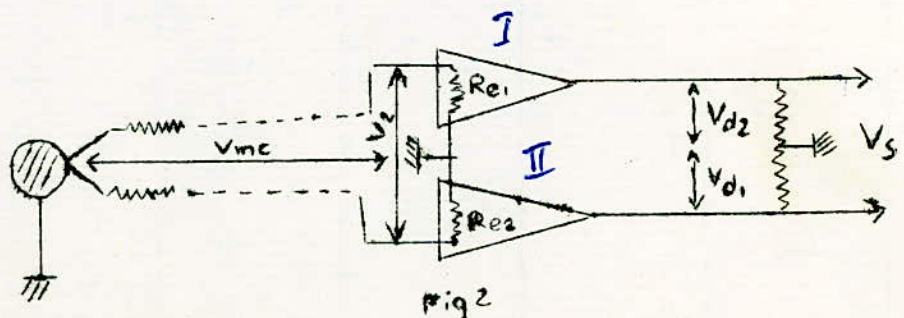
Pour réduire au minimum le bruit, on utilise des triodes à faible bruit, et on sous alimente tous les tubes.

Avec l'emploi des transistors qui sont, comme on le sait, très sensibles à la température ambiante, la dérive augmente, ce qui interdit l'emploi d'amplificateurs à liaison directe. Par contre, le bruit devient négligeable.

A ce niveau de la technique, on utilise des choppers ou modulateurs, qui découpent la tension continue, ce qui permet l'utilisation d'un amplificateur classique à liaisons R C.

Deux types de choppers sont couramment utilisés:

- chopper mécanique
- chopper électronique, qui possède des performances moins bonnes, mais qui présente de sérieux avantages sur son rival: robustesse, faible consommation, durée de vie très grande.



CHAPITRE III

LES AMPLIFICATEURS A LIAISONS DIRECTES A TRANSISTOR

En raison de leur amplification en courant importante et de la simplicité de leur alimentation, les transistors se prêtent fort bien à l'amplification de signaux comprenant une composante continue.

La figure 3 donne une représentation simple d'un étage amplificateur

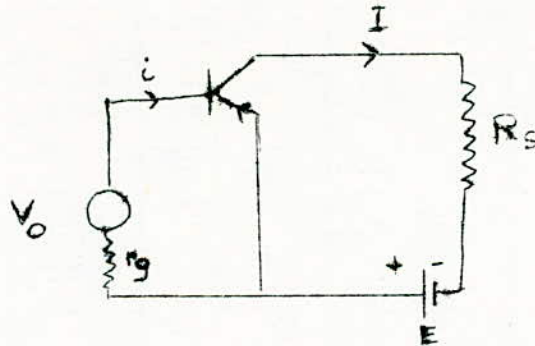


Fig. 3

Lorsque l'on désire amplifier des signaux de signe variable, on peut, dans certains cas, utiliser le dispositif de la figure 4: les diodes permettent le passage du courant continu en shuntant le transistor bloqué par le signal.

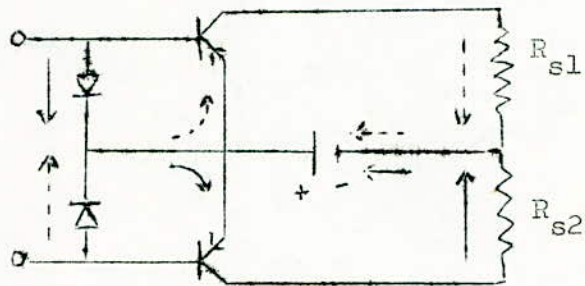


Fig. 4

Pour la réalisation des amplificateurs à plusieurs étages, on peut profiter de l'existence de deux types complémentaires de transistors NPN et PNP. La figure 5 donne le principe d'un amplificateur à grand gain utilisant cette propriété.

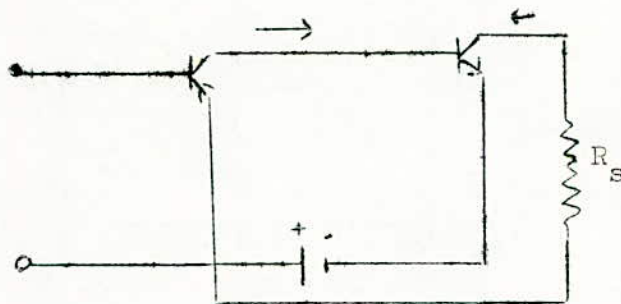


Fig. 5

En pratique, il est rare que l'on puisse employer des

montages aussi simples que ceux décrits jusqu'à présent, en raison des phénomènes de dérive dus à la sensibilité des transistors à la température. Lorsque l'on a pris des précautions d'usage concernant la stabilisation des sources d'énergie, on se trouve devant le problème délicat de la variation rapide de I_{CO} avec la température. L'emploi de la réaction négative permet d'améliorer la linéarité, la stabilité du gain, l'étendue de la bande passante. Par contre, il ne permet pas de réduire utilement la dérive.

En effet, si l'on appelle I_1 et i_1 les courants dans le premier étage, on peut écrire la relation:

$$I_1 = I_0 + \beta i_1 \approx (I_{CO} + i_1) \beta$$

Cette expression montre que le courant de saturation I_{CO} subit pratiquement la même amplification que le signal, la réaction négative divise par le même facteur le signal et la dérive, laissant inchangé le rapport:

$$\frac{\text{signal}}{\text{dérive}}$$

Le seul moyen de réduire l'effet de dérive dû à la température, consiste à introduire une compensation.

Réduction de la dérive

Compensation entre transistors.

Le courant de saturation des diodes ou des transistors composés d'un même semi-conducteur ont des lois identiques de variation avec la température. Il suffit de relier convenablement deux étages pour obtenir une compensation qui, si elle est exacte à une température donnée, reste excellente dans une large gamme de température.

La figure 6 montre un montage stabilisé.

Dans un tel montage, une grande partie du gain du premier étage est perdue pour amplification.

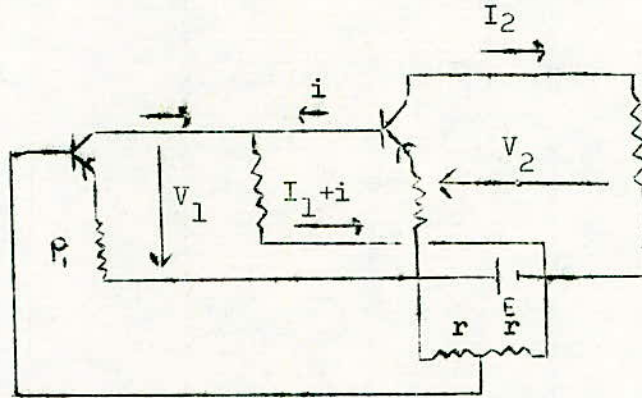


Fig. 6

En effet, la dérive dans la base du second transistor est de l'ordre de I_{co2} alors que sa valeur dans le collecteur du premier étage est de l'ordre de $I_{col}(\beta_1 + 1)$. Pour obtenir une compensation convenable, il faut réduire le gain de β_1 en courant continu à l'aide du réseau de réaction négative comprenant p , r et R .

On obtient le même effet de compensation en utilisant un premier étage présentant une dérive de sortie normale de l'ordre de I_{co} , c'est à dire en employant un montage base à la masse, comme l'indique la figure 7

On a:

$$I_{cl} = I_{co1} + \alpha i_1$$

$$I = I_{co2}(\beta + 1) + \beta i \simeq (I_{co} + i)\beta$$

$$I + R(I_{c1} + i) = E$$

d'où $\rho I + R(I_{co1} + \alpha i_1 + \dots + \frac{I}{\beta} - I_{co2}) = E$

et
$$I = \frac{E - \alpha R i_1 + R(I_{co} - I_{co2})}{\rho + R/\beta}$$

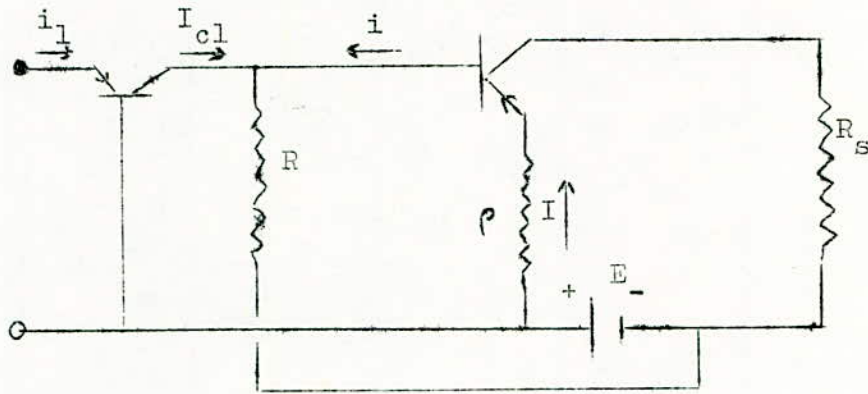


Fig. 7

Lorsque les courants de saturation des deux transistors sont voisins, on voit que la dérive reste faible, le courant pouvant s'écrire

$$I = \frac{E - \alpha R i_1}{\rho + R/\beta}$$

ρ sert principalement à faire apparaître une tension suffisante ρI aux bornes du premier étage. La dérive variable est remplacée par une erreur systématique de zéro égale à

$$\frac{E}{\rho + R/\beta}$$

Très souvent, on donne à R une valeur importante de manière à réduire l'erreur de zéro.

On peut utiliser également pour compenser la dérive, une diode, ou des éléments à fort coefficient de température, tels que les thermistances.

Mais les difficultés rencontrées pour les réglages et pour trouver des éléments identiques, font que la préférence va à l'utilisation d'amplificateurs alternatifs, qui ne sont pas affectés par la dérive de zéro des éléments actifs.

Pour cela, il suffit de transformer le courant continu à mesurer en courant alternatif. On utilise pour cela des "choppers" ou découpeurs dont le rôle est de moduler au rythme du signal continu une onde provenant d'un générateur. Un détecteur est utilisé pour restituer la tension continue amplifiée.

CHAPITRE IV

TECHNIQUES DU DECOUPAGE

1)- Introduction

La technique ayant prévalu dans le domaine de l'amplification de faibles tensions quasi continues est celle utilisant le découpage de la tension à amplifier.

Le découpeur, utilisé en modulateur, donne à sa sortie une tension modulée en amplitude qui peut aisément être amplifiée dans un amplificateur classique de type alternatif.

La tension amplifiée est ensuite redressée par un démodulateur identique au modulateur et fonctionnant en synchronisme avec lui.

Une cellule d'intégration à la sortie permet la restitution d'une tension proportionnelle à la tension d'entrée.

Trois types de découpeurs existent :

- Les condensateurs vibrants
- Les modulateurs mécaniques
- Les modulateurs électroniques

L'association découpeur-amplificateur-redresseur se fait dans tous les cas selon le synoptique donné en figure 8.

Les deux cas possibles d'utilisation sont représentés : découpeur simple et découpeur double.

2)- Les condensateurs vibrants

Ils sont utilisés pour découper des courants, la source étant à haute impédance.

La bande de fréquence est très limitée, à la période de

vibration du condensateur.

Ce dispositif est beaucoup employé en électrométrie moderne, mais son bruit de fond est considérable (de l'ordre de $100\mu V$)

3)- Les modulateurs mécaniques

Plusieurs types de modulateurs mécaniques ont été utilisés.

Tout d'abord, signalons la première réalisation due à ROSS GUN représentée par la figure 9.

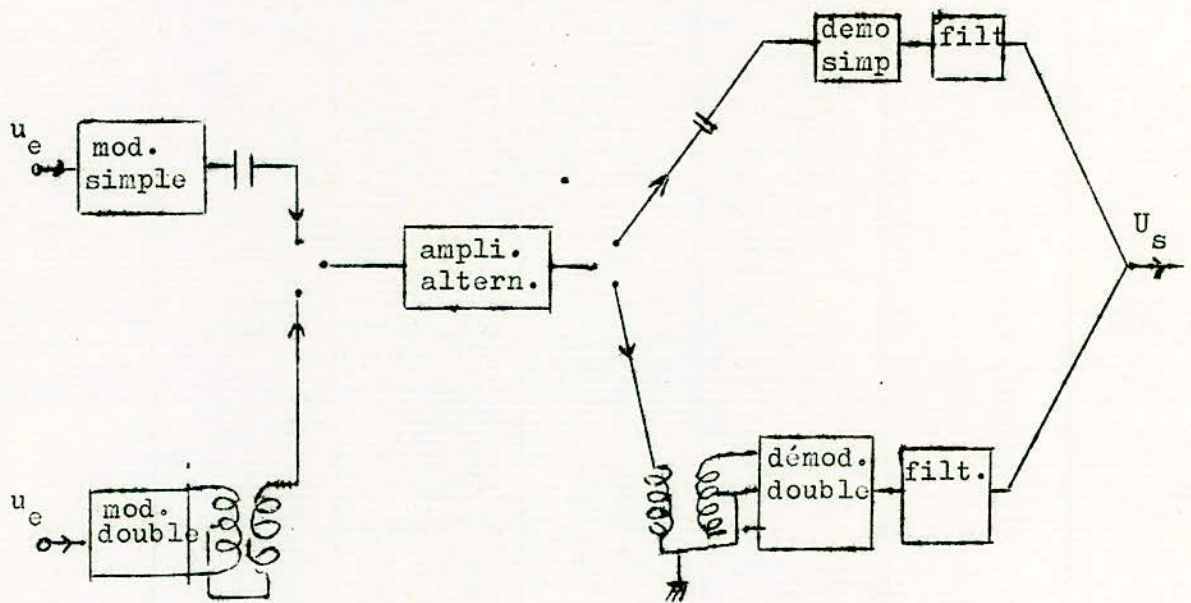


Fig. 8

Un moteur tournant d'un mouvement uniforme fait tourner deux commutateurs circulaires présentant deux types de contacts.

Un tel dispositif donnait pour une faible impédance d'entrée (quelques ohms) et pour une bande passante très réduite (quelques hertz), la sensibilité de l'ensemble atteint $5 \cdot 10^{-10}$ volts.

Un autre type de chopper (fig.10)

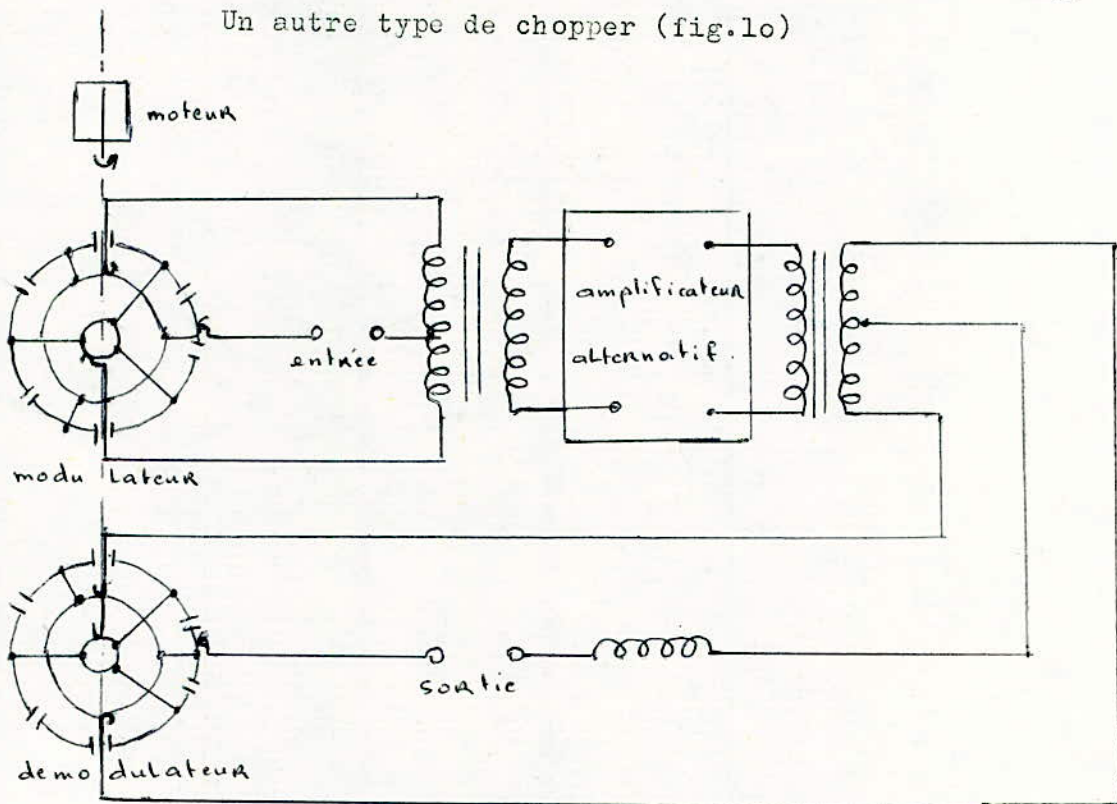


Fig 9

utilise une came et deux contacteurs. La came en mouvement par un moteur, établit le contact soit en 1 soit en 2. Un tel système présente les mêmes limitation de bande que précédemment. Le bruit rapporté à l'entrée est de l'ordre de 10^{-9} volts.

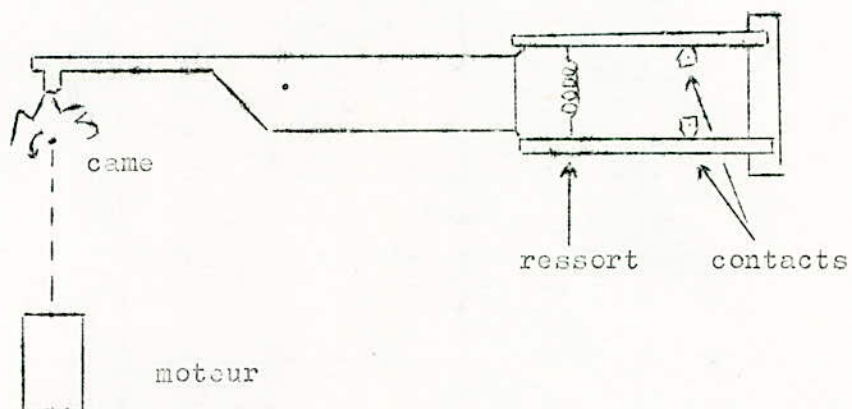


Fig.10

Ensuite vient le choppeur à lame vibrante (fig.11)

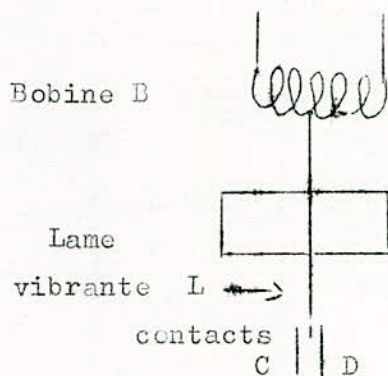


Fig.11

dont le principe est le suivant:

Une lame vibrante L fixée en l'une de ses extrémités A, est soumise à un champ magnétique alternatif crée par la bobine

La lame est ainsi soumise à un mouvement alternatif, d'où s'ensuit la rupture et rétablissement des contacts C et D.

Deux types de ces chopper existent: les chopper simples à un jeu de contacts et les chopper doubles à deux jeux de contacts.

Assez récemment, un type de chopper a été étudié: il s'agit d'un chopper à cadre mobile, dans lequel les contacts sont réalisés à l'aide d'une fourchette solidaire de l'axe, réalisation de qualité identique à celle du chopper à lame vibrante, mais plus fragile.

La figure 12 donne une représentation de ce type de chopper :

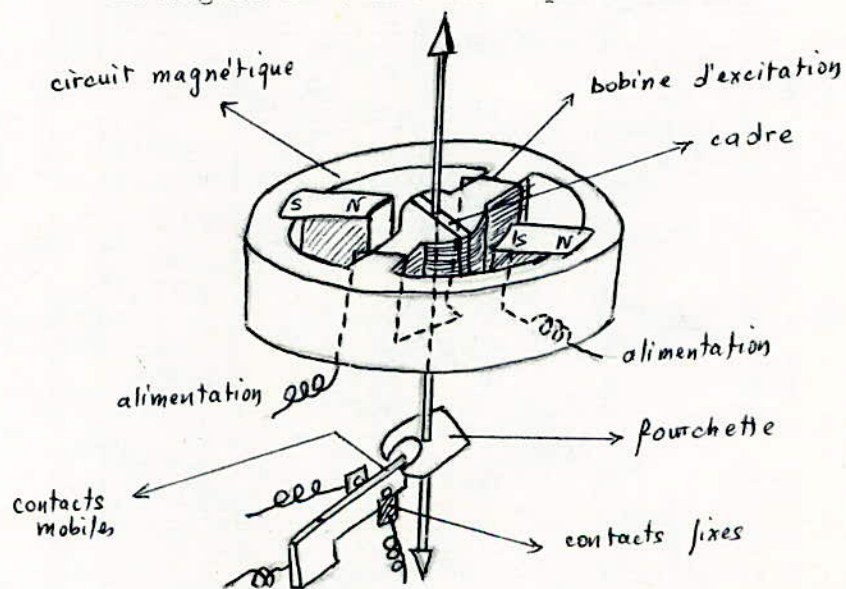


Fig.12

dont les caractéristiques sont les suivantes:

- Fréquence nominale de 50 à 60 Hz
- Tension d'alimentation $6,3 \text{ V} \pm 10\%$
- Temps commun (temps durant lequel la lame est sur les deux contacts), 18° $55\% \pm 2\%$ (sans temps morts)
- Temps de fermeture des contacts $45\% \pm 2\%$ (avec temps morts)

- Bruit (phénomène parasite) $1 \mu\text{V}$ (alimentation par le sommet, $3 \mu\text{V}$ (alimentation par la base.

Utilisation des choppers mécaniques

Dans la pratique, les choppers simples peuvent se placer en parallèle sur la source S (fig.13).

La lame L passe de la position 1 à 2 au rythme de la tension

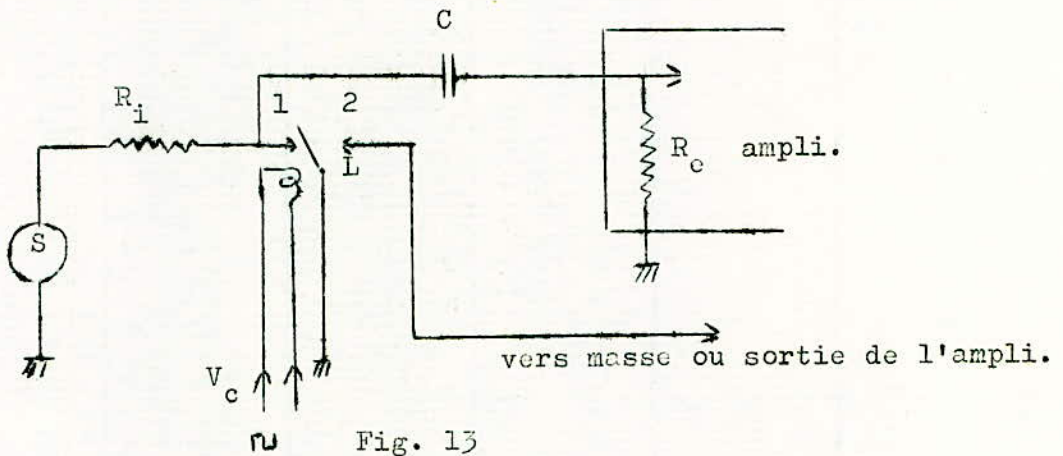


Fig. 13

de commande V_c . Le condensateur C se charge donc à travers R_i et R_e lorsque la lame se trouve en position 2, et se décharge à travers R_e lorsque la lame est en position 1.

Le contact 2 est soit relié à la masse, soit à la sortie de l'amplificateur. Il joue le rôle inverse du contact 1 et permet la démodulation de la tension alternative amplifiée.

Les choppers doubles et simples se placent en série avec la source S (fig.14).

Nous voyons alors qu'au rythme de V_c , la source S est placée en série avec une des deux moitiés du primaire du transformateur.

La tension découpée, après amplification, est redressée par un dispositif similaire.

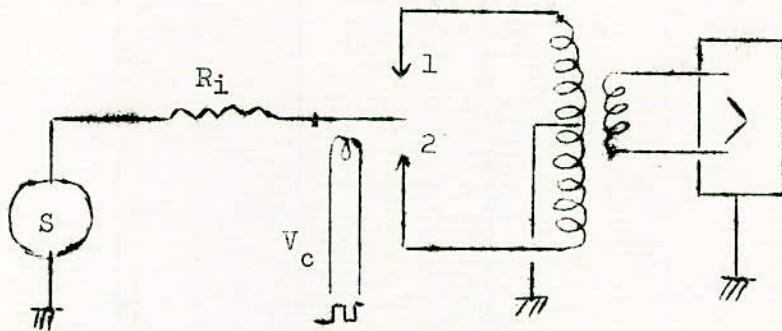


Fig.14

4)- Les modulateurs électroniques

Ces choppers fonctionnent suivant le même principe que les modulateurs mécaniques. Les avantages des choppers électroniques sur les choppers mécaniques sont:

- durée de vie plus longue (quasi illimitée)
- insensibilité aux chocs.

Mais ils présentent par contre des inconvénients très gênants par rapport aux commutateurs mécaniques:

- ils sont astreints aux dérives et aux bruits propres des semi-conducteurs.

Plusieurs types de modulateurs électroniques sont connus.

a)- Modulateur à diodes

Ce montage utilise quatre diodes montées en pont. Un multi-vibrateur donne la tension de commande V_c qui bloque et débloque les diodes.

Ce dispositif ne peut découper que des tensions supérieures au millivolt (fig.15).

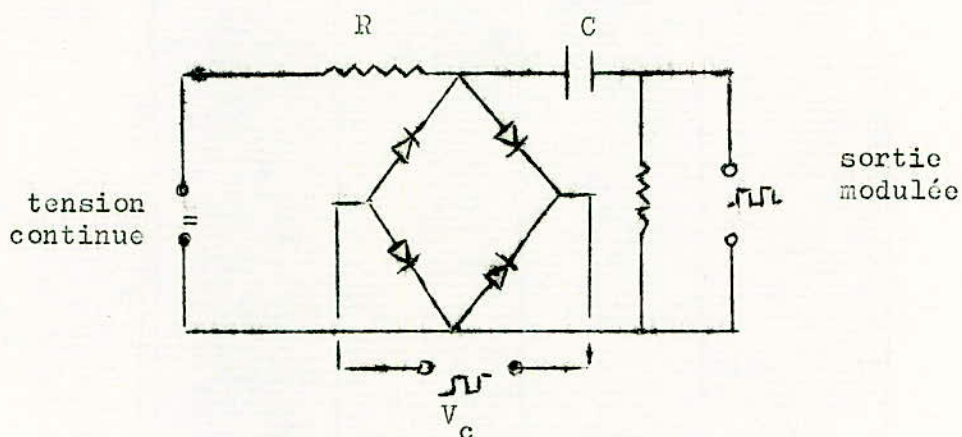


Fig. 15

b)- Les modulateurs paramétriques

On sait qu'une diode présente un effet de capacité variable en fonction de la tension appliquée à ses bornes, suivant la courbe de la figure 16.

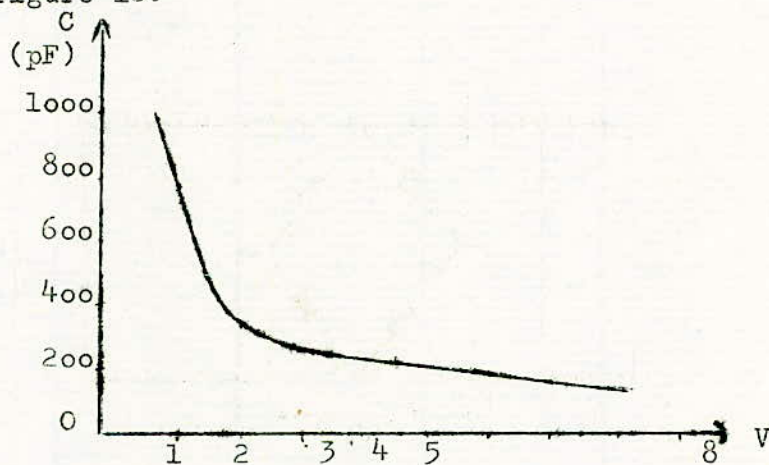


Fig.16

Les diodes "Varicap" sont conçues spécialement dans le but d'avoir un très important effet de capacité variable. Ainsi, elles pourront être utilisées comme choppers.

Le principe d'un chopper à varicap est donné à la figure 17.

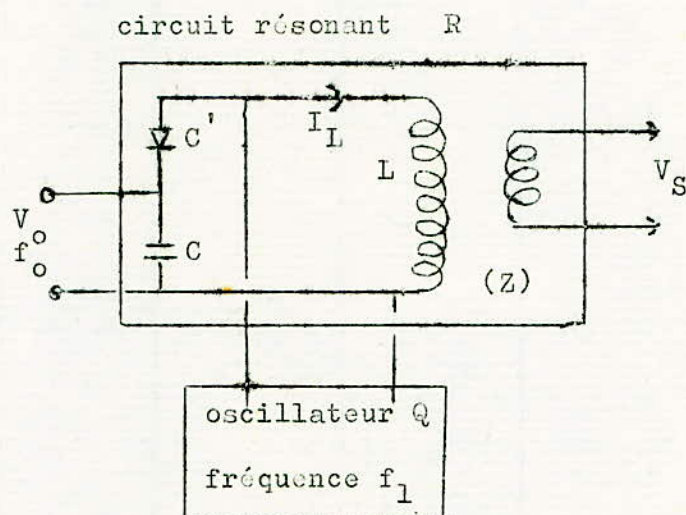


Fig.17

Dans le circuit résonnant constitué par une résistance R , une self L , une capacité C , et une varicap C' ($C = C'$), l'impédance Z dépend pratiquement de L et de C' uniquement.

Un oscillateur donne une fréquence f qui est appliquée au circuit résonnant. Dans L circule alors un courant I_L dont la valeur est fonction de Z , donc de C' (puisque L est constante).

Aux bornes de C' est appliqué alors un signal V_o , de fréquence basse f_o ($f_o < f$). La capacité de la varicap varie au rythme de cette tension (voir courbe fig.16), et par conséquent, l'amplitude du courant I_L varie au rythme de V_o .

Ainsi, la tension de faible fréquence V_o module une tension de fréquence f supérieure à f_o . Un amplificateur de type alternatif est ensuite utilisé à la suite de ce système.

Pratiquement l'unique inconvénient d'un tel dispositif est la grande sensibilité des varicap aux variations de la température, ce qui oblige à thermostatier le montage et l'étudier tout particulièrement en ce qui concerne la dérive thermique.

c)- Les modulateurs à transistors

L'interrupteur mécanique est remplacé, dans ce cas, par un transistor qui fonctionne suivant la schéma de la figure 18.

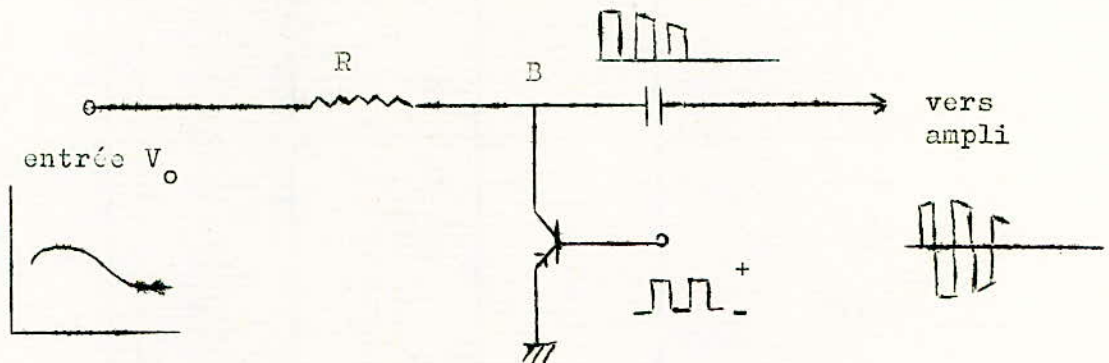


Fig.18

Si l'on rend alternativement la jonction émetteur-base positive puis négative, le circuit collecteur-émetteur est conducteur ou non.

Au point B, on recueille une tension modulée au rythme de V_o.

Mais comme nous le verrons, cet interrupteur est imparfait et on lui préfère de beaucoup le modulateur mécanique qui ne présente pas de dérive très gênante lorsqu'il s'agit d'opérations sur des signaux de très faible amplitude.

Les modulateurs à transistor unijonction

Ce dispositif est surtout utilisé lorsque l'amplificateur associé est de type différentiel.

Le principe de fonctionnement est illustré par la figure 19.

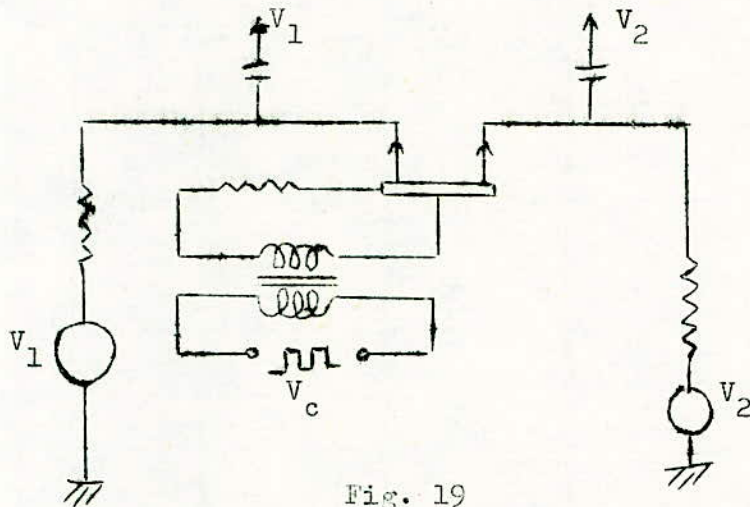


Fig. 19

d)- Les modulateurs à effet Hall

On utilise également l'effet Hall pour le découpage des faibles tensions électriques.

On sait qu'un générateur de Hall, placé dans un champ magnétique périodique, et traversé par un courant continu, délivre une tension alternative proportionnelle à la valeur de ce courant.

Le principe de ce modulateur est illustré par la figure 20.

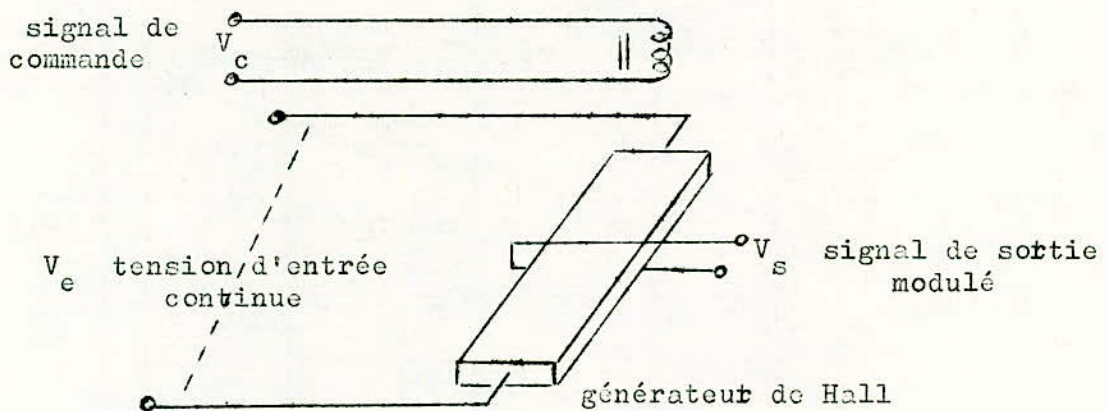


Fig. 20

Ces types de choppers sont suffisamment sensibles pour permettre l'amplification de signaux de l'ordre de $20 \mu\text{V}$.

e)- Choppers de type lumineux

La figure 21 donne le principe de fonctionnement de tels choppers.

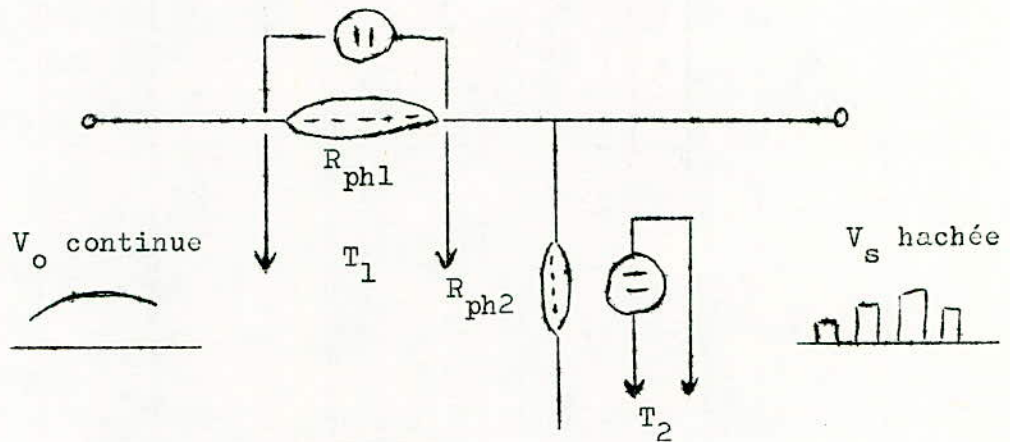


Fig. 21

Deux lampes neon T_1 et T_2 sont montées entre collecteur et base de deux transistors d'un multivibrateur, et éclairent alternativement les photo-résistances R_{ph1} et R_{ph2} .

Ces deux photo-résistances présentent alternativement une résistance R_o forte (résistance d'obscurité) et une résistance R_L faible (résistance sous lumière).

La tension ainsi recueillie est alors:

$$V_s = V_o \frac{R_o}{R_o + R_L} \quad \text{et} \quad V_s = V_o \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

R_o peut varier entre 10^5 et 10^9 ohms et R_L sous 1000lux varie entre 10^2 et 10^3 ohms.

On obtient par ce dispositif une tension V_s hachée.

CHAPITRE V

LES DECOUPEURS A TRANSISTORS

1)- Principe du vibreur électronique

Reprenons le schéma du vibreur mécanique idéal (fig. 22).

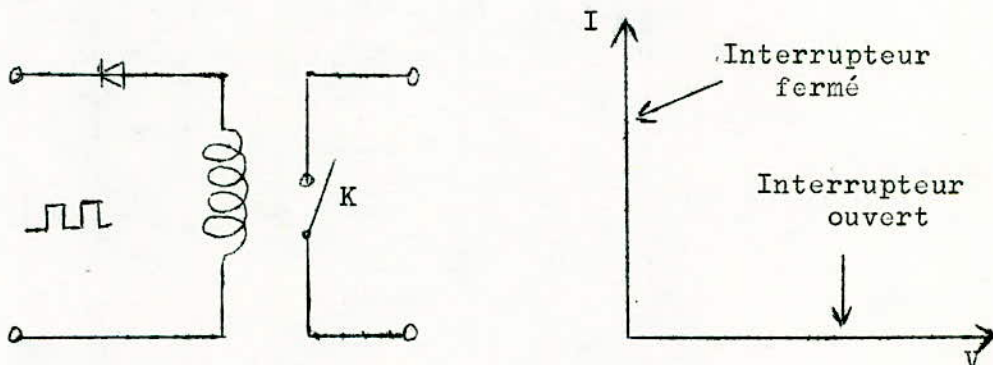


Fig. 22

La bobine du relais étant excitée à travers une diode par des signaux carrés, l'interrupteur K s'ouvre et se ferme successivement à la fréquence de l'onde carrée.

Le point de fonctionnement se situe alors soit sur l'axe des tensions, le relais étant alors en circuit ouvert, soit sur l'axe des courants, le relais se comportant comme un court circuit.

La figure 23 donne le schéma d'un transistor monté en vibreur.

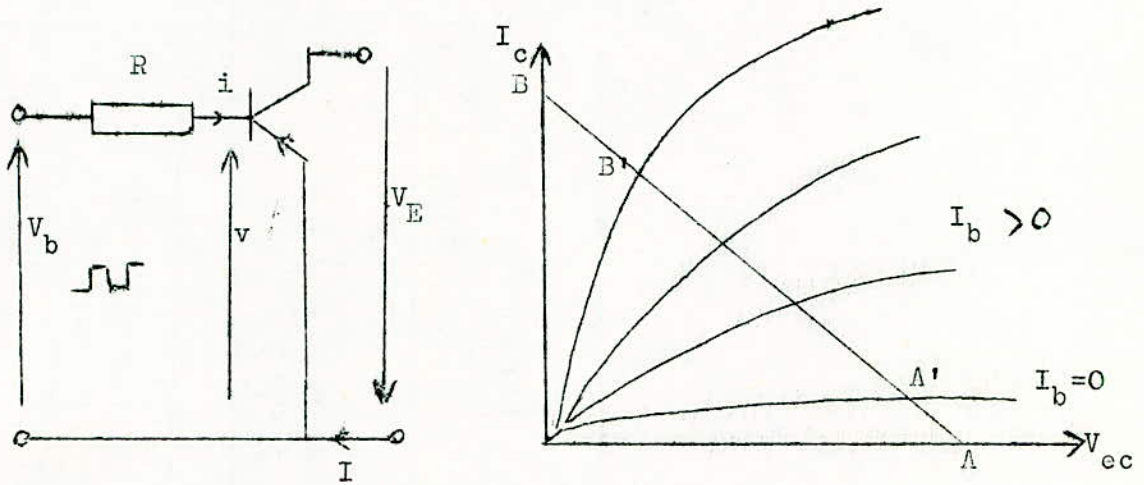


Fig. 23

Nous retrouvons sur le réseau $I_c - V_c$ les points A et B correspondants au cas idéal du vibreur mécanique.

Le point de fonctionnement se situe en B' voisin de B, lorsque la tension émetteur-base est positive et le courant base important.

Lorsque la tension émetteur-base est négative, c'est-à-dire lorsque le transistor est bloqué, le point de fonctionnement se déplace en A'.

La tension carrée V_b appliquée entre base et émetteur à travers une résistance de protection R, produit l'effet:

a)- blocage

$$v \approx V_b \quad \text{d'où} \quad \frac{V}{I} \sim 10^5 \text{ ohms}$$

b)- saturation

$$i \approx -\frac{V_b}{R} \quad \text{d'où} \quad \frac{V}{I} \sim 10 \text{ ohms}$$

Nous demanderons donc au transistor chopper, pour se rapprocher d'avantage du cas idéal, de présenter une résistance apparan-

te aussi grande que possible une fois bloqué, et aussi faible que possible quant il est saturé.

Donc, ce transistor doit avoir:

- Un faible courant de fuite
- Une faible résistance de saturation.

2)- Montage pratique

Si nous traçons la caractéristique $I_c = f(V_{ce})$ à $I_b = \text{cte}$; à faible tension de collecteur, nous voyons que pour $I_c = 0$, V_{ce} n'est pas nul, mais égal à une tension e_o (fig.24) dite tension "offset".

En réalité, cette tension n'est pas tout-à-fait celle observée aux bornes du transistor saturé, car le courant qui le traverse n'est pas tout à fait nul. Mais la valeur de la résistance R_c étant élevée, et la tension u faible (fig.25), le transistor n'est traversé en régime de saturation, que par un faible courant.

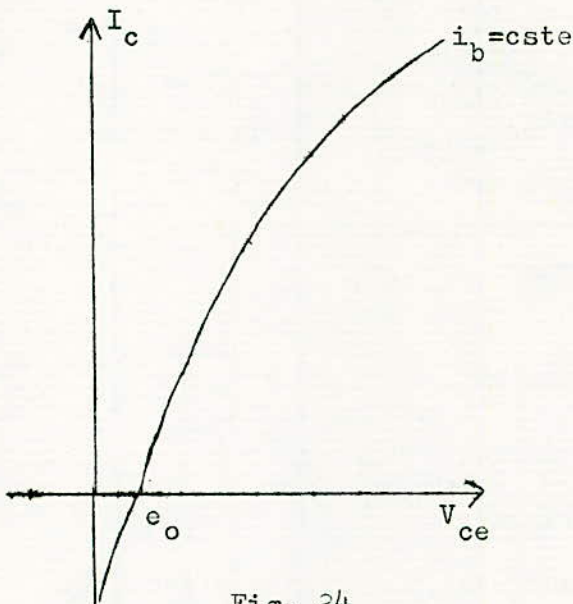


Fig. 24

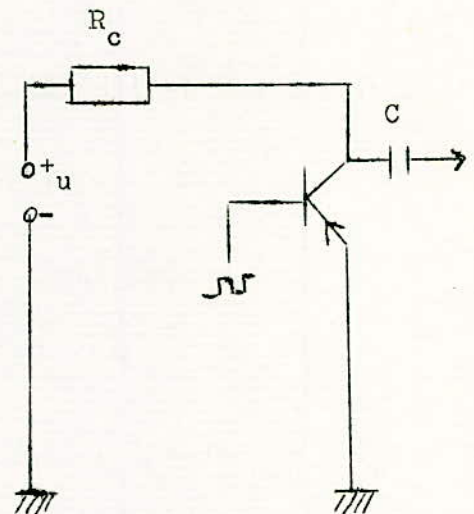
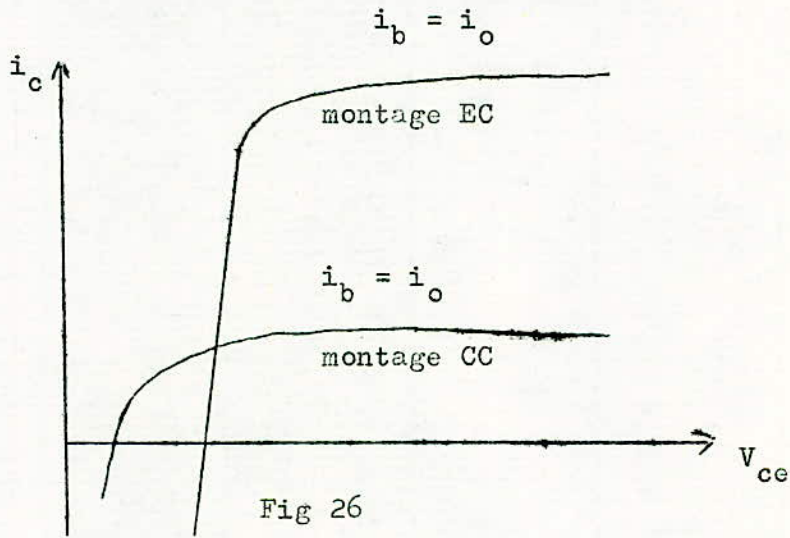


Fig. 25

La présence de cette "tension d'offset" amène donc à rechercher un transistor ayant une tension d'erreur aussi faible que possible.

Expérimentalement, on constate que le montage collecteur à la masse donne des résultats meilleurs, car la tension d'offset est diminuée de presque 10 fois (fig. 26) ainsi d'ailleurs que le gain qui diminue de 5 à 10 fois. Mais cette diminution n'a que peu d'importance.



Examinons donc le montage pratique (fig.27)

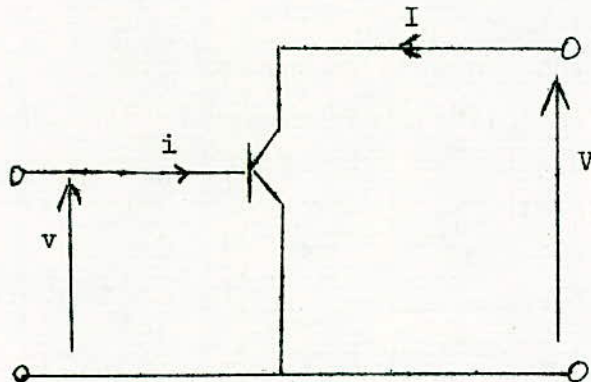


Fig 27

La figure 28 montre le relevé des caractéristiques V-I d'un transistor de faible puissance.

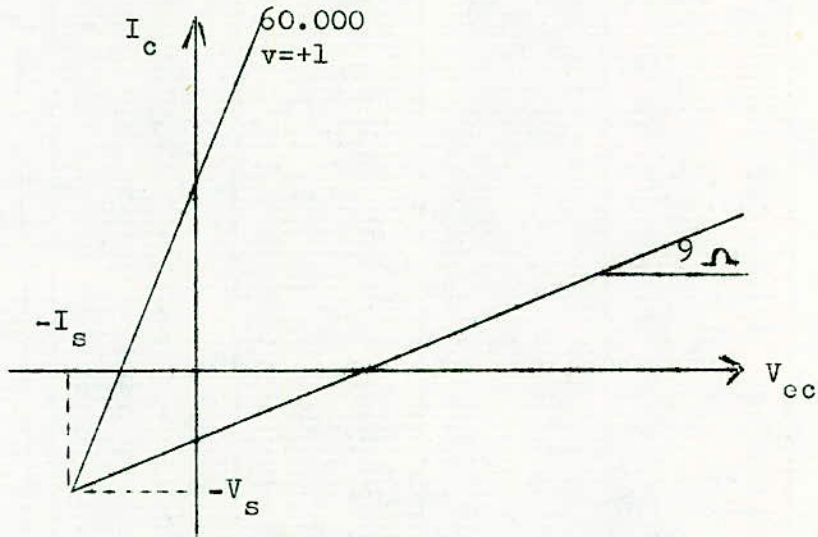


Fig. 28

Les deux caractéristiques se coupent en un point O' distinct de O, dans ce cas:

$$V_s = 1,24 \text{ mV}$$

$$I_s = 0,2 \text{ } \mu\text{A}$$

La présence de V_s et I_s due à l'action dans le circuit d'émetteur des signaux carrés appliqués sur la base, limite les performances du transistor.

La tension V_s varie peu avec la température alors que le courant I_s croît rapidement avec avec la température (fig 29).

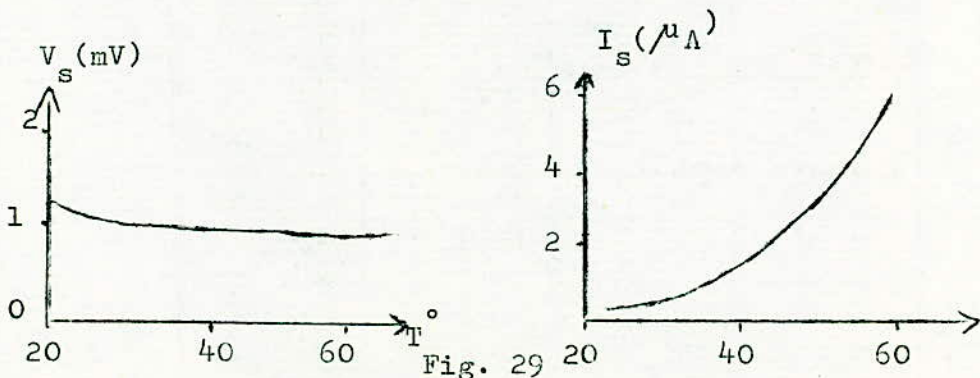


Fig. 29

Le montage collecteur à la masse introduit des termes V_s et I_s beaucoup moins grands que le montage émetteur à la masse, le transfert de base à émetteur étant beaucoup plus petit que de base à collecteur.

3)- Chopper à transistor

La figure 30 montre le schéma d'un découpeur à transistor.

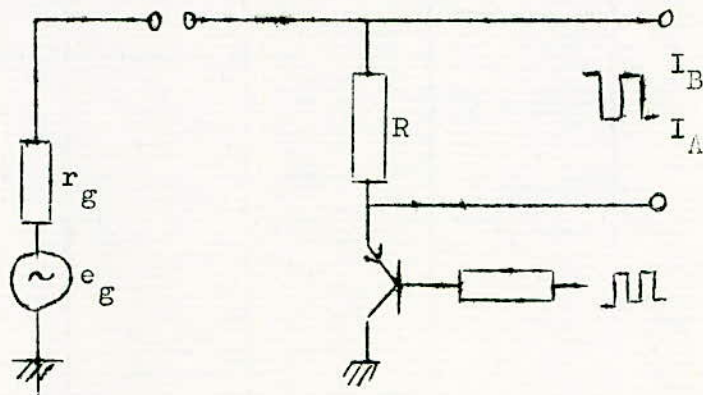


Fig. 30

L'alimentation sur la base est assurée par des signaux carrés ou sinusoïdaux.

Soient e_g le générateur de tension continue (à découper), r_g sa résistance interne et R la résistance de charge.

Le graphique représenté figure 31 indique les points de fonctionnement et les droites de charge du circuit.

Suivant le signe des alternances d'alimentation, le fonctionnement est caractérisé par les points A ou B à l'intersection de la droite de charge, d'équation

$$V = e_g - (r_g + R) I$$

et les deux caractéristiques $v > 0$ et $i < 0$. Le courant dans R conserve la valeur I_A pendant une alternance, puis passe à la valeur I_B durant l'alternance suivante.

On recueille alors aux bornes de R un signal carré d'amplitude $I_B - I_A$.

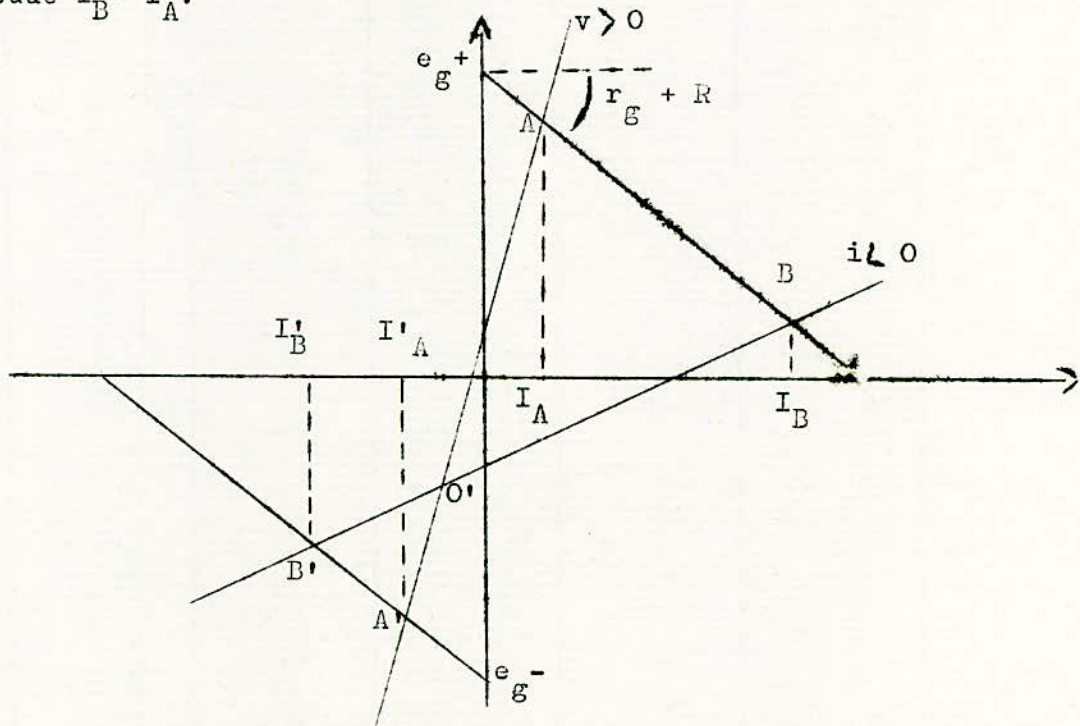


Fig. 31

Deux cas sont à considérer:

a)- Lorsque e_g est grand, la phase du signal carré de sortie dépend du signe de e_g :

$$+e_g \text{ donc } I_B - I_A > 0$$

$$-e_g \text{ donc } I'_B - I'_A < 0$$

L'amplitude du signal recueillie varie donc sensiblement comme e_g .

Mais si e_g est nul, le courant de sortie ne s'annule pas.

Le signal de sortie ne s'annule que lorsque A et B se confondent en

O', moment d'ailleurs où la phase du signal s'*inverse*.

On a donc une erreur de zéro. La tension d'erreur e_o s'obtient en écrivant que la droite de charge passe par O' :

$$-V_s = e_o - (-I_s)(r_g + R)$$

$$\text{d'où } |e_o| = V_s + (r_g + R)I_s$$

La tension e_o limite la sensibilité du transistor.

Analyse d'un circuit découpeur à transistor

Considérons le schéma de montage d'un transistor en chopper (fig.32).

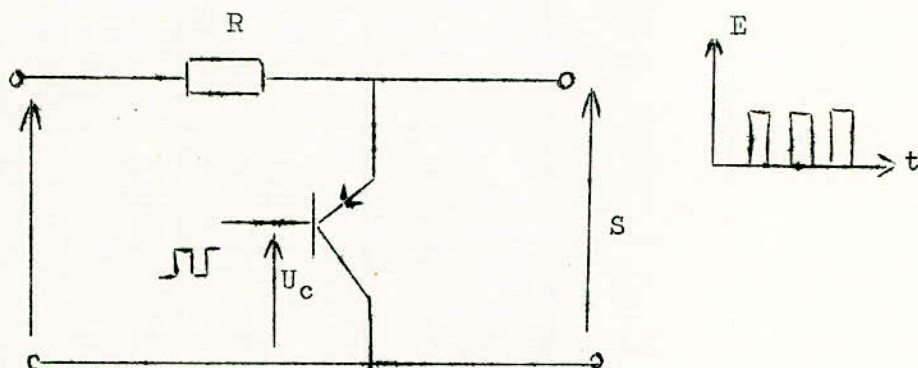


Fig. 32

On distingue comme nous l'avons vu, deux états permanents du transistor: l'état bloqué et l'état saturé en régime statique.

Le schéma équivalent d'un tel montage est donné à la fig.33

A l'état saturé dit "on", l'espace émetteur-collecteur, qui présente une résistance non nulle r_g , est le siège d'une tension résiduelle ou tension de déport V_s .

A l'état bloqué "off", cet espace à une conductance non

nulle G_d et il est le siège d'un courant résiduel I_d dit courant de déport.

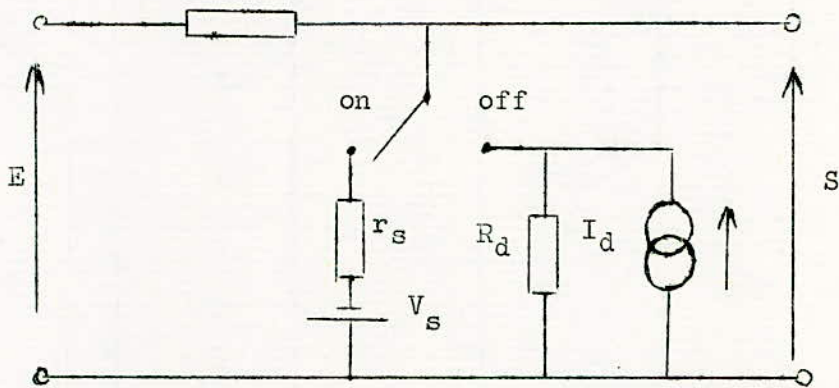


Fig.33

En considérant le circuit équivalent du transistor (fig.34) correspondant au modèle idéal à base diffusée d'un transistor PNP, auquel on a ajouté les résistances d'espace d'émetteur r_e , de collecteur r_c et de base r_b ainsi que les résistances de fuite des jonctions d'émet-

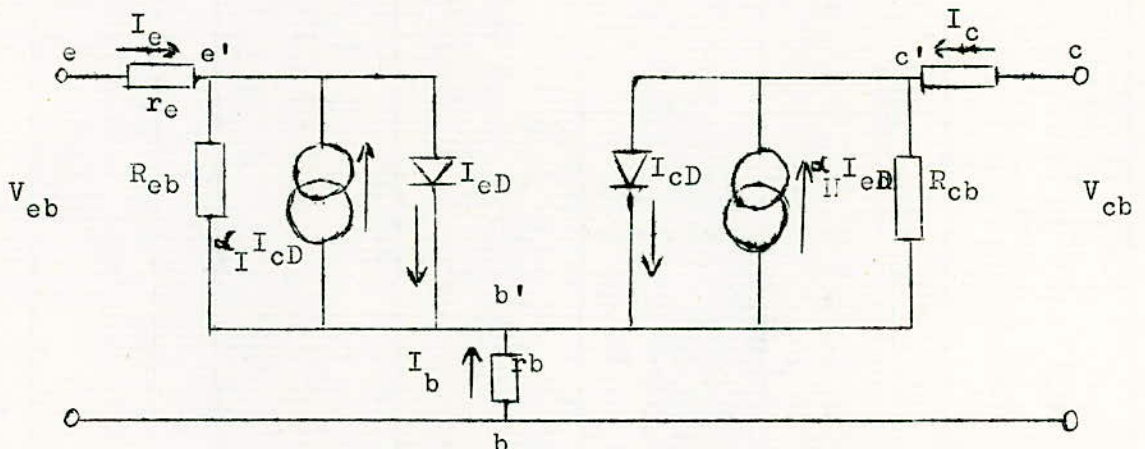


Fig. 34

teur R_{eb} et de collecteur R_{cb} , on peut déterminer les éléments du circuit équivalent de la figure 33.

r_e , r_b et r_c , de faibles valeurs, peuvent être considérés comme constantes; R_{eb} et R_{cb} sont au contraire grandes et de nature non linéaire.

On a, d'après la théorie:

$$I_e = - \frac{I_{ebo}}{1 - \alpha_I \alpha_N} (\exp(\frac{V_{eb}}{U_T}) - 1) + \frac{I_{cbo}}{1 - \alpha_I \alpha_N} (\exp(\frac{V_{cb}}{U_T}) - 1) \quad (1)$$

$$I_c = \frac{\alpha_N I_{ebo}}{1 - \alpha_I \alpha_N} (\exp(\frac{V_{eb}}{U_T}) - 1) - \frac{I_{cbo}}{1 - \alpha_I \alpha_N} (\exp(\frac{V_{cb}}{U_T}) - 1) \quad (2)$$

Ces relations sont valables avec les sens indiqués sur la figure 34 pour le transistor intrinsèque (r_c, r_e et r_b nulles, R_{eb} et R_{cb} infiniment grandes).

I_{ebo} et I_{cbo} sont les courants inverses des jonctions d'émetteur et de collecteur, α_I et α_N les coefficients de transfert à travers la base, du courant émetteur en montage normal et du courant collecteur en montage inverse respectivement. U_T est le potentiel de température:

$$U_T = -\frac{KT}{q} \quad \text{soit } 26 \text{ mV à } 27^\circ \text{ C.}$$

a)- Etat saturé

Dans l'état "on", I_b est négatif et de valeur absolue telle qu'on peut négliger I_{cbo} et I_{ebo} . On déduit alors des relations (1) et (2):

$$V_{ec} = U_T \text{Log} \frac{1 - \frac{I_e}{I_b} \frac{1 - \alpha_I}{\alpha_I}}{1 + \frac{I_e}{I_b} (1 - \alpha_N)} + r_c I_b + (r_e + r_c) I_e \quad (3)$$

On voit que pour les faibles valeurs de I_e , par exemple I_e inférieur à $1 \mu A$, et des valeurs de I_b supérieures à $100 \mu A$, l'espace émetteur-collecteur se comporte approximativement comme un générateur linéaire de force électromotrice:

$$V_s = U_T \text{Log} \alpha_N + r_c I_b \quad (4)$$

et de résistance interne:

$$r_s = \left(\frac{dV_{ec}}{dI_e} \right)_{I_e=0} = - \frac{U_T}{I_b} \left(\frac{1 - \alpha_I \alpha_N}{\alpha_I} \right) + r_c + r_e \quad (5)$$

En se rappelant que α_N croît avec I_b , on voit que

$$V_s = U_T \text{Log} \frac{1}{\alpha_N} + |I_b| r_c \quad (6)$$

Cette relation montre que V_s doit passer par un minimum. En effet pour les faibles valeurs de I_b :

$$V_s = U_T \text{Log} \frac{1}{\alpha_N} \simeq U_T (1 - \alpha_N) \simeq U_T / \beta_N \quad (7)$$

$|V_s|$ décroît donc, dans ce cas, lorsque I_b croît puisque β_N augmente avec I_b . Au contraire pour les grandes valeurs de I_b , V_s croît avec I_b . En effet: $|V_s| \sim |I_b| r_c$.

Pour le transistor PNP, on trouve un minimum de V_s (environ $-1mV$) pour I_b voisin de $-250 \mu A$, valeur pour laquelle on trouve:

$$\alpha_N = 0,972 \text{ et } r_c = 1,2 \text{ ohms}$$

La résistance r_c est déterminée à l'aide du réseau de courbes représenté figure 35, où a été porté $-I_e$ en fonction de V_{ce} avec comme paramètre I_b . Ce réseau permet également de déterminer le rapport

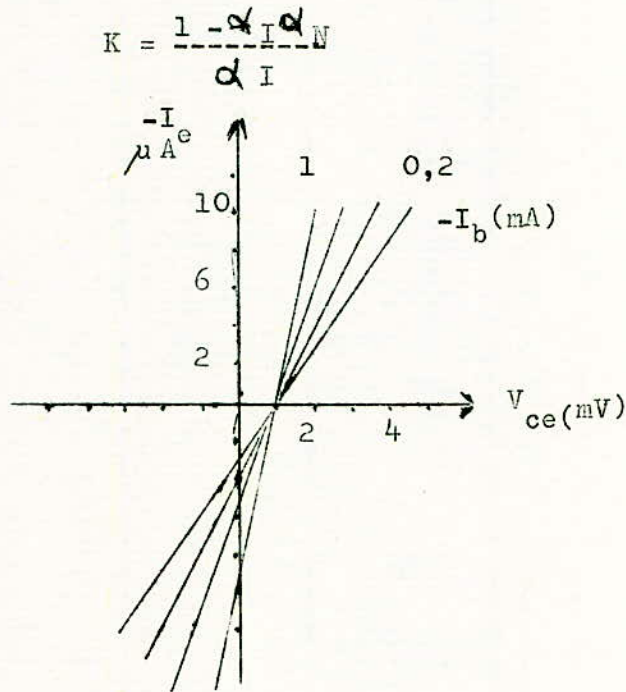


Fig. 35

qui permet d'obtenir α_I . Pour $I_b = -250 \mu A$ on a $r_s = 330$ ohms (r_c et r_e de l'ordre de 1 à 2). On trouvera $K = 2,56$, soit $\alpha_I = 0,283$. Ces résultats justifient les approximations faites plus haut.

Lors de l'élaboration d'un découpeur à transistors, la connaissance des valeurs de V_s et r_s est importante; encore faut-il savoir comment V_s varie avec la température afin de pouvoir estimer la dérive du découpeur.

De la relation approximative

$$|V_s| = U_T(1 - \alpha_N) + r_c |I_b|$$

on déduit:

$$\frac{d|V_s|}{dT} = (1 - \alpha_N) \frac{dU_T}{dT} + U_T \frac{d(1 - \alpha_N)}{dT} + I_b \frac{dr_c}{dT}$$

or r_c et r_e sont des résistances à coefficients de température positifs

$$\frac{dr_c}{dT} > 0; \quad \frac{dU_T}{dT} = -\frac{K}{q} = 8,7 \mu V / ^\circ K$$

au contraire :

$$\frac{d(1 - \alpha_N)}{dT} = \frac{d\alpha_N}{dT}$$

est négatif.

b)- Etat bloqué

Dans l'état "off", normalement, les deux jonctions sont polarisées en inverse, c'est-à-dire que l'on applique sur la base une tension U_b positive par rapport au collecteur, la tension V_{eb} restant négative tant que V_{ec} demeure inférieure à U_b . Remarquons que V_{ec} dépend de E, tension d'entrée, et que si E est négative, V_{eb} l'est également; si au contraire E est positive, V_{eb} devient positive dès que E est supérieure à U_b et la jonction d'émetteur, polarisée en direct, se met à conduire (l'espace émetteur-collecteur devient conducteur).

D'après l'équation (1), on a:

$$I_e = \frac{I_{ebo}}{1 - \alpha_I \alpha_N} \alpha_N \left(\exp\left(-\frac{U_b}{U_T}\right) - 1 \right) - \left(\exp\left(\frac{V_{ec} - U_b}{U_T}\right) - 1 + V_{eb} G_{eb} \right) \quad (8)$$

(G_{be} varie en particulier avec V_{eb})

Si la tension émetteur-collecteur est très faible et si U_b est nettement supérieur à U_T , par exemple $U_b > 4U_T$, le courant de déport est donné par:

$$I_d = I_c (V_{ec}=0) = \frac{I_{ebo}}{1 - \alpha_I \alpha_N} (1 - \alpha_N) - U_b (G_{eb})_{V_{eb}=-U_b} \quad (9)$$

La conductance G_d s'obtient en dérivant par rapport à V_{ec} l'expression (8) de I_e et en faisant $V_{ec} = 0$ et $U_b = U_T$:

$$G_d = \left(\frac{dI_e}{dV_{ec}} \right)_{V_{ec}=0} = \frac{-I_{ebo}}{1 - \alpha_I \alpha_N} \frac{1}{U_T} + (g_{eb})_{V_{eb}=-U_b} \quad (10)$$

$(g_{eb})_{V_{eb}=-U_b}$ est la dérivée, par rapport à V_{eb} du courant de fuite de surface I_f qui s'obtient à partir de la courbe donnant I_f de la jonction d'émetteur en fonction de V_{eb} .

Régime dynamique

Nous envisageons ici les phénomènes transitoires qui accompagnent le passage d'un état à l'autre. La figure 36 représente la forme des transitoires pour un transistor PNP. Les pics observés sont dus à la charge stockée dans la base et à la capacité de jonction base-émetteur dans le cas du montage inverse. On constate que ces pics ont un contenu énergétique différent, suivant que l'on passe de l'état "off" à l'état "on" (la résistance de sortie étant faible) ou de

l'état "on" à l'état "off" (la résistance de sortie dépend alors du circuit extérieur).

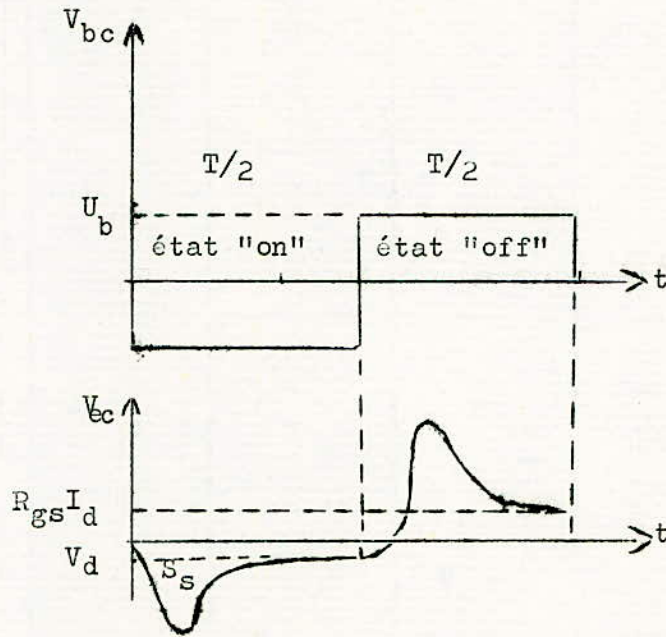


Fig. 36

On peut rendre compte des effets transitoires à l'aide du schéma équivalent, en régime dynamique, donné figure 37, à condition de considérer que la capacité C_T et la f.e.m. V_T ont des valeurs dif-

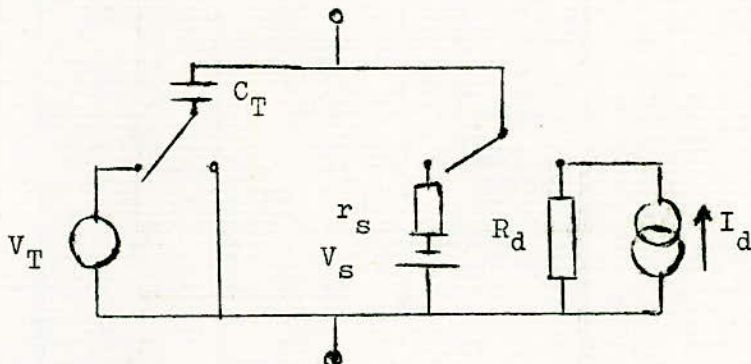


Fig. 37

férentes à l'état bloqué et l'état saturé.

$$C_{TS} \approx \frac{I_b}{w_{\alpha_N} U_T} \frac{I}{1 - \alpha_N \alpha_I} \approx \frac{1}{w_{\alpha_N} r_S} \quad (11)$$

$$V_{TS} \approx U_b + U_T \text{Log} \frac{U_T C_{eo} w_{\alpha_N}}{I_{eo}} (1 - \alpha_I \alpha_N) \quad (12)$$

À l'état bloqué:

$$C_{TB} \approx C_{eo} \quad (13)$$

$$V_{TB} \approx K V_{TS} \quad (14)$$

où C_{eo} est la capacité de la jonction base-emetteur pour $V_{eb} = 0$, w_{α_N} la fréquence de coupure du facteur α_N , K est un facteur dépendant du rapport entre les résistances du circuit de commande et du circuit extérieur.

Si l'on s'intéresse à l'incidence des impulsions transitoires sur le niveau moyen de sortie, on est amené à considérer le schéma équivalent de la figure 38 où, d'après (11):

$$U_{TS} \approx \frac{2S_e}{T} = \frac{2 V_{TS} C_{TS} r_S}{T} = \frac{2V_{TS}}{w_{\alpha_N} T} \quad (15)$$

et d'après (13)

$$I_{TB} \approx \frac{2V_{TB} C_{TB}}{T}$$

T étant la période du signal de commande, en supposant égaux les temps de saturation et de blocage.

Les relations (15) et (16) montrent que pour réduire au

maximum l'action néfaste des transitoires, on a intérêt à prendre T

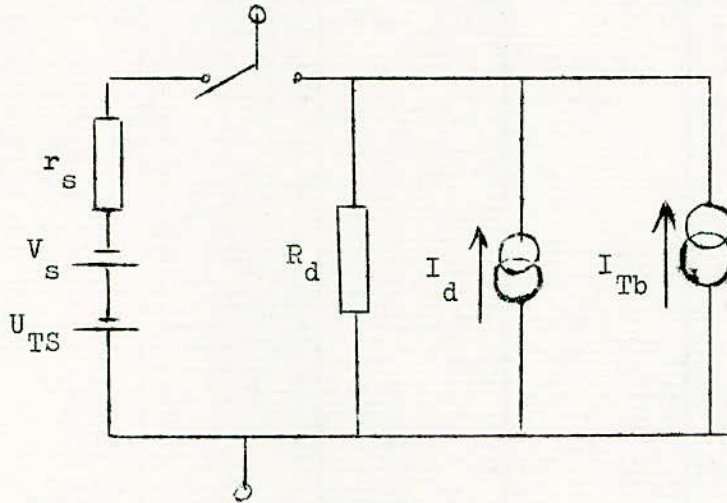


Fig. 38

le plus grand possible, et $U_b = 0$, c'est-à-dire prendre un signal de commande dont la polarité demeure toujours d'un même signe, ce qu'on vérifie à l'aide des relations (12) et (14).

4)- Chopper compensé

L'existence d'une tension parasite qui se développe sur la résistance de charge limite la sensibilité d'un transistor.

Des essais ont montré que le transistor OC 45 monté en inverse, présentait la plus faible tension parasite qui est dans le cas le plus favorable, égale à $600 \mu V$.

On ne peut donc mesurer des tensions inférieures à cet ordre de grandeur.

Pour annuler cette tension parasite et également rendre ainsi le montage insensible à la température, deux transistors en attaque symétrique sont utilisés en choppers compensés (fig. 39).

Chaque transistor est chargé par une résistance identique

R de grande valeur par rapport à l'impédance de la source à mesurer.

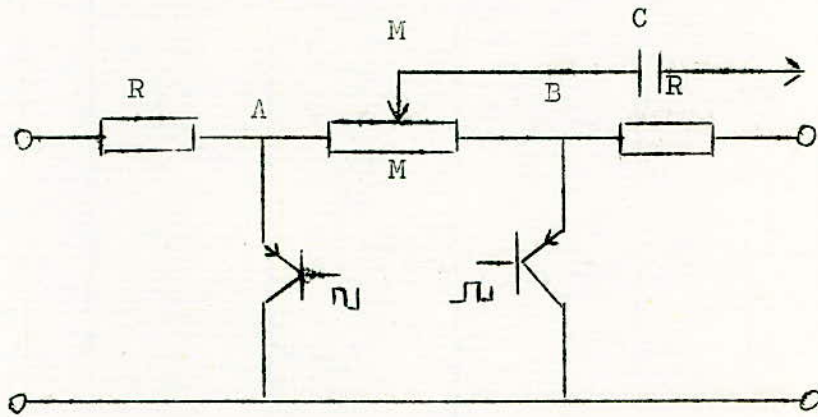


Fig. 39

Un potentiomètre P de grande valeur disposé entre A et B permet de prélever en son milieu une tension par rapport à la masse lorsque les transistors sont attaqués en opposition de phase.

Si une tension est appliquée à l'entrée, une onde carrée d'amplitude proportionnelle à la tension continue e_g apparaît en M.

On ajuste le curseur de P de sorte qu'il n'y ait aucun signal en l'absence de la tension e_g . Le signal obtenu a l'allure donné par la figure 40.

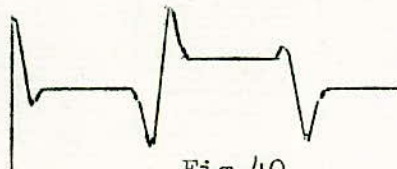


Fig.40

L'écart entre les paliers horizontaux est proportionnel à e_g tant que cette tension reste inférieure à 5mV.





CHAPITRE VI

AMPLIFICATEUR A DECOUPEUR

Le schéma synoptique d'un amplificateur à découpeur équilibré est donné figure 40.

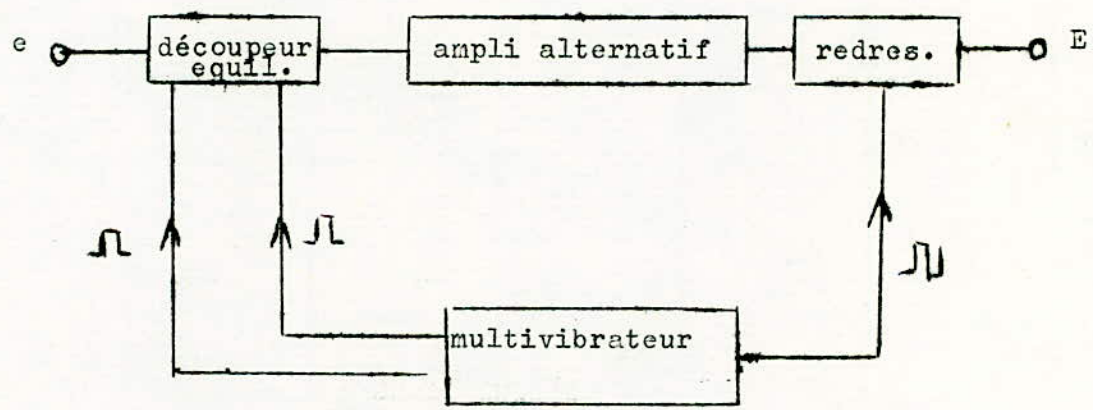


Fig. 40

Un multivibrateur envoie des tensions de commande (de commutation) aux bases de deux choppers à transistor, afin de découper la tension d'entrée continue.

La tension ainsi obtenue est amplifiée dans un amplificateur alternatif. Un redresseur restitue la composante continue amplifiée.

Ainsi, suivant la phase de l'onde alimentant la base du transistor, il est donc possible d'obtenir une tension détectée de polarité désirée.

En décalant le curseur autour de la position médiane, on rend sans effet les impulsions de commutation. On obtient à la sortie une tension détectée nulle pour une tension nulle à l'entrée.

1)- Le multivibrateur astable.

Soit à réaliser un multivibrateur qui délivre:

$$V = 10 \text{ V.}$$

$$F = 1650 \text{ Hz.}$$

$$t_m = 25 \mu\text{s.}$$

a)- Tension d'alimentation: $V_c = 10 \text{ V.}$

b)- Le choix du transistor est fonction de la fréquence de coupure:

$$f_c \longrightarrow t_m$$

$$\omega_2 t_m = 2,2$$

$$\omega_2 = \frac{2,2}{t_m}$$

$$f_c = \frac{2,2}{2\pi t_m} = \frac{2,2}{2\pi \cdot 25} \cdot 10^6 = 14;10^3 \text{ Hz.}$$

$$\text{soit } f_c = 14 \text{ KHz.}$$

Nous choisirons pour cela un type de transistor BF.

Le transistor OC 71 convient le mieux.

~~Handwritten scribble~~

$\frac{25}{75}$

$\frac{110}{25}$

104

25

Calcul des éléments du circuit:

Nous choisissons un montage symétrique, avec deux transistors OC 71, et les mêmes valeurs de R_c et R_b .

1)-Choisissons R_c .

Gain statique normal en courant: 47

$$I_{cS} = 3 \text{ mA}$$

$$\text{d'où } R_c = \frac{V_c}{I_{cS}} = \frac{10}{3 \cdot 10^{-3}} = 3,3 \text{ K}$$

2)-Choix de R_b .

$$R_b \ll R_c \beta$$

$$R_b \ll 3,3 \cdot 47$$

$$R_b \ll 176 \text{ K}$$

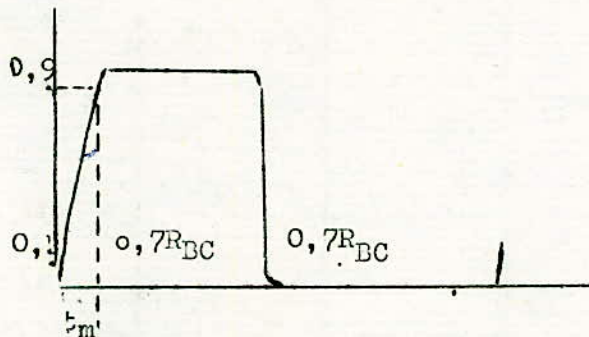
Nous choisirons $R_b = 100 \text{ K}$, car β risque de diminuer avec la température.

3)-Choix de la capacité C.

$$\frac{T}{2} = 0,7 R_b \cdot C = 4,34 \text{ nF}$$

Fig.42

Nous prendrons $C=4,7 \text{ nF}$, valeur normalisée



Le multivibrateur ainsi calculé est représenté figure 43

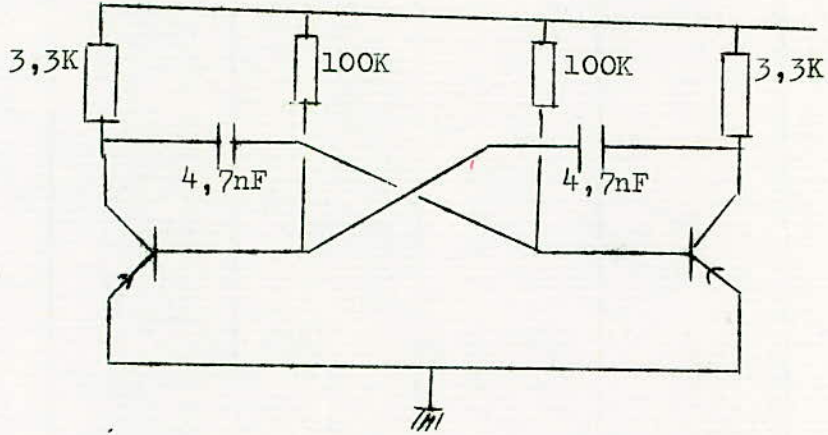


Fig. 43

Quelques améliorations apportées au circuit

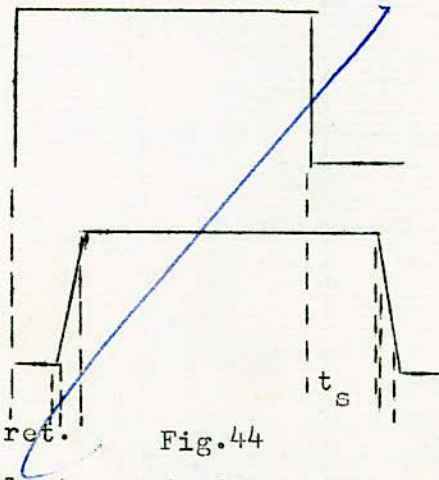


Fig.44

Les transistors du multivibrateur travaillant en commutation, il nous interesse d'augmenter la rapidité de fonctionnement en les faisant travailler en régime de surrexcitation basé sur le principe s suivant:

On commande la base par des impulsions d'amplitude plus fortes. Ainsi, on réduit le temps de montée.

D'autre part, on cherche à accélérer le temps de descente en envoyant un courant base beaucoup plus petit que le normal.

On réduit ainsi les temps de montée et de descente. Cepen-

dant, l'inconvénient de réduire le temps de montée en envoyant une impulsion fortement positive, est qu'on augmente le temps de stockage, qui correspond à l'écoulement de la charge dans le jonction base-émetteur lorsque l'impulsion est coupée.

Pour cela, on arrive à un compromis pour ne pas augmenter ce temps de stockage.

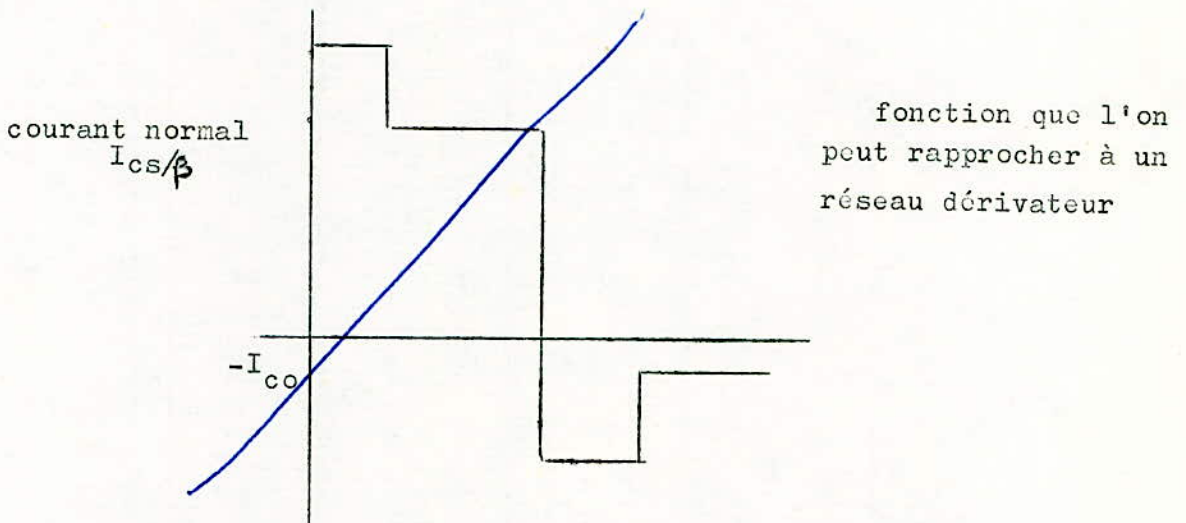


Fig.45

Pour ce faire, après avoir augmenté le courant base afin de réduire le temps de montée, il faut revenir au courant normal avant le blocage.

On monte alors une cellule RC qui transforme l'impulsion carrée en impulsion dérivatrice.

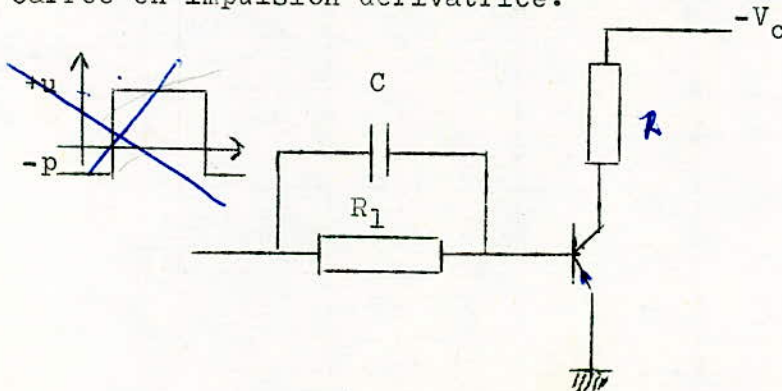


Fig.46

La tension d'entrée valant $-p$ pour le blocage, le transistor passe à $+u$ quand on désire le débloquer.

Le courant de base en régime de déblocage sera donc $-\frac{u}{R_1}$.

Lors du blocage, le condensateur C se chargera d'une quantité d'électricité égale à $C(u + p)$.

Nous choisirons C de telle sorte que cette décharge représente la quantité d'électricité à évacuer de la base du transistor compte tenu du courant de saturation $-\frac{E}{R}$:

$$C = 10 \text{ nF.}$$

On ajoutera une résistance d'émetteur au montage pour avoir une meilleure stabilisation en continu.

Dans le montage émetteur commun, on obtient une meilleure stabilisation si la valeur de cette résistance d'émetteur est forte.

On choisit $R_e = 2,7 \text{ K}\Omega$

Ainsi la tension de sortie du multivibrateur n'est plus égale à 10 V , mais à :

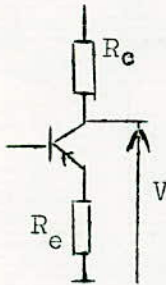


Fig.47

$$V = \frac{10 R_c}{R_c + R_e} \approx 5 \text{ V}$$

Cette tension servira par la suite à l'attaque du découpeur ainsi qu'à la synchronisation du redresseur.

A la sortie de chaque collecteur, nous attaquons après une capacité de liaison et un diviseur de tension la base de chaque transistor découpeur, par une tension alternative de $\pm 1,7 \text{ V}$.

2)- Le Découpeur équilibré

La figure 48 représente le schéma du découpeur équilibré utilisé.

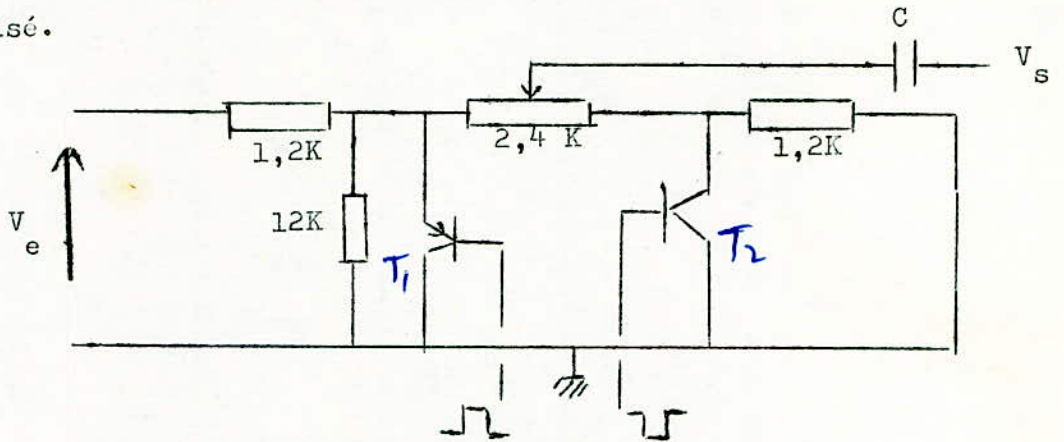


Fig. 48

Nous connaissons le fonctionnement d'un tel dispositif: des impulsions provenant du multivibrateur attaquent les bases des deux transistor choppers qui se bloquent ou se saturent alternativement.

La tension de commande sur les bases des transistors étant symétriques, nous aurons toujours un transistor bloqué pendant que le second est conducteur.

■ On

Deux cas seront donc examinés:

- T_1 saturé pendant que T_2 est bloqué,
- T_1 bloqué pendant que T_2 conduit.

Le courant de fuite des transistors à l'état bloqué est négligeable.

a)- 1er cas.

T_1 saturé (interrupteur fermé)

T_2 bloqué (interrupteur ouvert)

Nous obtenons alors le schéma représenté figure 49.

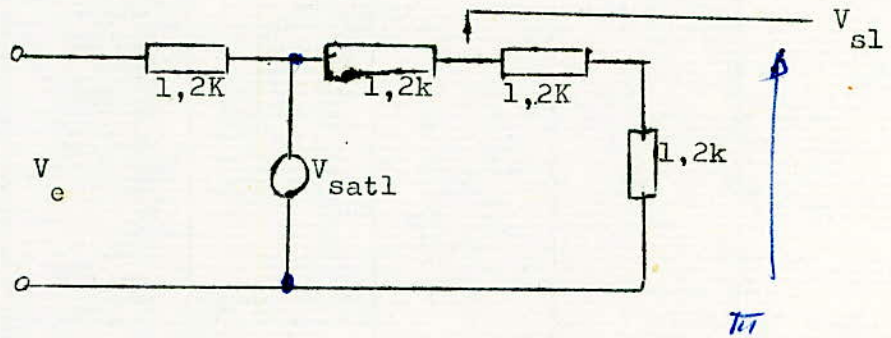


Fig. 49

Alors:
$$V_{S1} = \frac{2}{3} V_{sat1}$$

b)- 2ème cas.

T_1 bloqué

T_2 saturé

D'après la figure 50 représentant cet état d'équilibre, il

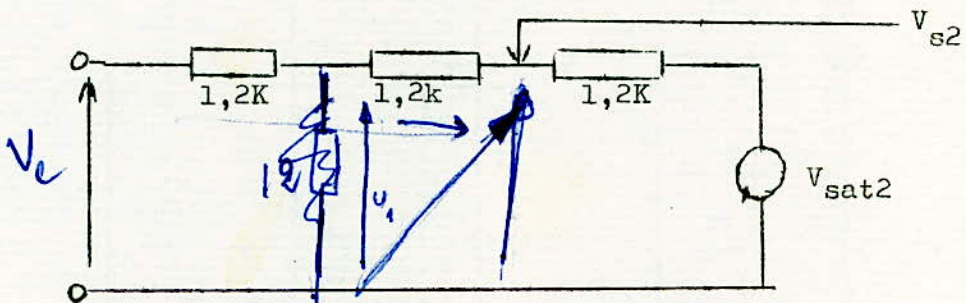
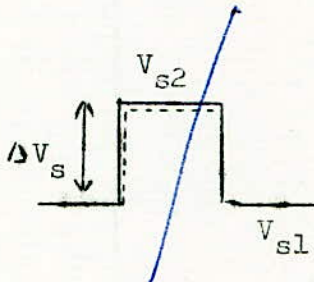


Fig. 50

la relation suivante:

$$V_{S2} = -\frac{2}{3} V_{sat2} + -\frac{1}{3} V_e$$



A la sortie du découpeur il s'ensuit
une tension égale à:

$$V_S = V_{S2} - V_{S1}$$

soit:

$$V_S = -\frac{1}{3} V_e + \frac{2}{3} (V_{sat2} - V_{sat1})$$

Si les deux transistors sont rigoureusement identiques,
il s'ensuit alors que:

$$V_{sat1} = V_{sat2}$$

Mais, pratiquement, il est impossible d'avoir deux transistors rigoureusement identiques. Le problème consiste donc à annuler cette tension résultat de la différence des tensions de saturation des deux transistors, en réalisant l'appairage des deux circuits choppeurs. Un potentiomètre permet la mise au point de l'équilibrage. Il sera réglé de telle façon à obtenir une tension à la sortie nulle en l'absence de signal à l'entrée.

3)- L'amplificateur

Considérons le schéma d'un amplificateur de tension à source d'alimentation unique, représenté figure 51.

-Résistance de charge en continu:

$$R_{cc} = R_e + R_c$$

-Résistance de charge en alternatif

$$R_{ca} = \frac{R_c \cdot R_L}{R_c + R_L}$$

-Coordonnées du point de polarisation P_1

$$V_p = \frac{E}{1 + R_{cc}/R_{ca}}$$

$$I_p = \frac{V_p}{R_{ca}} = \frac{E}{R_{ca} + R_{cc}}$$

Etude en courant alternatif

Pour étudier l'étage en courant alternatif, nous diviserons la bande de fréquences en trois régions:

a) Région des fréquences intermédiaires

La réaction des capacités de liaison et de découplage, ainsi

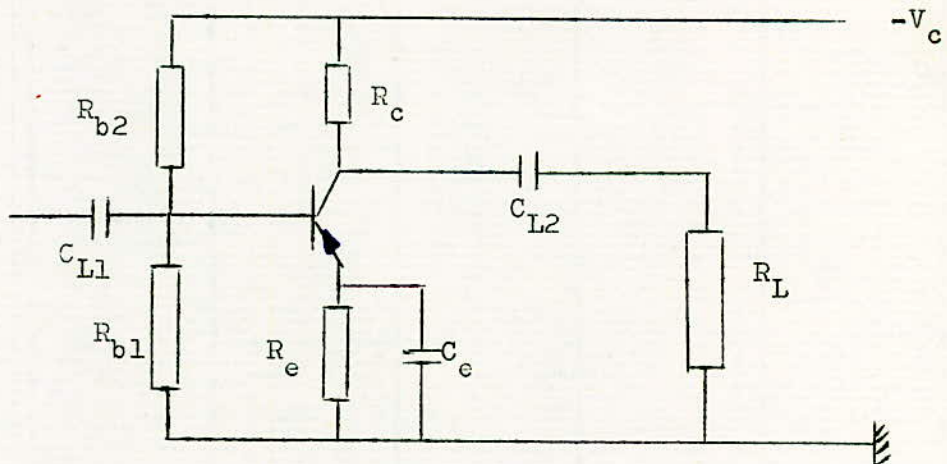


Fig. 51

que celle des **capacités** du transistor n'interviennent pas, étant négligeables.

Le schéma équivalent de l'étage est celui de la figure 52

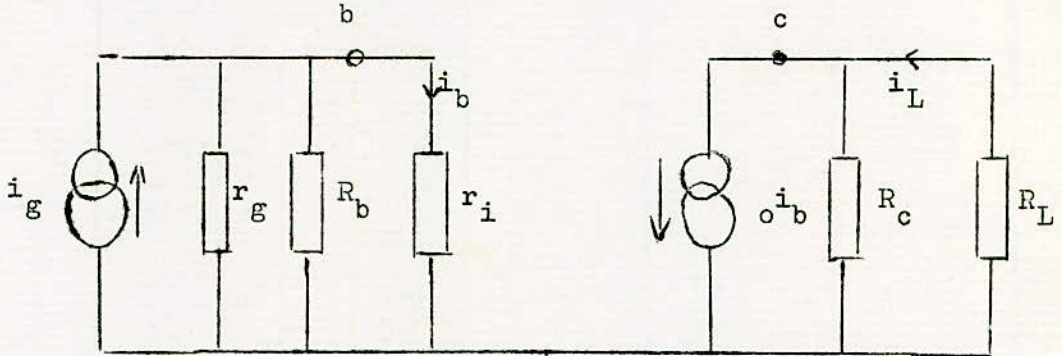


Fig. 52

où nous avons:

$$r_i = h_{bb} = r_b + r_e (\beta_o + 1)$$

$$R_b = \frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

$$R'_c = \frac{R_c \cdot r_d}{R_c + r_d} \neq R_c$$

car $r_d = r_c (1 - \alpha_o)$ étant la résistance de sortie du transistor pour l'entrée en circuit ouvert, est supérieure à R_c

Le gain en courant est donc:

$$A_{co} = \frac{i_L}{i_g} = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_g} = \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{r'_g}{r'_g + r_i}$$

avec

$$r'_g = \frac{r_g \cdot R_b}{r_g + R_b}$$

b) Région des fréquences basses

On fait alors intervenir les capacités de liaison et de découplage (fig. 53)

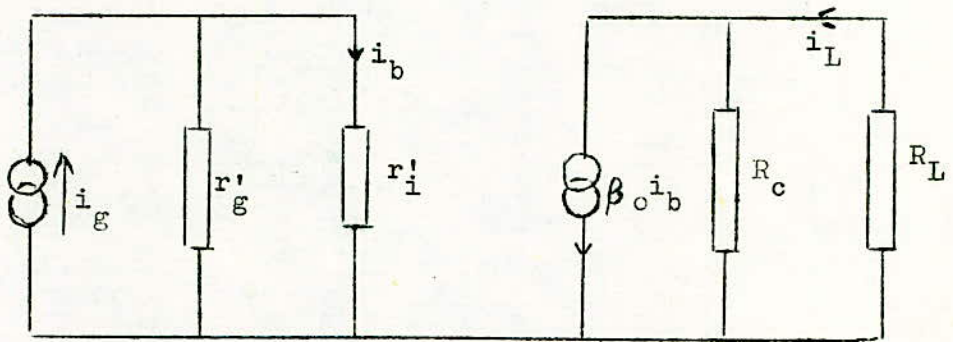


Fig.53

On a une contre-réaction série de la sortie à l'entrée due à la présence de l'impédance Z_e de l'émetteur.

L'impédance d'entrée de l'étage est donc:

$$r'_i = r_i + Z_e (\beta_o + 1) \quad (10)$$

$$\text{avec } Z_e = \frac{R_e}{1 + pR_e C_e} \quad (11)$$

($p = j\omega$)

le gain en courant devient:

$$A_c = \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{r'_g}{r'_g + r'_i} = A_{co} \frac{r'_g + r_i}{r'_g + r_i + Z_e (\beta_o + 1)} \quad (12)$$

On définit alors:

$$w_1 = \frac{1}{R_e C_e} \quad (13)$$

$$\text{et } w_2 = \frac{1}{R_e C_e} \cdot \frac{r'_g + r_i + R_e (1 + \beta_o)}{r'_g + r_i} \quad (14)$$

Si l'on tient compte uniquement des condensateurs de liaison (fig.54), le gain en courant s'écrira:

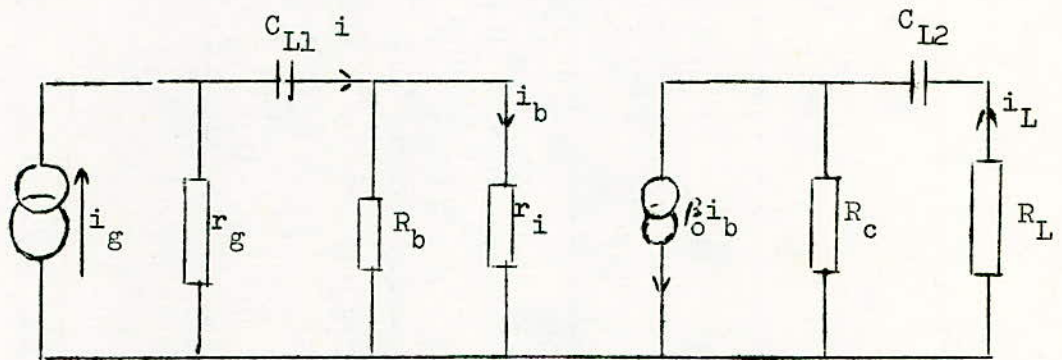


Fig.54

$$A_c = \frac{i_L}{i_g} = \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i} \frac{i}{i_g} \quad (15)$$

avec $\frac{i_L}{i_b} = \frac{\beta_o R_c}{R_c + R_L + 1/pC_{L2}}$ $\frac{i_b}{i} = \frac{R_b}{r_i + R_b}$ (16-17)

et $\frac{i}{i_g} = \frac{r_g}{r_g + R'_b + 1/pC_{L1}}$ (18)

avec $R'_b = \frac{R_b \cdot r_i}{R_b + r_i}$

avec
$$w_1 = \frac{1}{C_{L1}(r'_g + R'_b)} \quad (19)$$

$$w_2 = \frac{1}{C_{L2}(R'_c + R_L)} \quad (20)$$

c) Région des hautes fréquences

Seules les capacités propres du transistor interviennent dans la limitation de la réponse en fréquence (fig.55)

On a:

$$g_e = g_{b'e} + g_{b'c}(1 + g_m R'_L) \neq g_{b'e} \quad (21)$$

$$Y_e = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R'_L) \quad (22)$$

$$r'_g = \frac{r_g \cdot R_b}{r_g + R_b}$$

$$R'_L = \frac{R_c \cdot R_L}{R_c + R_L} \quad (23)$$

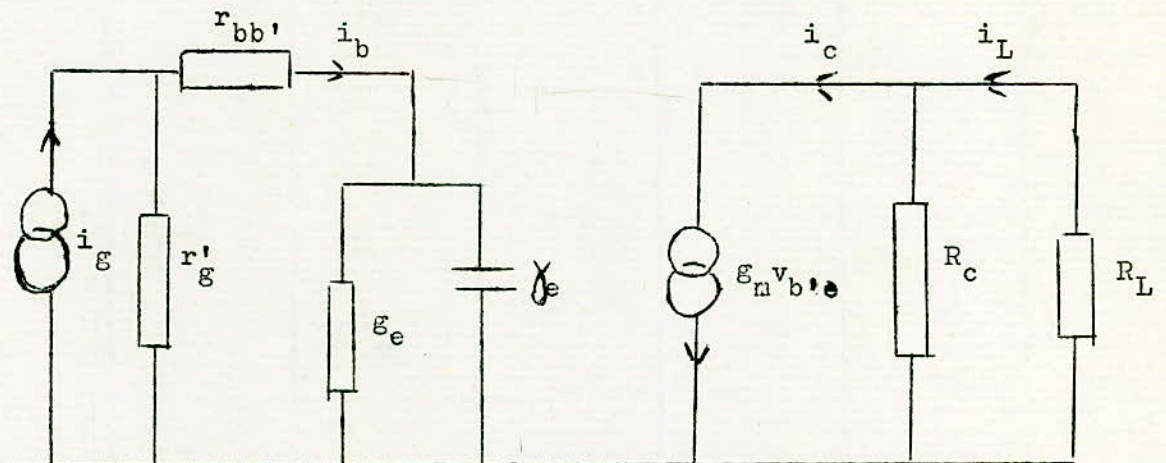


Fig.55

Le gain en courant est donc:

$$A_c(s) = \frac{i_L}{i_g} = \frac{R_c}{R_L + R_c} \cdot \frac{\beta_m}{y_e} \cdot \frac{r'_g \cdot y_e}{1 + R_g y_e} \quad (24)$$

avec: $y_e = \beta_e + s \delta_e \neq \beta_{b'c} + s \delta_c \quad (25)$

Application

Données:

$$V_c = 10 \text{ V}$$

$$r_g = 1,2 \text{ K}$$

$$S = 3,5$$

$$V_p = 3,3 \text{ V}$$

$$I_p = 0,8 \text{ mA}$$

$$R_{b1} = 4,7 \text{ d'où } R_{b2} = 7R_{b1} \neq 30 \text{ K}$$

d'après (3) et (4):

$$R_{cc} = 8,4 \text{ K}$$

et $R_{ca} = 4,12 \text{ K}$

La droite D d'équation $V_{cc} - R_{cc} I_c$ se trouve donc bien définie ainsi que le point de fonctionnement P.

Détermination de R_L

l'équation (2) donne

$$R_L = 8,1 \text{ K}$$

Détermination de R_{b1} et de R_{b2}

d'après (6), on a:

$$R_b = 4,1 \text{ K}$$

Détermination de R_e

de l'expression du coefficient de stabilité:

$$S = \frac{R_e + R_b}{R_e + R_b(1-\alpha)}$$

on tire;

$$R_e = 1,5 \text{ K}$$

$$\text{d'où } R_c = 6,9 \text{ K}$$

Le schéma de l'amplificateur ainsi déterminé est représenté figure 56.

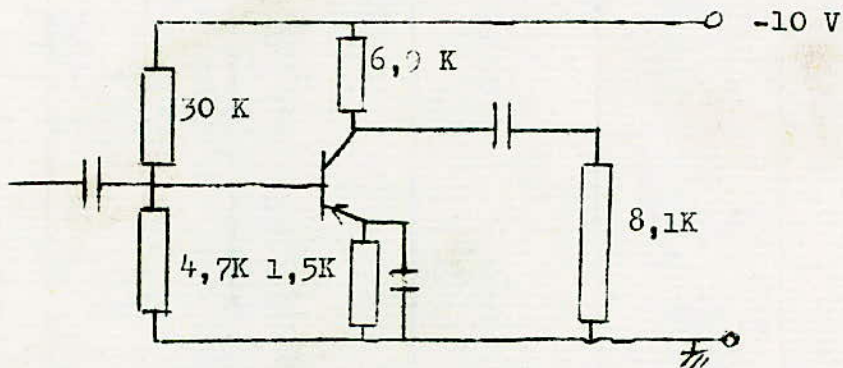


Fig.56

Etude en alternatif

le gain en tension est donné par:

~~$$A_t = -\beta \frac{R_c}{r_{i1} + r_g}$$~~

$$A_t = -\beta \frac{r'_{i2}}{r'_{i1} + r_g}$$

ce qui donne avec:

$$\beta_o = 50$$

$$r_g = 1,2 \text{ K}$$

$$r_i = h_{bb} = 1,395 \text{ K}$$

$$R_b = 4,1$$

$$r'_{i2} = \frac{r_{i1} R_b}{r_{i1} + R_b} = 1,0' \text{ K}$$

$$r'_{i2} = r_{i1} // R_b // R_c = 0,85 \text{ K}$$

$$A_t = - 50 \frac{0,85}{1,04 + 1,2} = - 18,5$$

Détermination de la fréquence de coupure haute:

La fréquence de coupure haute peut s'exprimer par:

$$f_c = \frac{1 + r_{b'e}/R_g}{1 + R'_L/R_{Lc}} \beta$$

la résistance critique R_{Lc} étant définie par:

$$\frac{C_{b'e}}{C_{b'c}} \frac{1}{\epsilon_m}$$

avec:

$$C_{b'e} = 1000 \text{ pF}$$

$$C_{b'c} = 10,5 \text{ pF}$$

$$\epsilon_m = 39 \text{ mA/V}$$

$$G_{b'e} = 760 \text{ } \mu\text{A/V}$$

$$f_{\beta} = \frac{g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}}$$

$$R'_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$$

ce qui donne:

$$f_{\beta} = 0,12 \text{ MHz}$$

$$R'_L = 3,52 \text{ K}$$

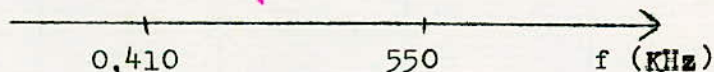
et

$$f_{\alpha} = 0,550 \text{ MHz.}$$

La fréquence de coupure ainsi obtenue permet donc à l'amplificateur de passer correctement les impulsions carrées qu'il doit amplifier, ce qui répond au but recherché.

En choisissons $C = 50 \mu\text{F}$, on obtient d'après (14):

$$f_2 = 410 \text{ Hz}$$



fréquences de coupures

4)- Le redresseur

Un chopper simple, identique au chopper d'entrée et qui fonctionne en synchronisme avec lui permet la restitution de la composante continue, grâce à une capacité de $4 \mu\text{F}$ qui se décharge dans une résistance

5)- Schéma d'ensemble

Le schéma d'ensemble de l'amplificateur à découpeur équilibré est en annexe

C O N C L U S I O N

La réalisation de l'amplificateur décrit à été faite sur circuits imprimés en trois sou-ensembles: le chopper, le multivibrateur et l'amplificateur avec son redresseur.

Toutes les liaisons entre les différentes parties, ainsi qu'entre les étages sont enfichables.

Cette disposition a été préférée pour permettre une claire distinction entre les différents étages de l'amplificateur à découpeur, et pour permettre une manipulation aisée sur chacun des sous ensembles.

Cette disposition permet également un montage aisé de l'ensemble en boîtier métallique.

Performances.

Théoriquement, l'amplificateur décrit doit avoir un gain en tension de 70 db. Or, les mesures ne donnent qu'un gain de 54 db. La différence s'explique par le fait que les transistors utilisés ont un gain en courant nominal inférieur à celui donné par les constructeurs.

Il y aura lieu de trouver des transistors ayant un gain nominal convenable et de les placer pour avoir un gain supérieur.

Des mesures ont été faites sur l'appareil à différents moments de la journée (matin, midi, soir) afin de pouvoir estimer la dérive en température. On trouve une dérive inférieure à 20 μ V .

Une courbe moyenne a été tracée, et constitue la courbe d'étalonnage de l'appareil qui figure en annexe. A chaque fois, en réutilisant la courbe d'étalonnage, on a un écart inférieur à 10 μ V entre la droite et les points mesurés.

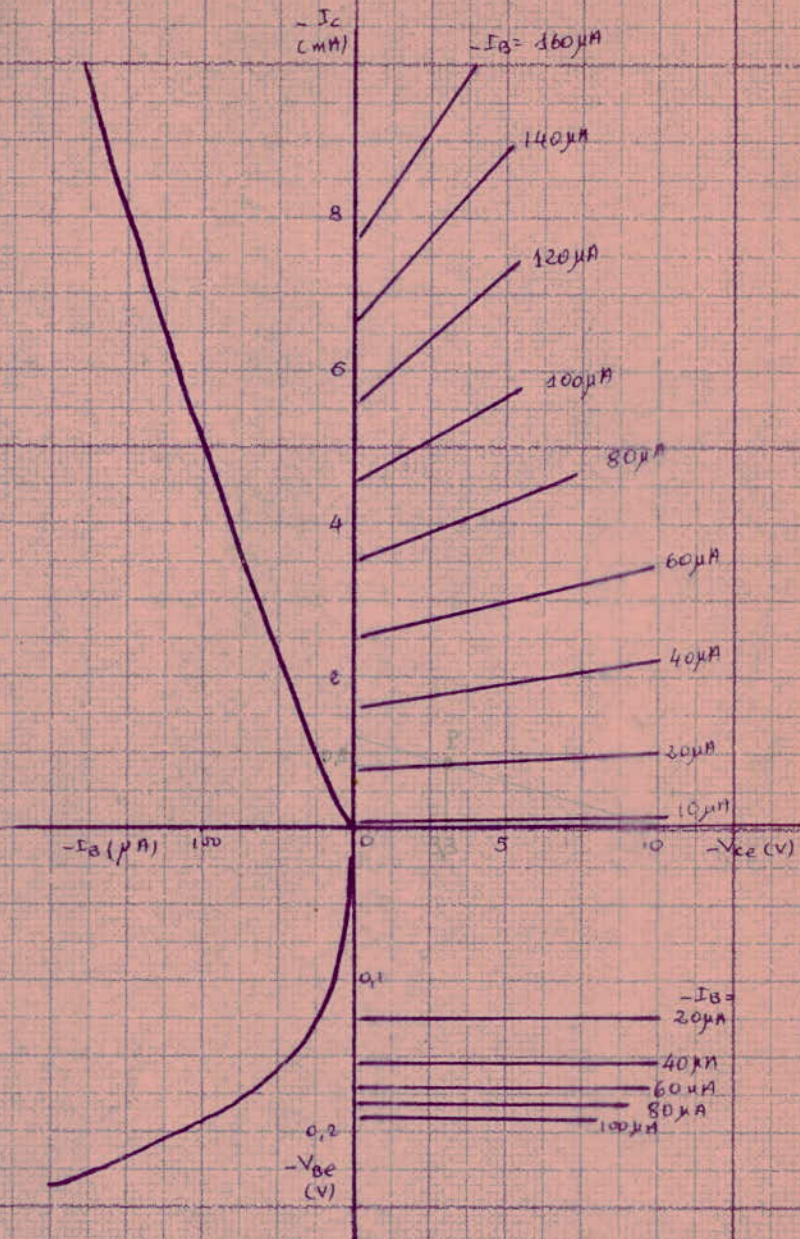
Le zéro de l'appareil doit être fait avant chaque mesu-

sure, en agissant sur le bouton "balance": il s'agit alors d'avoir une tension à la sortie nulle en l'absence de tension d'entrées. On équilibre ainsi le chopper, et on arrive à annuler la tension parasite qui est, comme nous l'avons vu, de l'ordre de 600 μ V pour le circuit chopper simple avec le transistor utilisé.

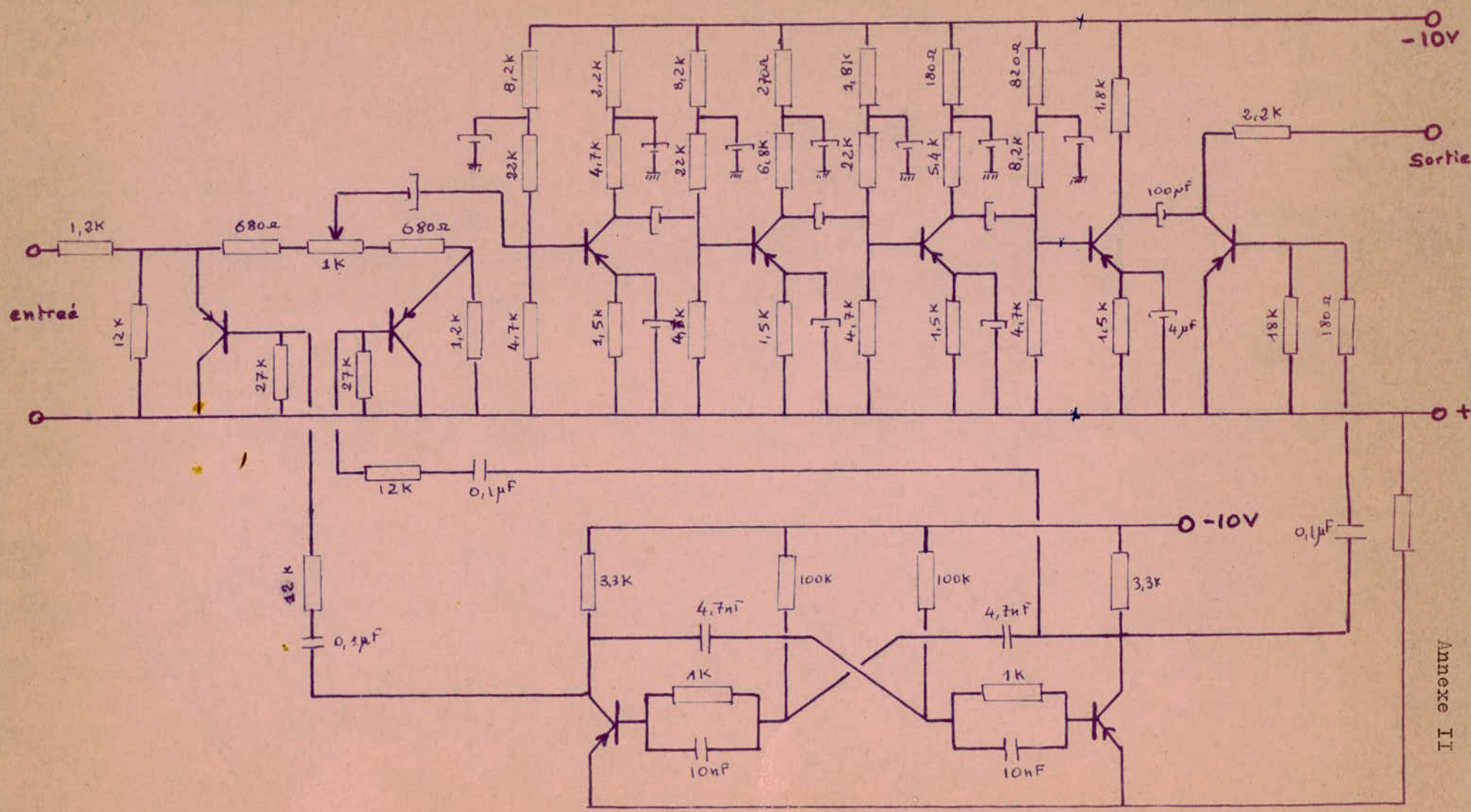
A N N E X E S

- I - Caractéristiques du transistor OC 45
- II - Schéma d'ensemble de l'amplificateur à chopper
- III - Modules en circuits imprimés
- IV - Courbe d'étalonnage de l'appareil
- V - L'appareil

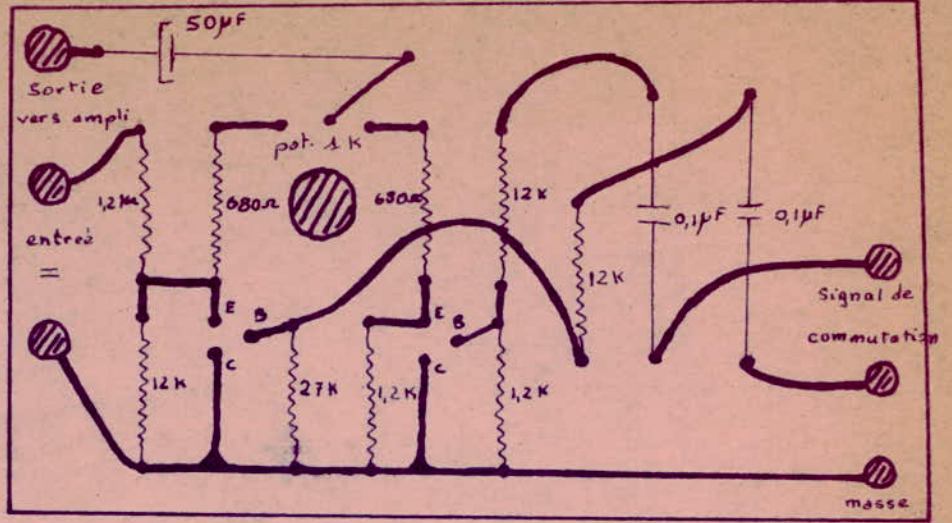
Annexe I



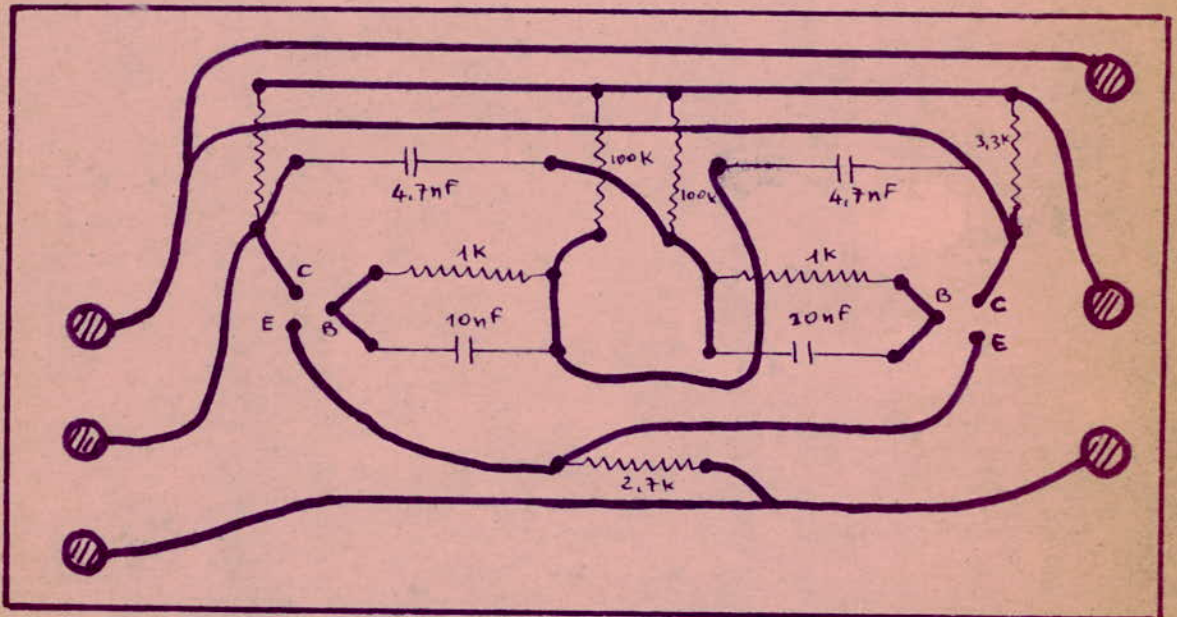
Caractéristiques du transistor OC45



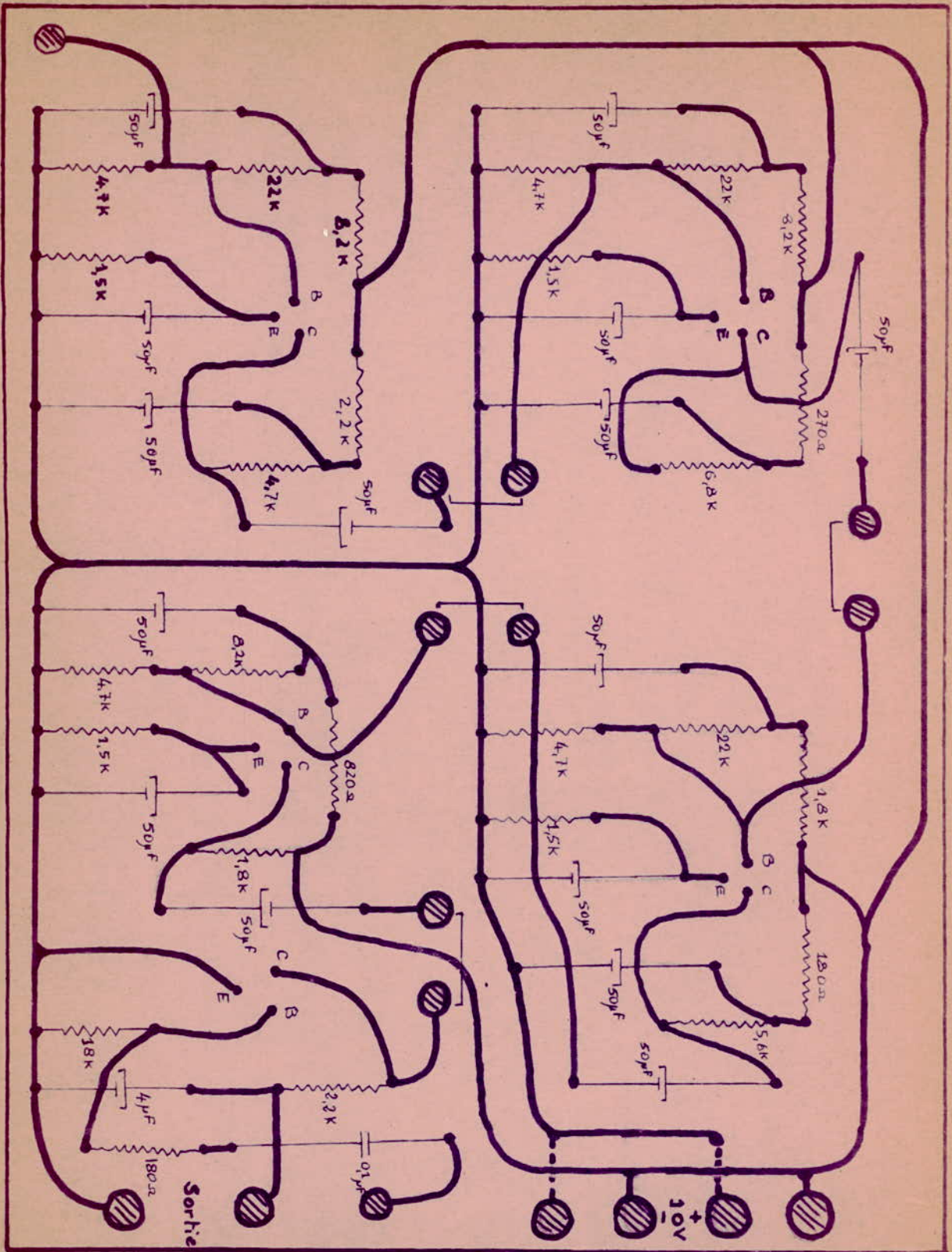
C = 50pF, sauf indications



Chopper équilibré



Multivibrateur $f = 1650 \text{ Hz}$



Amplificateur 4 étages.

V_e
(μV)

Courbe d'étalonnage

1500

1000

500

100

200

300

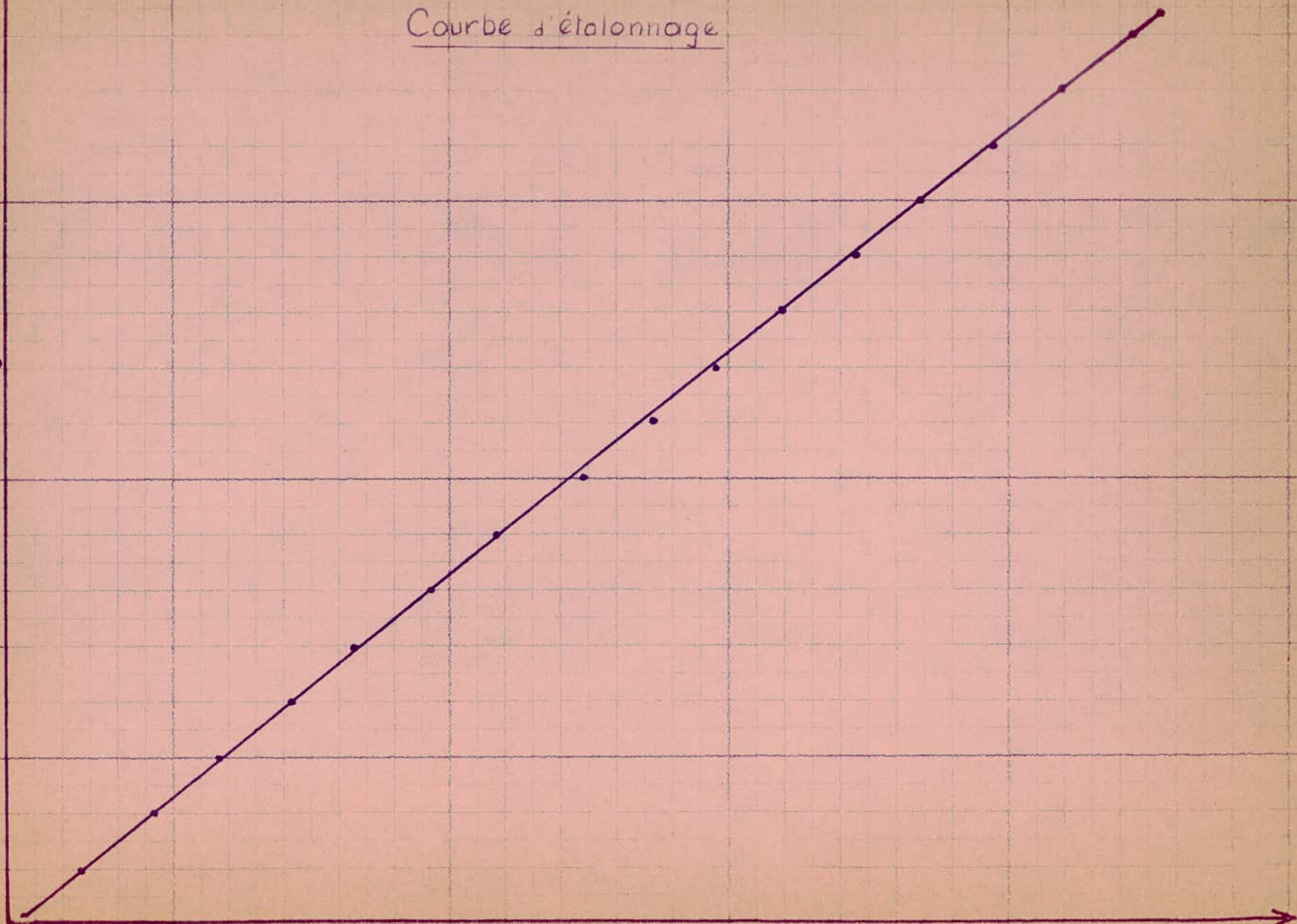
400

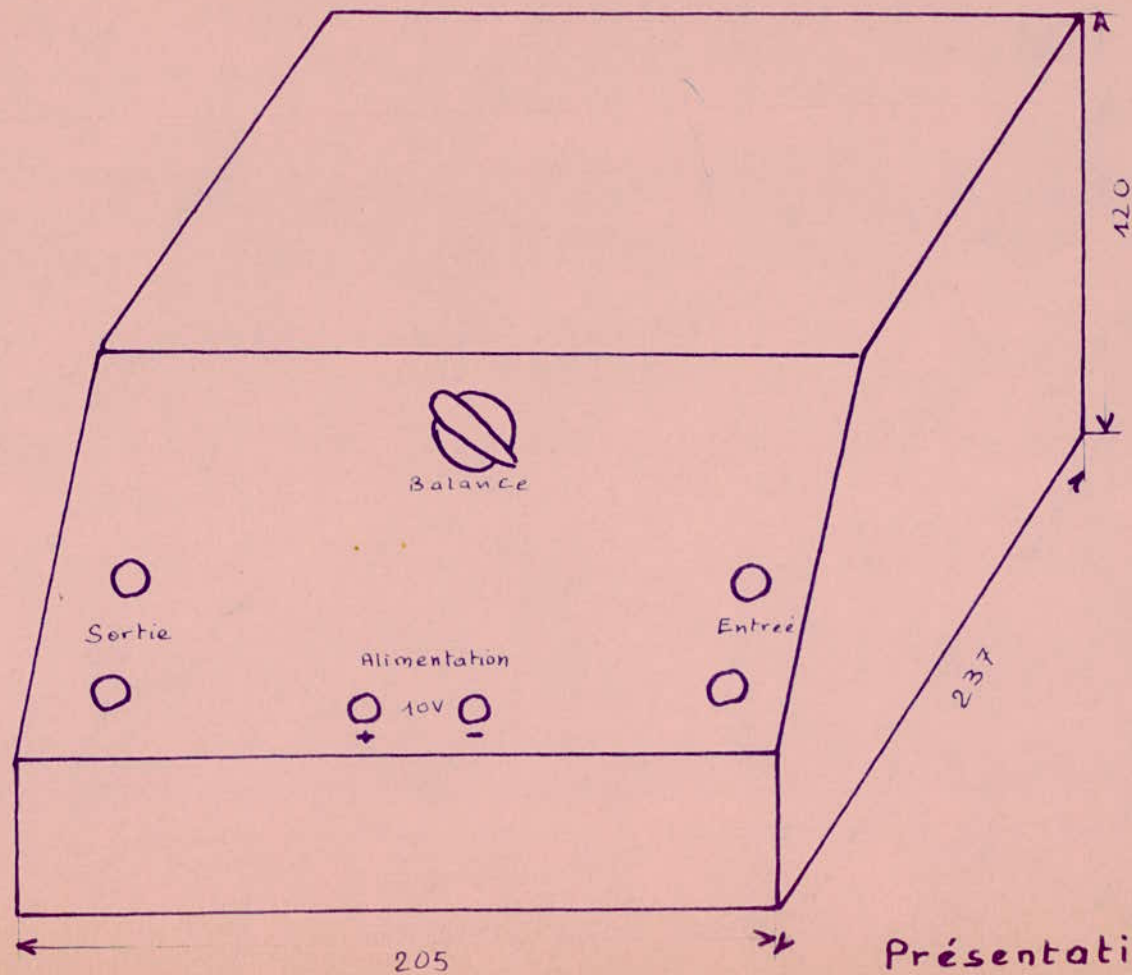
500

600

700

V_s (mV)





Présentation en boitier

BIBLIOGRAPHIE

- L.CHAMBEAU Circuits électroniques et amplificateurs à tubes et à transistors (Dunod)
- R.W.CATTERMOLE Circuits à transistors (Dunod)
- F.MILSANT Cours d'électronique T III (Eyrolles)
- R.F.SHEA Technique des circuits à transistors (Dunod)
- J.P.EMICHEN Emploi rationnel des transistors (Ed.Radio)
- J.ZGUD
B.GRABOWSKI Technique de la régulation par semi-conducteurs (Dunod)
- E.J.CASSIGNOL Théorie et pratique des circuits à semi-conducteurs T I (Bib.Tech.Philips)
- R.ASCHEN Conception et réalisation des amplificateurs à transistors
- M.J.SLOSIAR Théorie des circuits T II et III
- M.BARABE Chopper à transistors complémentaires (Inter-électronique mars 66 p 10)
- S.GUENNOU Amplification et mesures des faibles tensions continues avec des dispositifs à semi-conducteur (Onde Electrique N°390 pp 731 à 738)
- M.R.RICHARD-FOY Mesures de faibles courants (Onde Electrique N°409 pp 361 à 364)
- L.A.V.CERISIER Notes sur les amplificateurs du type continu à transistors (Electronique 1958)
- R.VERNILL A very high input impedance D.C. chopper Amplifier using a Field Effect transistor (Electronic Engineering Dec.66)
- D.J.FINLAY The analysis and performance of transistors choppers (Electronic Engineering Sept.66)
- R.ARONSSOHN Pratique et théorie des semiconducteurs (Pepta)
- A.V.J.MARTIN