

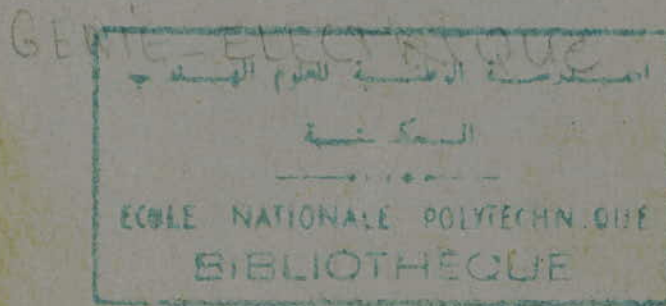
UNIVERSITE D'ALGER

10/68

Aex

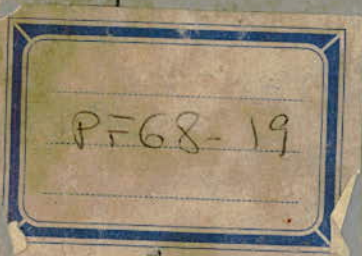
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

**PROJET DE FIN D'ETUDES**



**ALIMENTATION STABILISEE**

**0 15v - 0 4a**



Propose par M. B. SANSAL

Etudié par Mohamed REMAL

Promotion 1968

HASSI

— UNIVERSITE D'ALGER —

— ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D'EL-HARRACH —

ALIMENTATION STABILISÉE  
0.15v — 0.4A

**Département Télécommunications**

Desup le 17/6/68  
Mousi

PROJET DE FIN D'ETUDES  
PROPOSÉ PAR M.B. SANSAL

( MOHAMED REMAL )

*Remal*

Année 1967-68



## AVANT - PROPOS

L'emploi du matériau semi-conducteur connu depuis longtemps n'a suscité un réel intérêt qu'à partir de 1948 dès la première apparition du transistor inventé par les ingénieurs de la société américaine BELL. (à savoir BARDEEN et BRATTAIN)

Tres vite ce nouveau venu prit les rênes de l'électronique et fit reculer plus loin les horizons découverts jusque là par le tube à vide.

Ainsi pour compléter ma formation, j'ai choisi comme projet de fin d'études, l'étude et la réalisation d'une alimentation stabilisée, à tension de sortie moyenne (0-15V) et de courant de sortie élevé (0-10A), entièrement transistorisée, projet proposé par Monsieur SANB'AL.B. professeur à l'É.N.P.A que je tiens vivement à remercier ainsi que tous ceux qui ont contribué à l'élaboration de ce projet.

M. REMAL.



# SOMMAIRE

- I INTRODUCTION
- II ETUDE THEORIQUE DE LA REGULATION
  - 2.1 ELEMENT ECHANTILLONNEUR.
  - 2.2 ELEMENT DE REFERENCE.
  - 2.3 ELEMENT DE COMPARAISON.
  - 2.4 ELEMENT AMPLIFICATEUR CONTINU.
  - 2.5 ELEMENT DE COMMANDE.
  - 2.6 PARAMETRES DE FONCTIONNEMENT.
  - 2.7. CIRCUITS DE MESURE DES CARACTERISTIQUES
- III ETUDE DE L'ALIMENTATION NON REGULEE.
- IV ETUDE PRATIQUE DU REGULATEUR.  
(rappels theoriques de chaque élément constitutif)
- V ESSAIS ET CONCLUSIONS.



## INTRODUCTION

La régulation de tension se pose lorsqu'on veut alimenter des appareils de laboratoires, qui nécessitent une tension constante quelque soit la charge qu'ils présentent entre les bornes de sortie de l'alimentation.

Pour cela on se propose de faire une étude sur le système de régulation de tension, qui fournit une tension constante à des charges déterminées, à partir de tensions d'entrée variant entre des limites précises. Etant donné que la majorité des applications nécessitent l'emploi d'un régulateur type-série, nous n'étudierons que ce régulateur, bien qu'il soit possible d'employer un régulateur parallèle lorsque la charge est à peu près constante (ce qui n'est pas le cas de notre étude).

Le processus général d'étude peut être divisé en cinq parties :

1° Etude de la commande.



- 2° Etude de l'amplificateur.
- 3° Etude de la comparaison.
- 4° Etude de la référence.
- 5° Etude de l'échantillonneur

Il faut noter que la régulation est réalisée par comparaison de la tension de sortie avec une tension de référence, l'erreur étant amplifiée puis utilisée par l'élément de commande.

L'élément échantillonneur, est en général un simple diviseur de tension branché entre les bornes de sortie de l'alimentation -

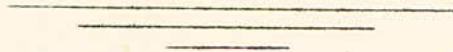
NB. Les études 1 et 2 seront groupées dans une même étude à savoir l'étude de l'amplificateur DARLINGTON.



CHAPITRE II

— ETUDE THEORIQUE

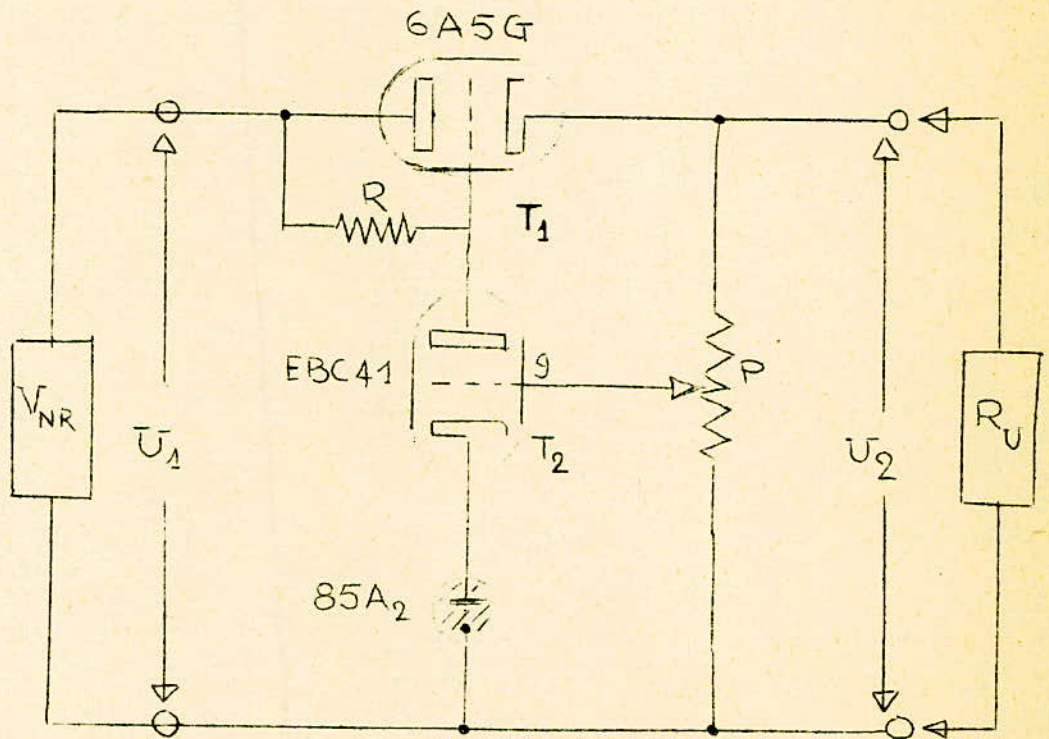
DE LA REGULATION —



ETUDE DE LA REGULATION.

I Rappels sur le principe des alimentations stabilisées

1) A tubes électroniques



- $V_{NR}$  : source de tension non régulée
- $R_U$  : charge.

La regulation est obtenue en faisant varier la conductance d'un tube de puissance de faible résistance interne (ex 6A5G).

La cathode d'un tube amplificateur triode (EBC41) est maintenue à une



tension constante par un tube stabilisateur au néon ( $85 A_2$ )

- La polarisation convenable de la grille est assurée en portant cette électrode à un potentiel positif, inférieur à celui de la cathode. Lorsque la tension  $U_2$  croît, la tension entre la grille  $g$  de  $T_2$  et la masse augmente. Il en est de même du courant anodique du tube  $T_2$  ainsi que la chute de tension aux bornes de  $R$ . Comme cette résistance est fixe, la grille du tube régulateur devient plus négative, la conductance de ce tube diminue, la résistance interne  $R_i$  devient donc plus grande, il en est de même de la chute de tension entre la cathode et la plaque.

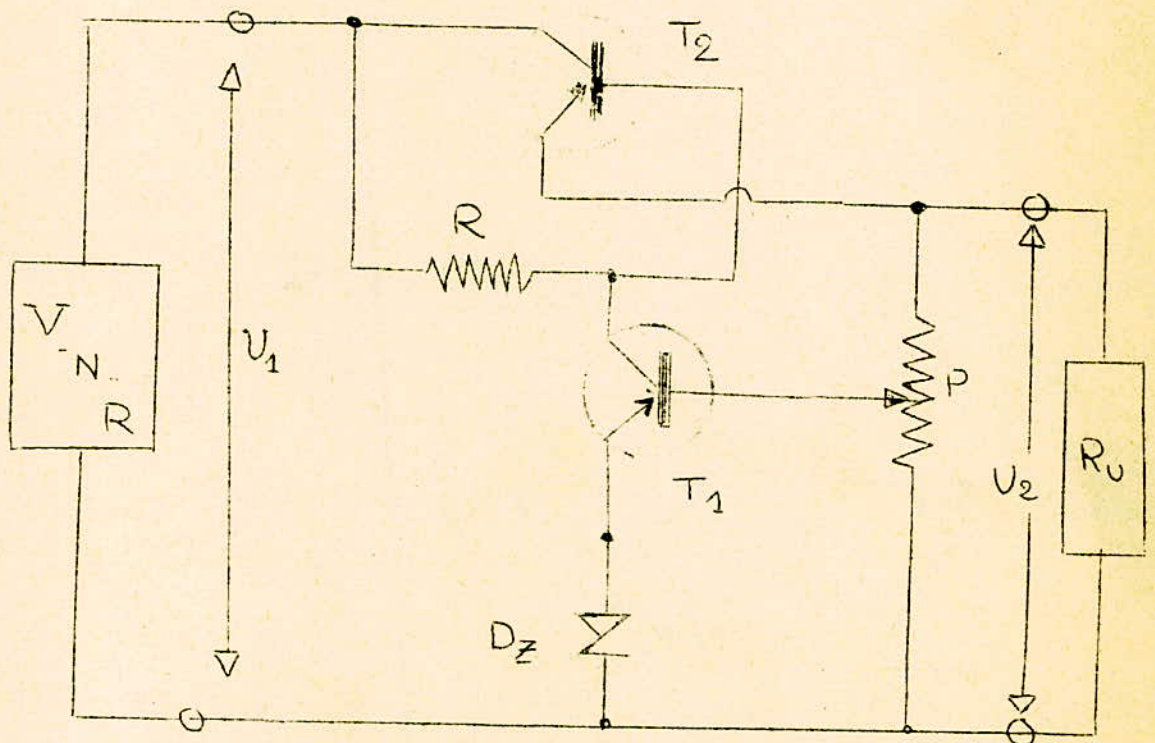
Sous l'effet de cette augmentation de la chute de tension, l'intensité du courant, dans la résistance d'utilisation  $R_u$ , reprend sa valeur normale et la tension  $U_2$  sa valeur initiale.



- 2) A TRANSISTORS

Le principe de fonctionnement des alimentations stabilisées à transistors est analogue à celui des alimentations de même types à tubes électroniques.

Dans ce montage, des transistors remplacent les tubes à vide, et une diode Zener le tube stabilisateur à gaz.



Les variations de la tension continue de sortie agissent sur la base de  $T_1$  dont l'émetteur est à potentiel fixe, grâce à l'action de la diode Zener  $D_Z$ .

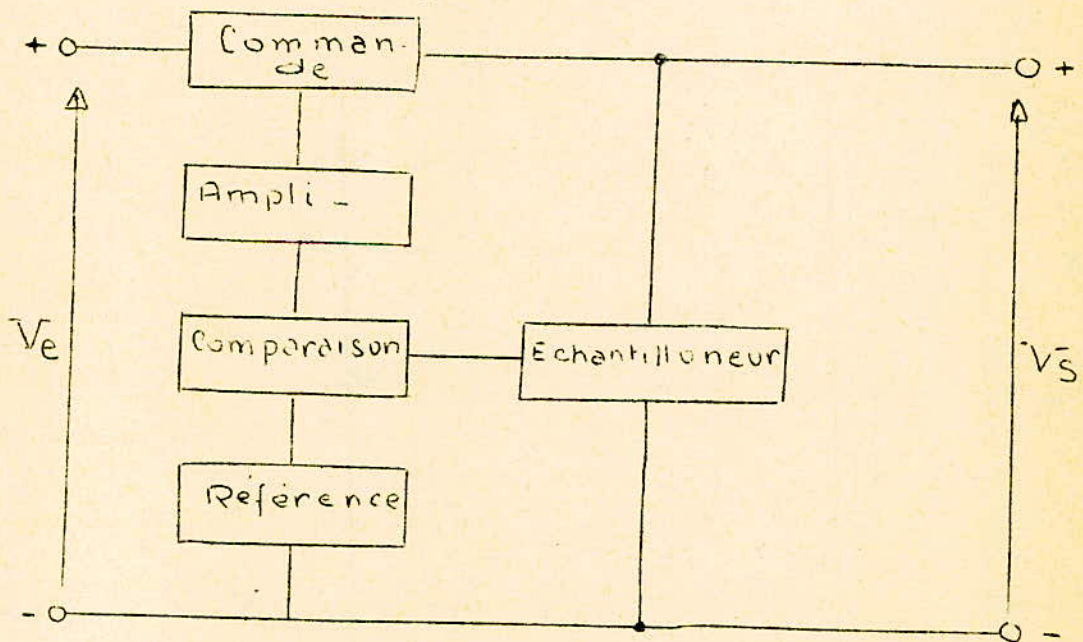


La liaison entre les étages amplificateur et régulateur est directe. Le transistor de faible puissance  $T_1$  peut donc commander celui de puissance  $T_2$ .

Le potentiomètre  $P$  permet de varier manuellement la tension de sortie, il fixe la polarisation de la base du transistor  $T_1$ .

## - II - REGULATEUR DE TENSION

d) schema - diagramme.



En se rappelant ce qui a été énoncé dans l'introduction, nous allons faire une étude théorique plus approfondie, de chaque élément du diagramme.



L'élément échantillonneur du diagramme, est un simple diviseur de tension branché entre les bornes de sortie, ainsi que le montre la figure 2.

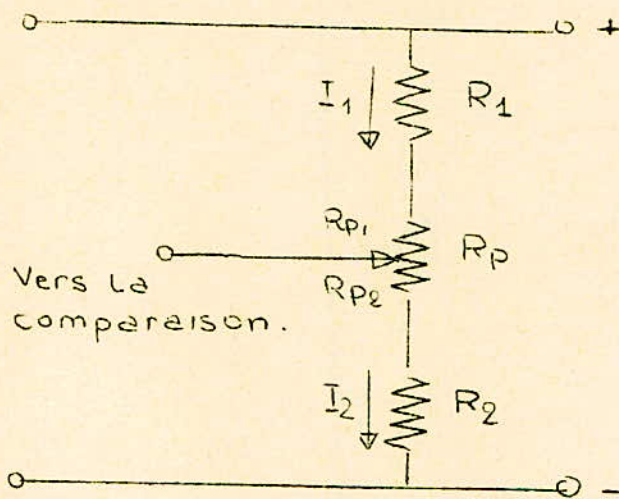


fig - 2.

La tension prélevée par l'élément échantillonneur et attaquant l'élément de comparaison est

$$A_t V_o = \frac{V_o (R_2 + R_{p2})}{R_1 + R_2 + R_p} \quad (1)$$

avec  $A_t$  = coefficient de réduction de tension du diviseur à résistances =  $\frac{R_2 + R_{p2}}{R_1 + R_2 + R_p}$

et  $V_o$  = tension de sortie réglée.

L'équation (1) est valable lorsque les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_p$  sont à la même température et ont le même coefficient de température, c'est à dire lorsqu'elles sont constituées du même matériau.



Les diodes avalanche au silicium sont en général employées pour donner les tensions de référence dans les régulateurs à transistors, car leur tension d'avalanche est à peu près constante pour une gamme étendue du courant inverse.

Les effets de la température, du courant inverse et de la résistance de la diode sur la tension d'avalanche, sont des caractéristiques qui doivent être prises en considération lors du choix de la diode de référence. La résistance en continu des diodes avalanche est aussi fonction du courant inverse et de la tension d'avalanche. La résistance de la diode en continu peut être calculée par la formule suivante.

$$R_{\text{cont}} = R_d + \frac{\Delta V_z}{\Delta T} V_z \theta.$$

dans laquelle  $R_d$  est la résistance dynamique,  $\theta$  est la résistance thermique de la diode  $V_z$  la tension d'avalanche (ou Zener)  $\Delta V_z / \Delta T$ : variation de tension par  $^{\circ}\text{C}$  de la diode avalanche.



Le coefficient de température n'est valable que pour une valeur donnée du courant ; par conséquent, un courant de diode constant est nécessaire pour avoir un élément de référence stable. Il faut aussi un courant de diode constant pour que la tension d'avalanche et la résistance de la diode restent constantes.

Le fait de maintenir constant le coefficient de température n'est pas le seul facteur important. L'élément de référence et le circuit équivalent permettent de montrer qu'il est important d'avoir une valeur aussi faible que possible de la résistance de la diode avalanche.

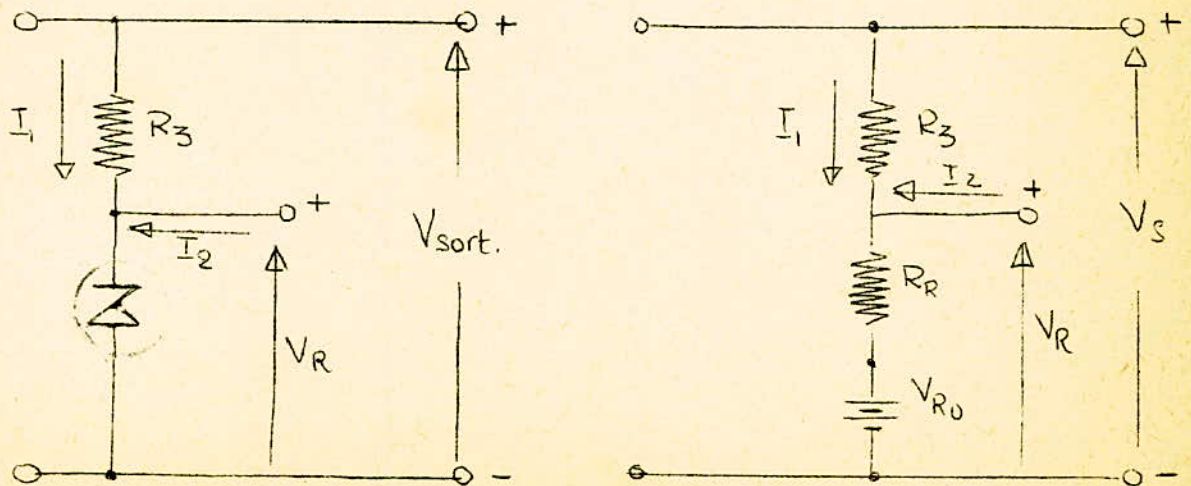


fig - 3 -



Supposons que  $\Delta I_1$  soit assez faible pour que  $R_R \approx 0$ , Supposons  $I_1 \gg I_2$

$$I_1 R_3 + V_R = V_S \quad (1)$$

$$\Delta I_1 R_3 + \Delta V_R = \Delta V_S \quad (2)$$

$$\Delta V_R \approx \Delta I_1 R_R \quad (3)$$

$$\frac{\Delta V_R R_3}{R_R} + \Delta V_R \approx \Delta V_S \quad (4)$$

$$\frac{\Delta V_R}{\Delta V_S} \approx \frac{R_R}{R_3 + R_R} \quad (5)$$

L'équation 5 montre que la variation de la tension de référence pour une variation donnée de la tension de sortie peut être rendue faible, à condition de prendre une diode avalanche de faible résistance et de maintenir le courant inverse à peu près constant. Théoriquement, la tension de référence d'un régulateur ne doit pas varier pour une variation normale de la tension de sortie. Pour cela dans notre étude nous étudierons le système, à tension de référence constante, à part c'est à dire un montage indépendant de la tension de sortie et de ces variations.



### 1) ELEMENT DE COMPARAISON

L'élément de comparaison prélève une partie de la tension de sortie et la compare à la tension de référence. Il produit un signal proportionnel à la différence de ces tensions. Un étage simple en emetteur commun ou un amplificateur différentiel à émetteur couplé, peuvent être utilisés comme élément de comparaison. Le choix dépend de la régulation désirée et de la stabilité thermique recherchée.

- Nous étudierons d'abord l'étage en emetteur commun.

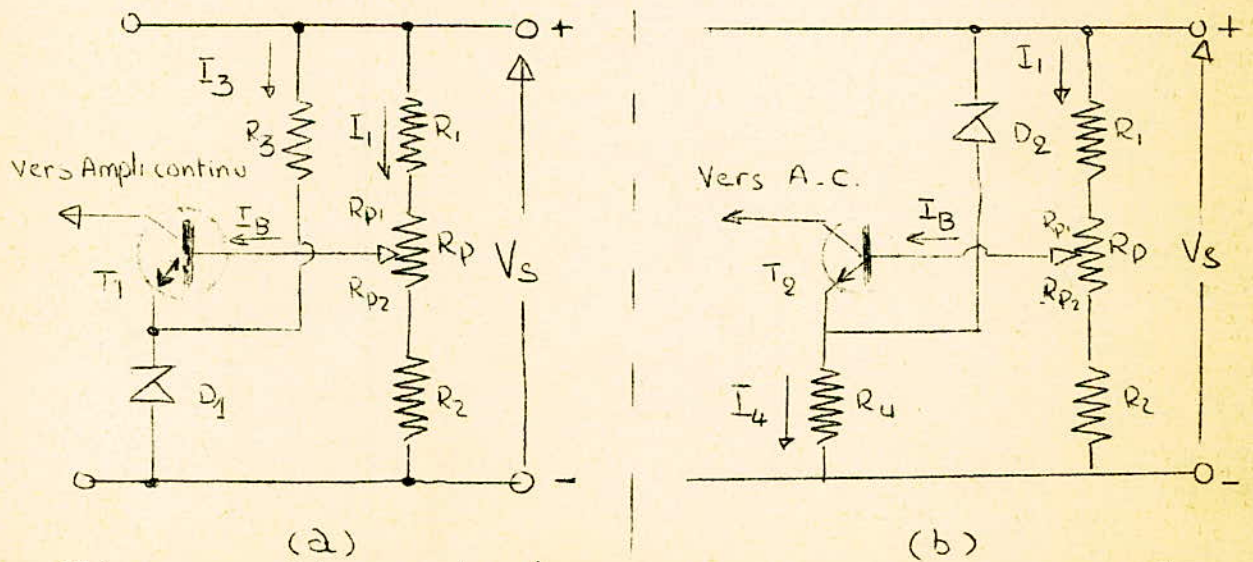


Fig. 4. Élément de comparaison en emetteur commun, comprenant l'élément d'échantillonnage et l'élément de référence.

- a) faible tension de sortie.
- b) tension de sortie élevée.



Les potentiomètres de la figure 4. servent à régler l'échantillon de sortie sur la tension de référence, selon la tension de sortie désirée. Le courant issu du diviseur de tension et qui rentre dans l'élément de comparaison doit être beaucoup plus faible que celui qui traverse le diviseur afin que la tension témoin reste,  $V_{\text{témoin}} \approx V_{\text{réf}}$  égale à un pourcentage bien défini de la tension de sortie.

Les courants  $I_3$  de la fig 4.a. ou  $I_4$  de la fig 4.b. doivent être bien supérieurs aux courants de  $T_1$  et  $T_2$  afin que le courant inverse de la diode reste à peu près constant.

La tension témoin est appliquée à la base de  $T_1$  et la tension de référence à l'émetteur de  $T_1$ . Si la tension de sortie tend à croître, la tension base émetteur de  $T_1$  augmente et le courant collecteur augmente. Au contraire une chute de la tension de sortie provoque une diminution du courant de collecteur de  $T_1$ . Les variations du courant collecteur de  $T_1$  et celles du courant de sortie

· dans l'élément de commande ne sont pas en phase, c'est à dire que si la tension de sortie a tendance à croître, la différence de potentiel amplifiée diminue le courant passant dans l'élément de commande, la tension de sortie ramené à une valeur normale.

L'élément de référence peut être utilisé comme l'indique la fig 4-b. pour des tensions de sortie élevées. Ce dispositif permet de faire fonctionner les transistors de l'élément de comparaison sous des tensions faibles, quelle que soit la tension de sortie du régulateur.

Les courants collecteurs des figures 4 a et 4b sont en opposition de phase à cause de la position différente de l'élément de référence. Si l'on emploie le circuit donné par la fig 4b, il faut un amplificateur continu entre l'élément de comparaison et l'élément de commande en série, afin d'obtenir une concordance de phase convenable.

Compensation thermique d'un élément de comparaison en émetteur commun:



puisque la tension de référence augmentée de la tension base émetteur du transistor de comparaison est égale à la tension témoin de sortie, on a pour la figure 4 a) l'équation.

$$V_S = (V_R + V_{BE}) \frac{R_1 + R_2 + R_P}{R_2 + R_{P2}} \quad (6)$$

avec  $V_S$  = tension de sortie réglée  
 $V_R$  = ~~—~~ de référence.  
 $V_{BE}$  = ~~—~~ base-émetteur de l'élément de comparaison.

Si  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_P$  sont faites du même matériau,

$$\Delta V_S = \frac{R_1 + R_2 + R_P}{R_2 + R_{P2}} (\Delta V_R + \Delta V_{BE}) \quad (7)$$

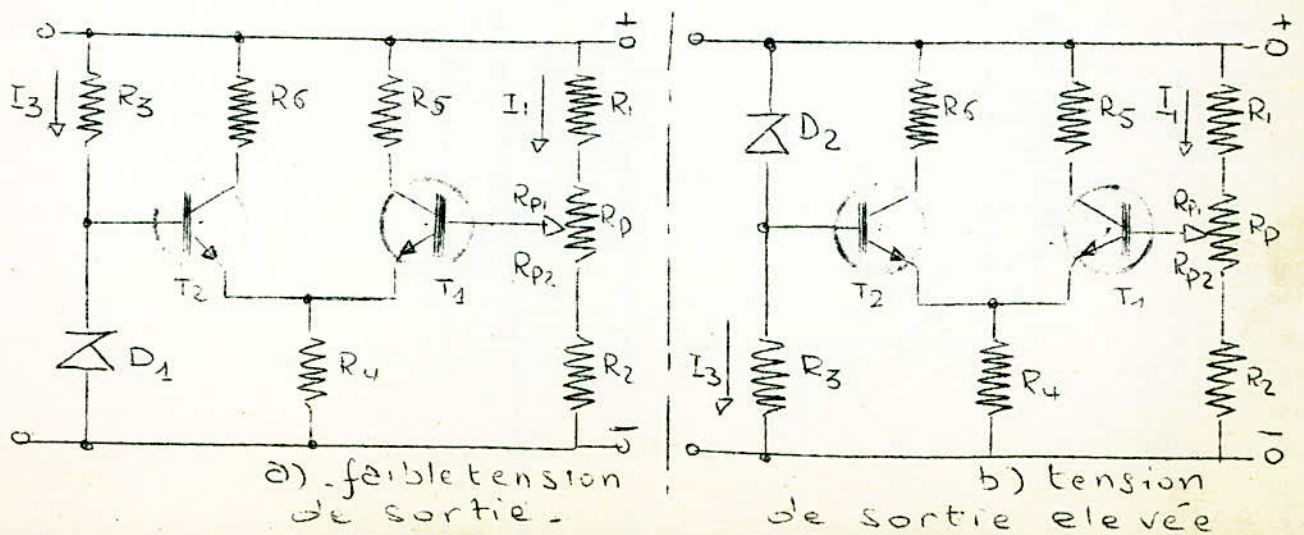
et toute variation de la tension de sortie provient de  $\Delta V_R$  et  $\Delta V_{BE}$ . Puisque  $\Delta V_{BE}/\Delta T$  est en général négatif; il est aisé de résoudre le problème posé par la variation de température, à condition de prendre une diode avalanche dont le coefficient de température soit positif et équilibre exactement le coefficient  $\Delta V_{BE}/\Delta T$  de  $T_1$ . (fig 4. a)

Une étude identique montre que l'équation (8) s'applique à la figure 4 b.

$$\Delta V_S = \frac{R_1 + R_2 + R_P}{R_1 + R_{P1}} (\Delta V_R - \Delta V_{BE}). \quad (8)$$

Si les résistances du diviseur de tension sont faites avec la même matériau, la diode avalanche doit avoir un coefficient de température négatif et égal au coefficient  $\Delta V_{BE}/\Delta T$  de  $T_2$  (fig 4 b).

La compensation thermique peut être obtenue assez simplement pour des températures inférieures à  $100^\circ\text{C}$ , si l'on emploie un seul étage à émetteur commun comme élément de comparaison. Les effets dus à  $I_{CBO}$  sont en général peu importants en dessous de cette température pour les transistors au silicium, par conséquent, les problèmes de compensation proviennent principalement des variations de la tension base-émetteur,  $V_{BE}$ , avec la température.





Un amplificateur différentiel à émetteur couplé est un élément de comparaison parfait si le régulateur doit intervenir dans une large gamme de température ou à très hautes températures (cas du projet). fig- 5.

La disposition symétrique de l'amplificateur différentiel, le rend auto-compensateur vis-à-vis des <sup>variations de</sup> températures. On peut améliorer cette auto-compensation en choisissant des transistors bien appairés et en les montant sur un radiateur commun. Le degré de similitude entre les transistors est déterminé par la compensation thermique recherchée. La position de la diode de référence, le déphasage et un gain légèrement différent sont les seules différences existant entre les étages à haute tension et basse tension de sortie (voir fig-5). La sortie de l'amplificateur différentiel est en général prise sur un seul côté, à moins que l'on utilise des amplificateurs en cascade. Le côté sur lequel est prise la sortie est déterminé par le déphasage existant l'élément de comparaison et l'élément de com-

-mande -

Les courants qui traversent l'élément de référence et le diviseur doivent être encore bien plus importants que les courants de base de l'amplificateur différentiel.

Si l'amplificateur différentiel est parfaitement compensé, vis-à-vis de la température, on peut appliquer les équations suivantes.

Pour la figure 5.a.

$$\Delta V_s = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2 + R_{p2}} \Delta V_R. \quad (9)$$

Pour la figure 5.b.

$$\Delta V_s = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_1 + R_{p1}} \Delta V_R \quad (10)$$

Les équations (9) et (10) montrent que la variation de la tension de sortie lors d'une variation de la température, provient d'une variation de la tension de référence si les résistances du diviseur sont du même matériau. Dans les deux cas, la diode avalanche doit être choisie de façon à avoir un coefficient de température voisin de zéro. Les équations (9) et (10) ont été obtenues en supposant que



les tensions base-émetteur de  $T_1$  et  $T_2$  sont égales et que les variations de tension base-émetteur de  $T_1$  et  $T_2$  avec la température sont égales.

Il faut remarquer que les caractéristiques du régulateur de tension, lors des variations de température sont déterminées principalement par la conception des éléments diviseur, de référence et de comparaison.

L'action des autres éléments ne dépend pas beaucoup de la température.

### - ELEMENT AMPLIFICATEUR CONTINU

L'amplificateur continu doit ramener le signal différentiel qui sort de l'élément de comparaison à une valeur suffisante pour agir sur l'élément de contrôle. Puisque l'amplificateur est situé dans une boucle fortement contre-réactionnée, il n'est pas nécessaire de concevoir un amplificateur très élaboré. La seule condition est, en général, d'avoir un gain assez important, afin que le courant fourni à l'élément de contrôle soit suffisant, et assez faible pour que la sto-

bilité du circuit soit convenable:

Bien souvent, un simple transistor, ou un étage, sert à la fois d'élément de comparaison et d'amplificateur continu. Il se peut que d'autres étages amplificateurs soient nécessaires pour avoir un gain de boucle plus important, afin d'améliorer la régulation et de diminuer la résistance de sortie du régulateur.

Un élément amplificateur continu classique ressemble à l'élément de comparaison de la fig. 5.

Une diode avalanche est utilisée dans le circuit émetteur afin d'augmenter le gain en tension de l'amplificateur. La compensation thermique n'est pas indispensable dans cette partie du régulateur, mais il faut choisir la diode avalanche de façon à ce que son coefficient de température équilibre le coefficient  $\Delta V_{BE}/\Delta T$  du transistor amplificateur.



### ELEMENT DE COMMANDE

L'élément de commande interprète le signal provenant de l'amplificateur continu et réalise les corrections nécessaires pour maintenir la tension de sortie constante. Les éléments de commande utilisés dans les trois types de régulateurs sont donnés par la fig-6.

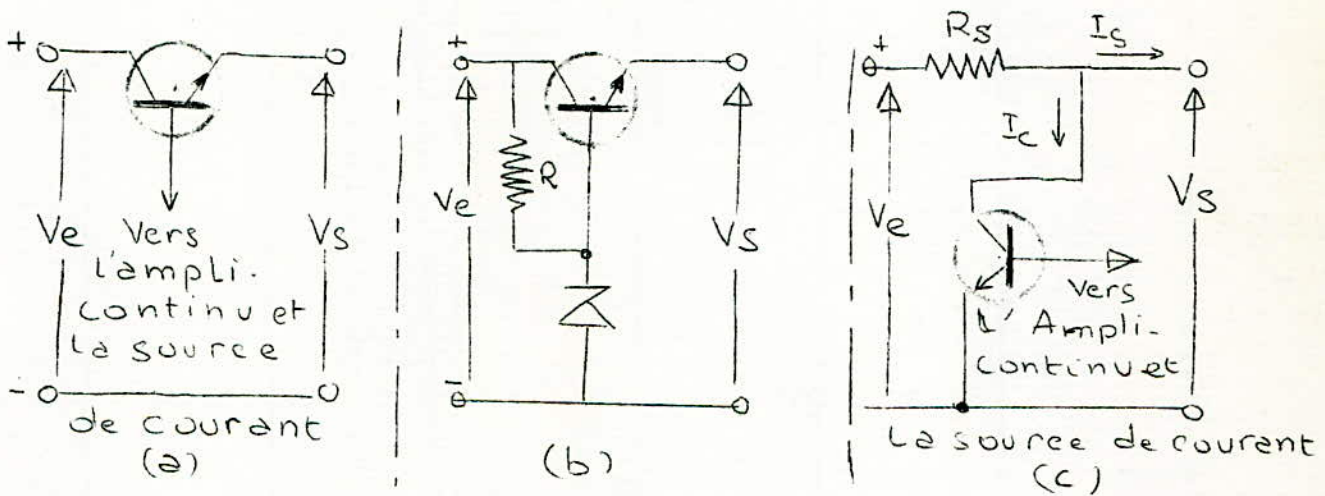


Fig-6- Eléments de commande du régulateur.

- a) Régulateur série,
- b) régulateur en collecteur commun.
- c) Régulateur parallèle.

Les éléments de commande des régulateurs série et des régulateurs en collecteur commun sont fondamentalement semblables, à part la commande de la base qui vient de l'amplificateur continu dans un régulateur

Série et de l'élément de référence dans le régulateur en collecteur commun. Les éléments de contrôle doivent être susceptibles de fournir dans les deux cas la totalité du courant de charge du régulateur; mais, en marche normale, la tension collecteur-émetteur peut être inférieure à la tension de sortie. L'élément de contrôle parallèle doit pouvoir supporter toute la tension de sortie; cependant, il n'a pas à supporter la totalité du courant de charge, à moins qu'il ne doive réguler entre la charge nulle et la pleine charge. Comme les résistances série de polarisation qui sont employées dans le régulateur parallèle, donnent une grande une grande dissipation d'énergie, le rendement global du régulateur est diminué.

Les remarques précédentes montrent qu'un régulateur série est préférable pour les tensions de sorties élevées et les courants de sortie moyens, avec des charges variables. Le régulateur parallèle peut être employé pour des tensions moyennes ou basses et des courants de sortie élevés,



mais avec des charges à peu près constantes. Les applications du régulateur à émetteur follower sont en général limitées aux faibles tensions de sortie. Son amortissement est faible et sa régulation pauvre, par rapport aux autres types de régulateurs.

★ Les grandeurs qui doivent être étudiées lors du choix d'un élément de contrôle sont les valeurs maximales de puissances, tension et courant que peut supporter le transistor. Les limites pour un élément de contrôle série ou à émetteur follower à un transistor, peuvent être déduites des inégalités suivantes :

$$\begin{aligned} V_{CE\max} &\geq V_{e\max} - V_{s\min}, \\ I_{C\max} &\geq I_{\text{sort.max}}, \\ P_{c\max} &\geq (V_{e\max} - V_{s\min}) I_{\text{sort.max}}. \end{aligned}$$

avec :

$V_{e\max}$  = tension d'entrée non régulée maximale

$I_{\text{sort.max}}$  = courant de charge maximal.

$V_{s\min}$  = tension de sortie minimale.

$V_{CE\max}$  = tension collecteur-emetteur maximale admissible.

$I_{c \max}$  = courant collecteur maximal admissible

$P_{c \max}$  = puissance dissipée maximale admissible au collecteur.

L'élément de contrôle parallèle doit satisfaire aux conditions suivantes: La résistance de polarisation en série  $R_s$ , doit être choisie de façon à ce que le courant qui traverse l'élément de contrôle soit le plus faible possible

$$R_s \leq \frac{V_{e \min i} - V_{s \max}}{I_{s \max}}$$

$$V_{c e \max} \geq V_{s \max}$$

$$P_{c \max} \geq V_{s \max} I_{c \max}$$

$$I_{c \max} \geq I_{s \max} - I_{s \min i}$$

\* Le type de l'élément de contrôle et du régulateur peut être déterminé à partir des conditions précédentes, si les performances demandées au régulateur sont déterminées

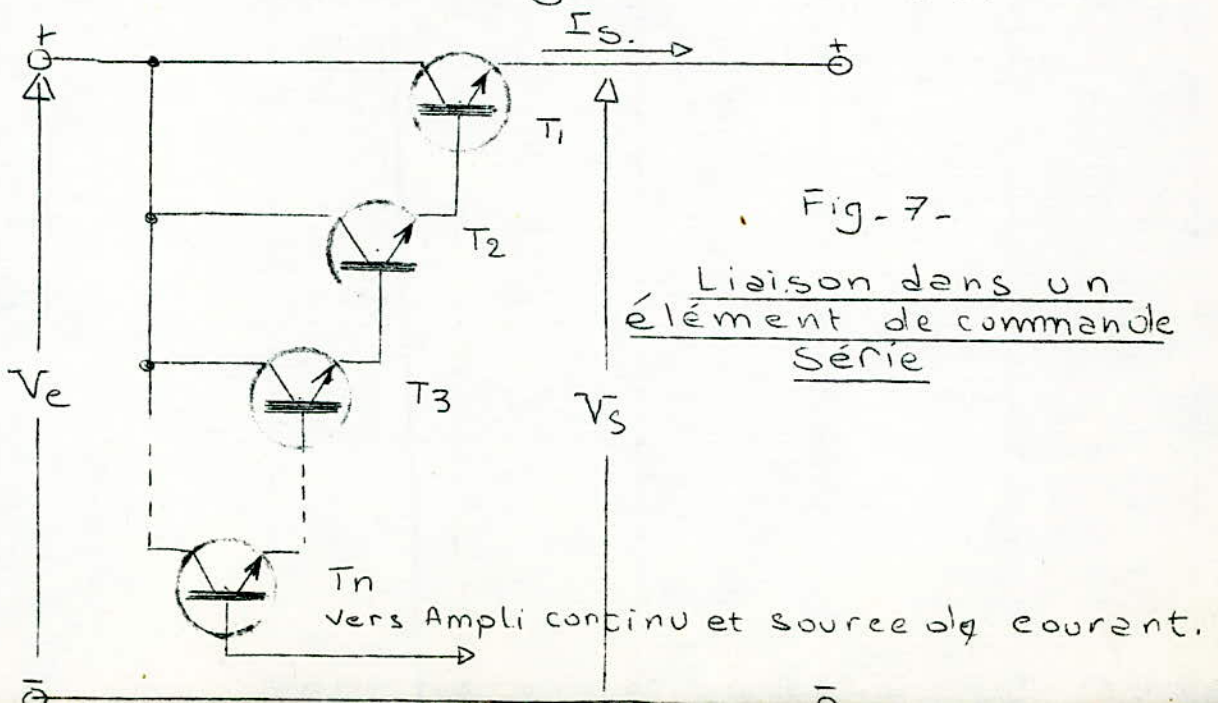
La valeur maximale de la dissipation d'énergie doit être respectée pour toutes les températures de fonctionnement.

Le courant de l'élément de contrôle et le courant de collecteur de l'amplificateur de l'amplificateur continu sont donnés par une source commune de courant.



Les régulateurs série et parallèle doivent être conçus de façon à ce que le courant collecteur de l'amplificateur continu soit égal ou supérieur au courant maximal nécessaire à la conduite de l'élément de commande. Cette caractéristique est nécessaire car il faut que l'élément de commande ait un courant de base suffisant pour que le courant de sortie soit convenable.

Comme le courant fourni à la base de l'élément de contrôle est en général petit, on emploie souvent une liaison qui fournit le gain de courant suffisant pour avoir le courant de charge convenable.



La figure (7) donne un exemple de liaison, appelée parfois multiplicateur Béta ou montage DARLINGTON à n étages

$$\text{si } \beta = h_{21e} \gg 1$$

on peut écrire :

$$I_s \# (\beta_1 \beta_2 \beta_3 \dots \beta_n) I_{Bn}$$

\* Chaque transistor de la liaison doit supporter une tension égale à la tension maximale d'entrée non régulée diminuée de la somme de la tension de sortie et de la tension base-émetteur de chacun des transistors précédents. Les caractéristiques du courant collecteur de chacun des transistors sont diminuées par le  $\beta_{(n-1)}$  correspondant aux transistors  $T_1 \dots T_n$ . Les caractéristiques de puissance de chacun des transistors peuvent être déterminées à partir de cette donnée, et l'on peut choisir ainsi les transistors les plus adaptés à la liaison.



## PARAMETRES DE FONCTIONNEMENT

Les caractéristiques du régulateur peuvent s'exprimer en fonction de  $R_o$ ,  $F$  et  $K_T$  dans l'équation de régulation.

$$\Delta V_s = F \Delta V_e + R_o \Delta I_s + K_T \Delta T.$$

dans laquelle

- Résistance de sortie =  $R_o = \left. \frac{\Delta V_s}{\Delta I_s} \right|_{\Delta V_e = 0}$ .
- Facteur de Régulation =  $F = \left. \frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} \right|_{\Delta I_s = 0}$
- Coefficient de Température =  $K_T = \left. \frac{\Delta V_s}{\Delta T} \right|_{\Delta I_s = 0, \Delta V_e = 0}$

Le paragraphe traite des méthodes servant à évaluer les caractéristiques des régulateurs. Une étude par «quadripôles» donne la signification de chacun des paramètres de fonctionnement. (fig 8)

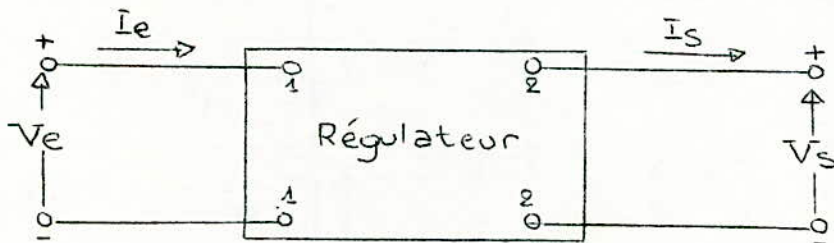


Fig - 8.

Les relations entre courant et tension peuvent s'exprimer en fonction des paramètres «fg» si l'on suppose que le régulateur est linéaire.

$$\Delta I_e = g_{11} \Delta V_e + g_{12} \Delta I_s \quad (11)$$

$$\Delta V_s = g_{21} \Delta V_e + g_{22} \Delta I_s \quad (12)$$

$$\bullet \quad g_{11} = \left[ \frac{\Delta I_e}{\Delta V_e} \right]_{\Delta I_s = 0} \quad (13)$$

$$\bullet \quad g_{12} = \left[ \frac{\Delta I_e}{\Delta I_s} \right]_{\Delta V_e = 0} \quad (14)$$

$$\bullet \quad g_{21} = \left[ \frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} \right]_{\Delta I_s = 0} \quad (15)$$

$$\bullet \quad g_{22} = \left[ \frac{\Delta V_s}{\Delta I_s} \right]_{\Delta V_e = 0} \quad (16)$$

L'équation (12) est très importante parce que  $V_s$  est la tension de sortie régulée. Les paramètres  $g_{21}$  et  $g_{22}$  doivent être aussi faibles que possibles pour réduire les variations de  $V_s$ . L'équation (16) montre que  $g_{22}$ , a les dimensions d'une résistance; plus précisément, c'est la résistance de sortie de la fig 8 qui est représentée par  $R_o$ .

Le paramètre de transfert direct,  $g_{21}$ , est une quantité sans dimension qui sert à définir le facteur de régulation,  $F$ .

La régulation pour cent par rapport aux variations de l'entrée est donnée par  $F \times 100\%$ . Si la tension d'entrée du régulateur a un incrément de  $A\%$ , la tension de sortie aura un incrément de  $AF\%$ .



La définition des caractéristiques du régulateur lors des variations de la température de fonctionnement, nécessite que soit défini un autre paramètre,  $K_T$ . Quoique les effets des variations de température ne soient pas linéaires, la valeur de  $K_T$  obtenue à partir de l'équation (17) est en général suffisante.

$$K_T = \left. \frac{\Delta V_s}{\Delta T} \right|_{\substack{\Delta I_s = 0 \\ \Delta V_e = 0}} \quad (17)$$

Les caractéristiques du régulateur peuvent s'exprimer en fonction de  $R_o$ ,  $F$  et  $K_T$  dans l'équation de régulation.

$$\Delta V_s = F \Delta V_e + R_o \Delta I_s + K_T \Delta T$$

Le degré de régulation peut être augmenté si l'on réduit un ou tous les paramètres.

### CIRCUITS DE MESURE DES CARACTERISTIQUES

Le contrôle des paramètres de fonctionnement est en général nécessaire pour vérifier le calcul relatif au régulateur.

La figure 9 représente un circuit de mesure permettant de mesurer  $R_o$ ,  $F$  et  $K_T$

Les méthodes utilisées pour déterminer  $R_0$ ,  $F$  et  $K_T$  ne sont pas compliquées.

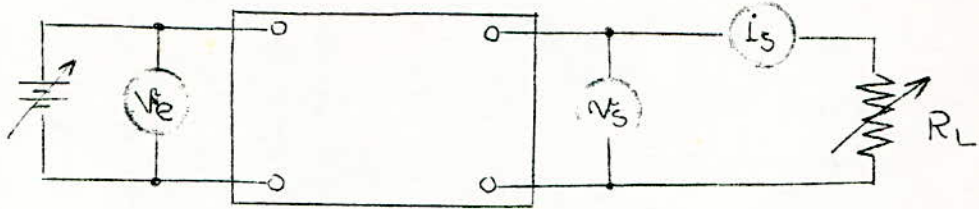


Fig-9 Circuit de mesure de  $R_0$ ,  $K_T$  et  $F$

Le point principal est de choisir un volt-mètre pour mesurer  $\Delta V_3$ . L'appareil doit être exact et susceptible de mesurer la tension avec la sensibilité voulue.

La figure (10) donne un circuit permettant de déterminer la réduction du ronflement

La tension alternative qui fournit le ronflement d'entrée peut être donnée par un transformateur filament relié à un transformateur à tension variable pour avoir une oscillation d'entrée variable. Les tensions alternatives de crête de l'entrée et de la sortie peuvent être mesurées par un oscilloscope et alonné, ou bien, on peut avoir le rapport de ces deux valeurs en appliquant le ronflement d'entrée à la déflexion verticale de l'oscilloscope par l'intermé-



dière d'un atténuateur. L'atténuateur peut être réglé de façon à ce que l'oscilloscope donne une valeur égale aux deux ronflements. A ce moment, l'atténuateur donne la réduction de ronflement due au régulateur.

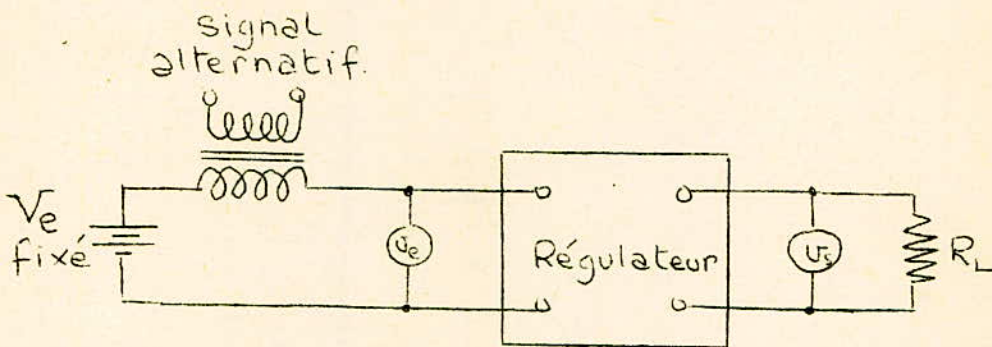


Fig 10. Circuit de mesure de l'amortissement des oscillations

$$\text{Amortissement} = \frac{\text{oscillation d'entrée}}{\text{oscillation de sortie}}$$

La figure (11) montre un circuit permettant de mesurer l'impédance de sortie,  $Z_0$  du régulateur, puisque

$$|Z_0| = \left| \frac{V_s}{I_s} \right|$$

L'impédance de sortie peut être calculée en ajoutant un faible tension alternative aux bornes de la tension de sortie du régulateur. Le rapport tension-courant mesuré par l'oscilloscope donne l'impédance de

de sortie. Si la tension alternative est trop importante, le transistor du circuit de comparaison peut se saturer ou même arriver à la coupure. Les variations des caractéristiques, provoquées par les variations de température, peuvent être mesurées en plaçant le régulateur dans une enceinte thermique et en faisant des mesures aux températures désirées

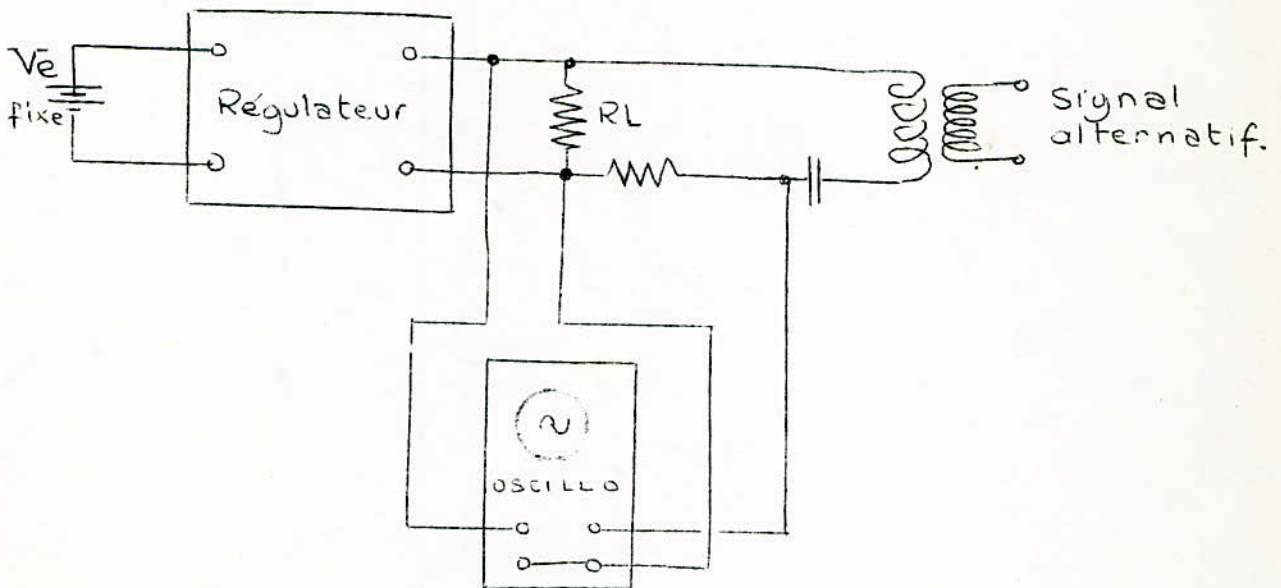


Fig 11 Circuit de mesure de  $Z_o$



CHAPITRE III

— ETUDE DE L'ALIMENTATION  
NON REGULEE —

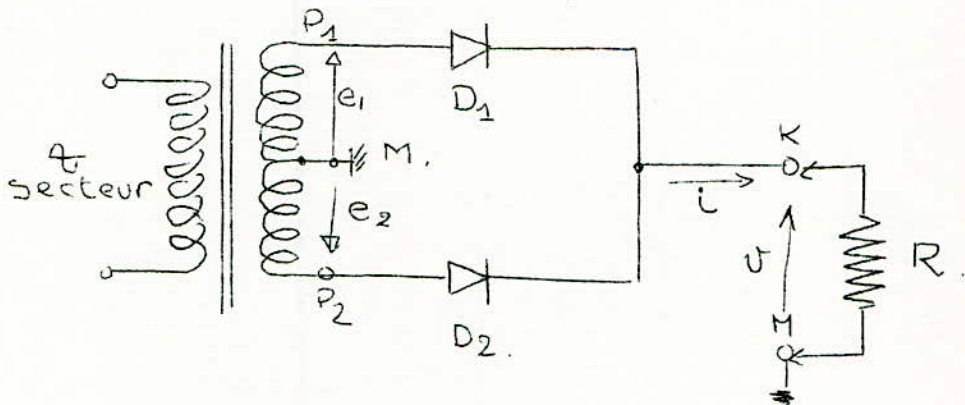
—————  
—————  
—————

### III ETUDE L'ALIMENTATION NON REGULEE

- Nous allons donc considérer le cas où l'alimentation est réalisée à partir d'un transformateur suivi d'un redresseur double alternance avec filtrage par capacité.

#### - III.1 RAPPELS SUR LE REDRESSEMENT.

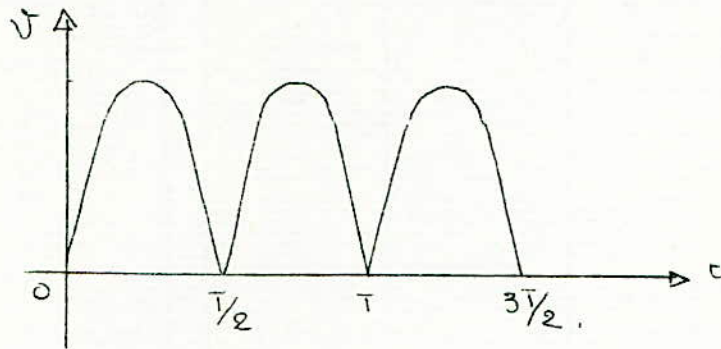
a) fonctionnement.



. Lorsque la plaque  $P_1$  est positive, la plaque  $P_2$  est négative. à la première, alternance, donc  $D_1$  conduit pendant que  $D_2$  est bloquée. A l'alternance suivante les rôles sont inversés  $D_2$  conduit alors que  $D_1$  est bloquée. Le courant  $i$  qui traverse la résistance de charge  $R$  est toujours le même sens, et la tension aux bornes



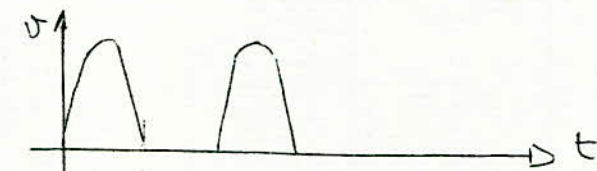
de cette même Résistance, aura la forme ci-dessous et qu'on appelle tension pulsée.



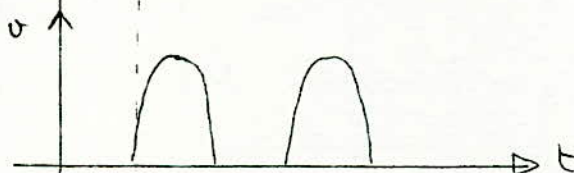
$$v = V_{\text{Max}} |\sin \omega t|.$$

b) Calcul de la valeur moyenne et de la tension d'ondulation

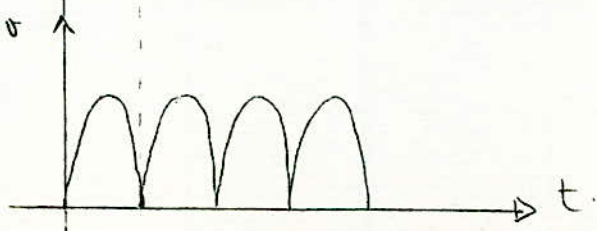
Développons  $v = V_{\text{MAX}} |\sin \omega t|$  en série de Fourier. Pour simplifier le développement de la fonction  $|\sin \omega t|$  en série de Fourier décomposons le signal en deux fonctions  $f_1 = \sin \omega t$  et  $f_2 = \sin(\omega t + \pi)$



$$f_1 = \sin \omega t \quad 0 \leq t \leq T/2$$



$$f_2 = \sin(\omega t + \pi) \quad 0 \leq t \leq T/2$$



$$f = f_1 + f_2$$

$$f_1 = V_0 + V_n \sin n \omega t + V'_n \cos n \omega t,$$

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} f(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt = \frac{1}{T} \left[ -\frac{\cos \omega t}{\omega} \right]_0^{T/2}$$

or  $\omega T = 2\pi$

$$V_0 = \frac{1}{\pi}$$

$$- V'_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \sin(\omega t)n \cdot \cos n\omega t dt$$

$$V'_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{T/2} \left( \frac{\sin(n+1)\omega t}{(n+1)\omega} - \frac{\sin(n-1)\omega t}{(n-1)\omega} \right) dt.$$

$$V'_n = -\frac{1}{2\pi} \left[ \frac{\cos(n+1)\omega t}{(n+1)\omega} - \frac{\cos(n-1)\omega t}{(n-1)\omega} \right]_0^{T/2}$$

$$V'_n = -\frac{1}{2\pi} \left[ \frac{\cos(n+1)\frac{2\pi t}{T}}{(n+1)} - \frac{\cos(n-1)\frac{2\pi t}{T}}{(n-1)} \right]_0^{T/2}$$

1) Pour n: n impair.

$$V'_n = 0$$

2) Pour n: n pair.

$$V'_n = -\frac{1}{\pi} \cdot \frac{2}{n^2-1}$$

-  $V_n = 0$  car la fonction Sin-est une fonction impaire. 1

De même pour  $f_2 = V_{20} + V_{2n} \sin n(\omega t + \pi) + V'_{2n} \cos n(\omega t + \pi)$   
on trouve.

$$V_{20} = \frac{1}{\pi}$$

$$V'_{2n} = -\frac{1}{\pi} \cdot \frac{2}{n^2-1}$$

$$V_{2n} = 0.$$



d'où  $f = f_1 + f_2 = 2V_0 + (V'_n + V'_{2n}) \cos n\omega t$  avec  $n$  pair.

$$f = \frac{2}{\pi} - \left( \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega t + \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots \right).$$

si  $f = i = V_M \sin \omega t$  on aura;

$$i = \frac{2V_M}{\pi} - \frac{2V_M}{\pi} \left( \frac{2}{3} \cos 2\omega t + \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right)$$

$i = V_{\text{moy}} + V_{\text{ondulée}}$ .

$$\begin{cases} V_{\text{moy}} = \frac{2V_M}{\pi} \\ V_{\text{ond}} = -\frac{2V_M}{\pi} \left( \frac{2}{3} \cos 2\omega t + \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right) \end{cases}$$

Facteur de forme.

Le facteur de forme est défini comme étant le rapport  $V_{\text{eff}} / V_{\text{moy}}$ .

$$F = \frac{V_{\text{eff}}}{V_{\text{moy}}}$$

$$V_{\text{eff}} = V_M \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\sin \omega t)^2 dt} = \frac{V_{\text{Max}}}{\sqrt{2}}$$

$$F = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \times \frac{\pi}{2V_{\text{max}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$$

$$\boxed{F = 1,11}$$

Taux d'ondulation

$$\tau = \frac{I_{\text{ond}}}{I_{\text{moy}}} \quad \text{or d'après la loi de Joule}$$

$$I_{\text{eff}}^2 = I_{\text{moy}}^2 + I_{\text{ond}}^2 \Rightarrow$$

$$V_{\text{eff}}^2 = V_{\text{moy}}^2 + V_{\text{ond}}^2.$$

$$\text{d'où } \frac{V_{\text{eff}}^2}{V_{\text{moy}}^2} = 1 + \frac{V_{\text{ond}}^2}{V_{\text{moy}}^2} = 1 + \tau^2$$

$$F^2 = 1 + \tau^2$$

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} = 0,48$$

Conclusion: Donc pour avoir une tension continue il faudra faire  $\tau \approx 0$  et  $F = 1$ .

A la sortie du redressement c'est à dire aux bornes K et M on a une tension redressée double-alternance avec

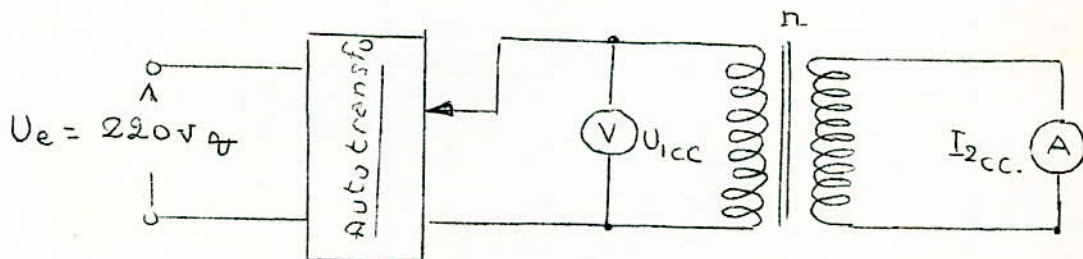
$$F = 1,11 \text{ et } \tau = 48\%$$

d'où la nécessité du filtrage pour éliminer la tension d'ondulation de façon à faire  $\tau = 0$ .

### Etude du transformateur.

Le transformateur possède de au secondaire un enroulement 2x16v.

Déterminons l'impédance ramenée pour un demi-secondaire. pour cela on procède par l'essai en court-circuit, (par la méthode du diagramme de Kapp.) Pour cela, on alimentera le primaire sous une tension réduite grâce à un autotransformateur.



Tout d'abord on mesure le rapport de transformation, soit  $n_1 = \frac{U_{1/2s}}{U_e}$ , à vide.



ainsi on trouve. pour  $U_e = 245 \text{ v. eff.}$

$U_{\text{sur } 1/2 \text{ secondaire}} = 18 \text{ v. eff.}$

$$n_1 = \frac{U_{1/2s}}{U_e} = \frac{18}{245} = 0,073$$

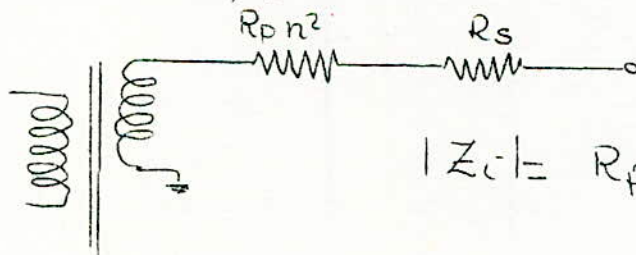
- Essai en court-circuit.

On fera debiter jusqu'à 4 Amperes dans un demi-secondaire. et on notera  $U_{1cc}$ .

$U_{1cc} \text{ (V)}$	utilisable.	4	6	7,2	8	9,2	
$I_{2cc} \text{ (A)}$	0,85	1,8	2,7	3,2	3,4	4.	

$$\text{d'où } |Z_c| = \frac{n U_{1cc}}{I_{2cc}} = \frac{0,073 \times 9,2}{4} = 0,16 \Omega$$

$Z_c$  est composée : de l'impédance du primaire ramené à un  $1/2$  secondaire, plus celle du  $1/2$  secondaire.



$$|Z_c| = R_{pn^2} + R_s = 0,16 \Omega.$$

On voit que l'on peut négliger cette impédance dans tous nos calculs qui suivront.

Etude pratique de l'alimentation.

Nous avons ainsi choisi comme diodes de redressement les diodes 11R2. dont les caractéristiques (qui sont données au verso) concordent aux données qu'on s'est fixées.

$$V_{\text{inverse max}} = 18 \text{ v.}$$

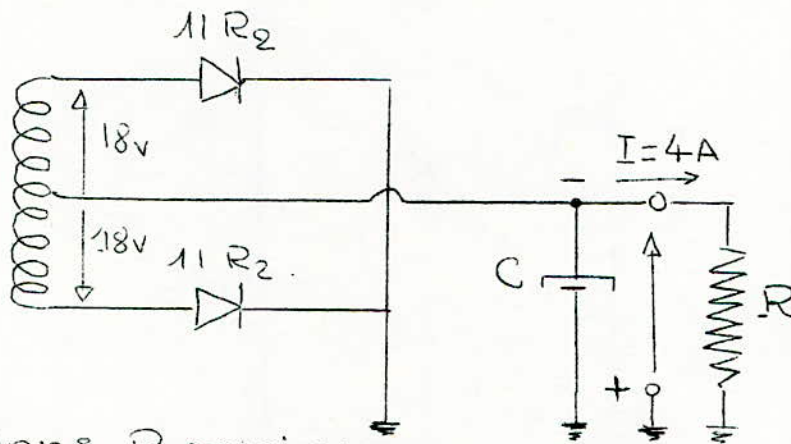
$$I_{\text{moy. redressé}} = 4 \text{ A. } (\bar{\alpha} = 25^\circ \text{C et } 100^\circ \text{C}).$$

- Mais comme au-dessus de 25°C le courant moyen admissible n'est que de 1A, on montera les diodes sur une ailette de refroidissement en cuivre de 90mm x 90mm sur 1,5 mm d'épaisseur et ainsi elles peuvent redresser des courants beaucoup plus élevés (jusqu'à 17,5A).

La résistance directe de la diode est négligeable, pour un courant moyen de 17,5A la chute de tension directe maximum est de 0,63V.  $\Rightarrow 1/R_d = \frac{17,5}{0,63}$

$$R_d = \frac{0,63}{17,5} = 0,036 \Omega$$

Soit donc le montage suivant



Calculons R minimum.

La tension aux bornes de R  $\Rightarrow V_R = \frac{2\sqrt{2} V_{eff}}{\pi}$

si l'on suppose  $R_d$  et  $R_{transfo} = 0$ , et  $\omega = 0$ .

$$V_R = \frac{2\sqrt{2} \cdot 18}{\pi} = 16,5 \text{ V}$$

Le courant moyen redressé est de 4 A  
calculons R.

$$R \Rightarrow \frac{V_R}{I_m} = \frac{16,5}{4} \neq 4 \Omega$$



- Si on se fixe  $RC\omega = 10$ .

avec  $\omega = 2\pi \cdot 100 = 200\pi$ .

et  $R = 4\Omega$ .

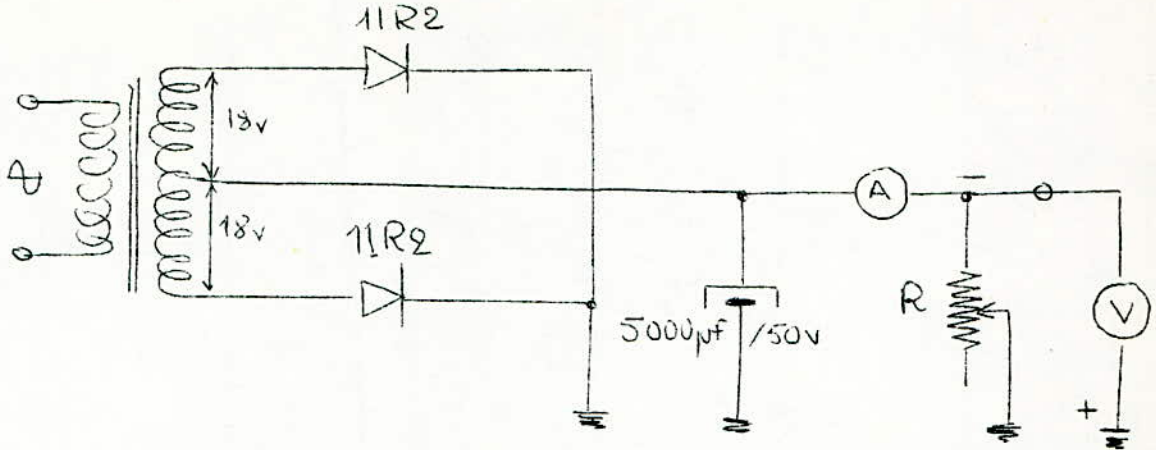
$$C = \frac{10}{4 \times 200\pi} = \frac{10}{800\pi} \approx 0,004 \text{ F.}$$

$$C \approx 4000 \mu\text{F.}$$

- En pratique nous prendrons  $C = 5000 \mu\text{F}$  sous une tension de service de 50v.

Remarque. Avec un filtrage par capacité seule, il est à craindre qu'à l'allumage on ait surintensité importante. En effet, la capacité est alors entièrement déchargée, la diode supporte toute la tension. La solution généralement adoptée consiste à mettre une self en tête du filtrage. Nous ne prendrons néanmoins pas cette précaution ici, car nous nous contenterons de la valeur de C qui est assez élevée.

D'où le montage pratique et les essais en charge  $I_c = f(E_{NR})$ .

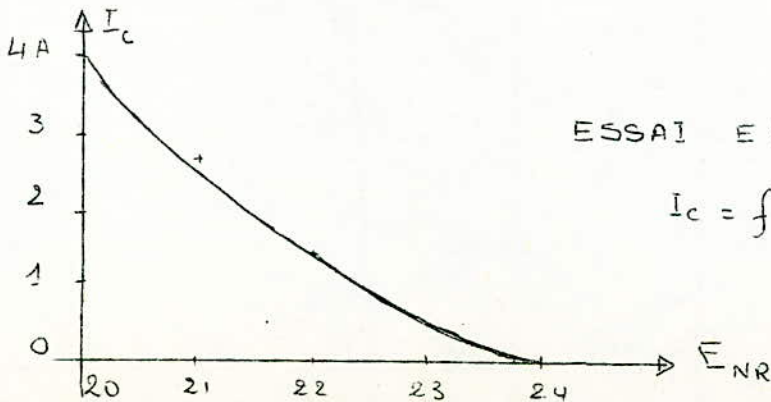


E (V)	20,4	20,6	20,8	21	21,2	21,4	21,6	21,8	22	22,2	22,4	23,2	23,4	24	
I (A)	3,2	3	2,8	2,6	2,4	2,2	2	1,8	1,6	1,4	1,2	1	0,4	0,25	0

Remarque:

Nous tenons à signaler que l'essai n'a pu être fait à une tension plus basse car nous possédons pas en notre laboratoire de résistance capable de dissiper une puissance assez élevée de l'ordre de 80W. Car il aurait fallu un très faible résistance d'une valeur minimale de  $4\Omega$  afin de pouvoir débiter le courant maximum de 4 Ampères.

Quoiqu'il en soit on voit que la tension non régulée varie très peu en fonction du courant de charge, soit de 4V pour une variation de  $I_c$  de 4A.



ESSAI EN CHARGE

$$I_c = f(E_{NR})$$



CHAPITRE IV

— ETUDE PRATIQUE

DU REGULATEUR —



# ETUDE DU MONTAGE DARLINGTON

## I - NATURE DU MONTAGE

Le montage DARLINGTON se compose de deux transistors, tel que:

- L'émetteur de l'un ( $T_1$ ) soit relié à la base de l'autre ( $T_2$ );
- Les deux collecteurs sont reliés.

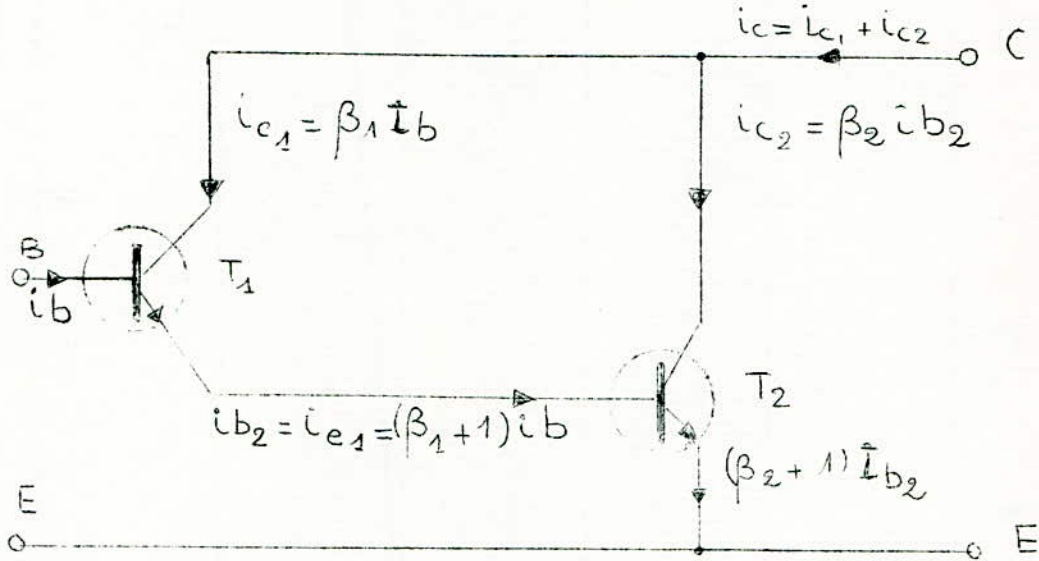


Fig 1 -

Montage Darlington utilisé en émetteur commun

Il se comporte comme un transistor unique ayant pour base celle de  $T_1$ , pour émetteur celui de  $T_2$ , pour collecteur les deux collecteurs reliés et d'amplification en courant  $\alpha$  (base commune) extrêmement voisin de 1.

Par exemple  $\alpha = 0,9996$ ; d'où  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \neq 2500$ .

L'amplification maximale annoncée par les constructeurs atteint 20.000 (en courant continu)

## II - CALCUL DE L'AMPLIFICATION EN COURANT

a) Montage Base Commune. (fig. 2).

Le courant d'émetteur de  $T_2$  - qui est aussi celui du montage - se divise en courant de collecteur  $\alpha_2 i_e$  et courant de base  $(1-\alpha_2) i_e = i_{e1}$ .



Celui-ci se divise à son tour dans  $T_1$  en courant de collecteur  $\alpha_1 i_{e_1}$  et courant de base  $(1-\alpha_1)i_{e_1}$   
 - Calculons le courant de collecteur  $i_c$  du transistor composé et son amplification en courant  $\alpha$ :

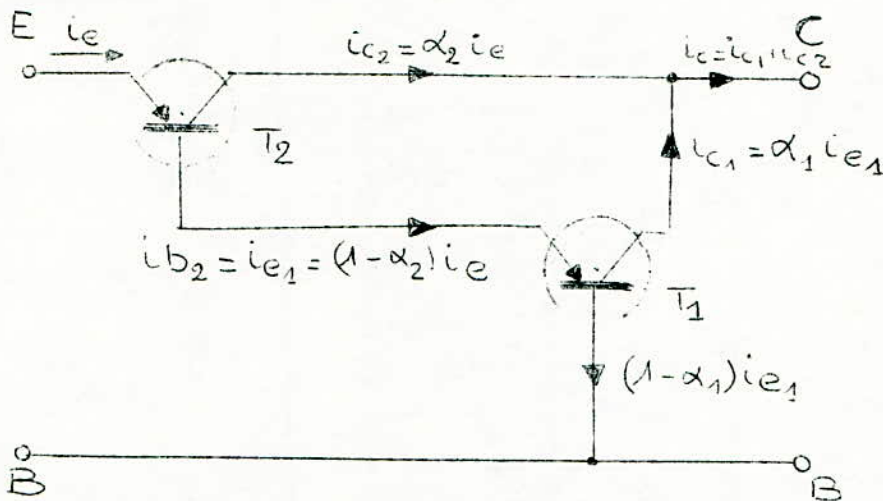


Fig. 2 - Montage Darlington  
considéré en base commune

$$i_c = i_{c1} + i_{c2}$$

$$i_c = \alpha_2 i_e + \alpha_1 i_{e_1} = \alpha_2 i_e + \alpha_1 (1-\alpha_2) i_e$$

$$\alpha = \frac{i_c}{i_e} = \alpha_2 + \alpha_1 (1-\alpha_2)$$

$$\boxed{\alpha = \alpha_2 + \alpha_1 - \alpha_1 \alpha_2}$$

-  $\alpha$  étant très voisin de 1, formons la différence  $1-\alpha$ :

$$1-\alpha = 1-\alpha_2 - \alpha_1(1-\alpha_2) = (1-\alpha_1)(1-\alpha_2)$$

En résumé:

$$\boxed{1-\alpha = (1-\alpha_1)(1-\alpha_2)}$$

b) Montage Emetteur Commun (fig. 1)

Au courant d'entrée  $i_{b1} = i_b$  correspond  $\beta_1 i_b$  dans le collecteur et  $(\beta_1 + 1) i_b = i_{b2}$  dans l'émetteur de  $T_1$ .

D'où le courant dans le collecteur de  $T_2$ :

$$i_{c_2} = \beta_2 i_{b_2} = \beta_2 (\beta_1 + 1) i_b,$$

et le courant de sortie total:

$$i_c = i_{c_1} + i_{c_2} = \beta_1 i_b + \beta_2 i_{b_2} = \beta_1 i_b + \beta_2 (\beta_1 + 1) i_b$$

Désignons par  $\beta$  l'amplification en courant  $i_c/i_b$  du montage:

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} = \beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1) = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2$$

En ajoutant 1 aux deux membres, faisons apparaître le facteur commun  $\beta_1 + 1$

$$\beta + 1 = (\beta_1 + 1) + \beta_2 (\beta_1 + 1) = (\beta_1 + 1) (\beta_2 + 1)$$

En résumé:

$$\beta = (\beta_1 + 1) (\beta_2 + 1) - 1$$

En pratique  $\beta_1$  et  $\beta_2 \gg 1$  de sorte que:

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2.$$

### C, ETAGE AMPLIFICATEUR DARLINGTON

La figure 4 en donne un exemple facile à retenir; il suffit d'ajouter à l'étage classique à transistor  $T_2$ , le transistor  $T_1$  en  $B_2$  et le pont de polarisation  $R_1, R_2$  habituel.

Un étage Darlington présente sur l'étage d'un seul transistor les avantages suivants:

- 1- amplification supérieure;
- 2- résistance d'entrée plus grande  
 en effet pour obtenir le même courant de sortie, le courant d'entrée est beaucoup plus petit, alors que la tension d'entrée reste celle, de l'ordre, d'un transistor unique;



### 3. Meilleure stabilité

car  $\alpha$  reste très proche de 1 et varie donc beaucoup moins que  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  en fonction des courants; en outre, le premier transistor est alimenté par  $V_{CC} - (R_C + R_E) I_C$ , d'où une contre réaction importante assurant une bonne impédance vis-à-vis des variations des paramètres des transistors;

### 4. Meilleure linéarité

par suite d'une certaine compensation entre les non linéarités des deux transistors.

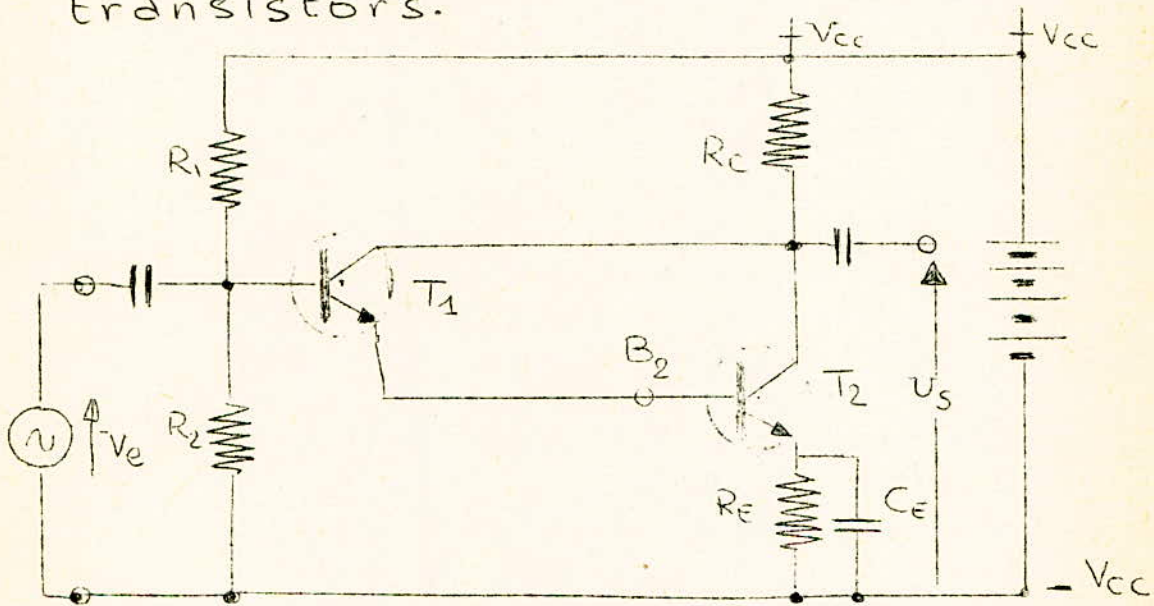


Fig. 4 - Exemple d'étage amplificateur

## III. VARIANTES DU MONTAGE DARLINGTON

On peut ajouter une résistance dans le collecteur du transistor  $T_1$  d'entrée afin d'éviter l'emballement thermique.

- Le montage Darlington est très sensible aux variations de l'amplification du transistor d'entrée; une résistance de contre-réaction dans l'émetteur du second est souvent nécessaire pour assurer la linéarité et la constance du gain.

- Les deux transistors sont difficiles à assortir avec la condition  $I_{E1} = I_{B2}$  en continu



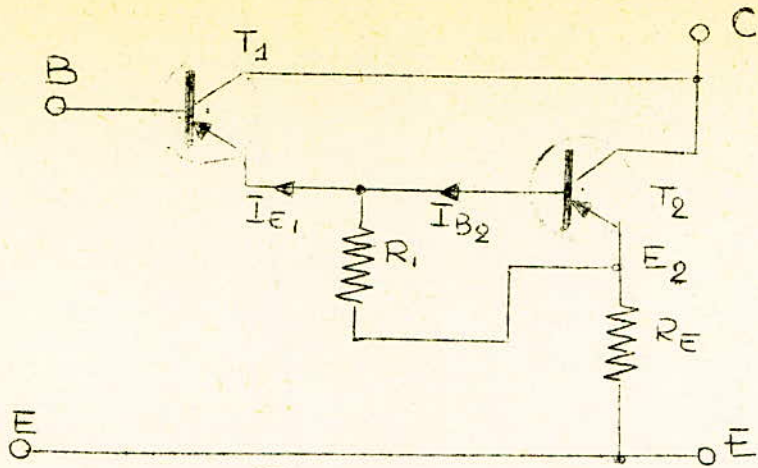


Fig - 5.

Si l'on ajoute une résistance  $R_1$  (fig-5) entre les deux émetteurs on aura  $I_{E1} > I_{B2}$ . Le réglage de  $R_1$  permet de mieux choisir les points de repos.  
- On peut relier  $R_1$  non à  $E_2$ , mais au point commun (fig-6); la stabilité thermique dépend alors presque uniquement de  $T_2$

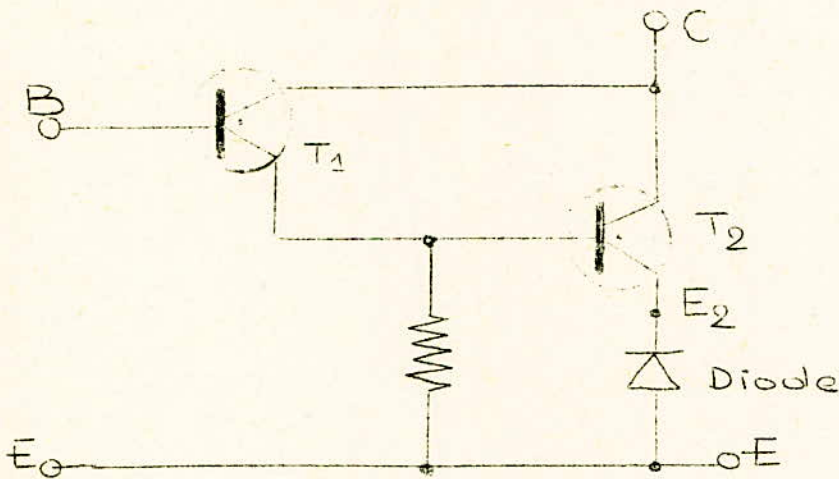


Fig - 6 -

- Dans les amplificateurs de qualité on remplace la résistance  $R_E$  par une diode au silicium.  
- Les transistors peuvent être tous deux PNP ou tous deux NPN.  
L'adaptation des deux transistors est toujours délicate et fastidieuse.

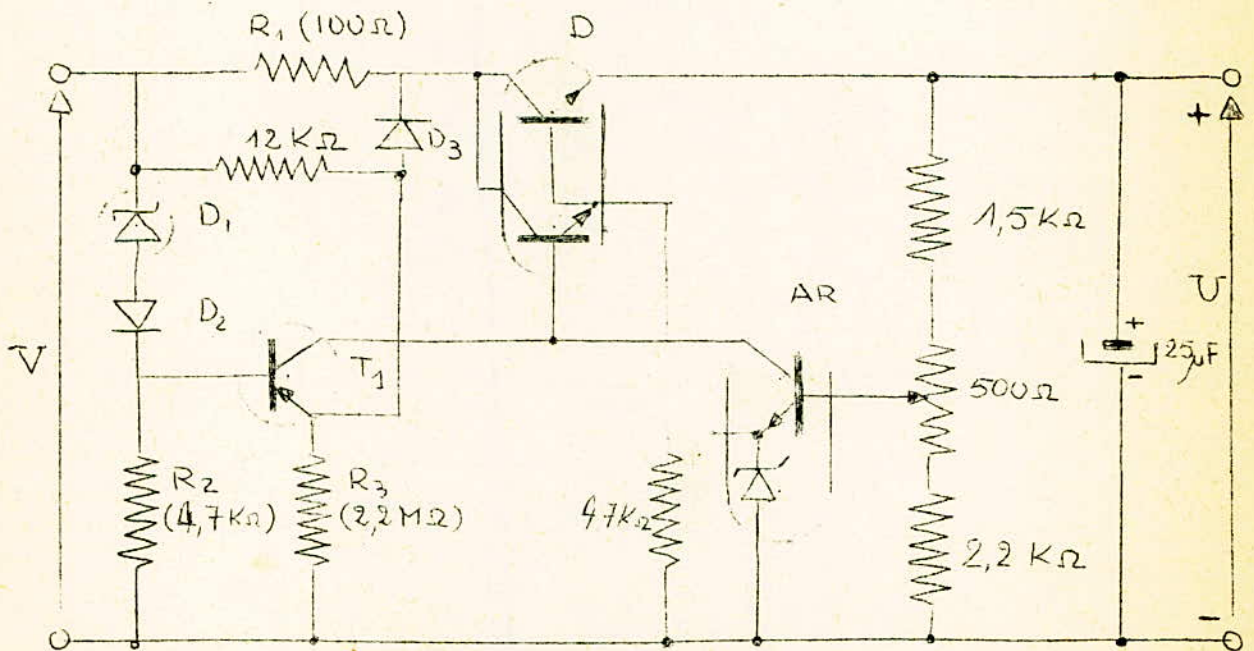


Les deux types de transistors étant choisis, on peut tracer point par point, d'après leurs caractéristiques, certaines caractéristiques du montage Darlington: par exemple la courbe du courant de sortie en fonction de la tension d'entrée; on peut alors déterminer les points de repos les meilleurs. Mais on préfère souvent réaliser un montage d'essai et le régler, en particulier à l'oscillographe.

### - IV EXEMPLES D'APPLICATIONS

Les circuits DARLINGTON s'emploient comme étages de sortie simples ou symétriques en outre, ils remplacent avantageusement les transistors de puissance dans d'autres rôles, en particulier dans les alimentations stabilisées (cas de notre étude)

Exemple de montage.



Dans l'alimentation pour 50 mA sous 12 volts le transistor serie est un circuit Darlington 4 fils (2 transistors 2N 2785). L'amplificateur de référence  $A_R$  comporte un transistor NPN et une diode Zener intégrés dans une même pastille afin:



- de réduire les dérivés thermiques;
- éviter à l'utilisateur la sélection fastidieuse des deux éléments à assortir.

La diode  $D_3$  et la résistance  $R_1$  limitent le courant: au dessus d'une certaine valeur de ce courant, la tension aux bornes de  $R_1$  rend la diode  $D_3$  conductrice, ce qui réduit le courant émetteur du transistor  $T_1$ , et par conséquent le courant de base du montage Darlington.

#### V. DETERMINATION DU MONTAGE DARLINGTON

Le montage sera réalisé suivant la figure 1, mais sera étudié en courant continu.

- Donc dans ce paragraphe, nous étudierons l'élaboration d'un régulateur de tension à partir des données classiques.

- Soit les données suivantes:

$$- V_{ENTREE} = V_{ENR} = -20V \Rightarrow$$

Car on protégera le transistor par  $R_S$  que l'on calculera après détermination de  $V_{CE1}$  (minimum.)

$$- V_S = -15V.$$

$$I_0 \leq 4A.$$

\* - Oui nous ne prenons le courant de sortie  $I_0$  inférieur ou égal à 4A. car le transformateur dont nous disposons ne peut débiter qu'un maximum de courant de 4A. sous deux fois 16 volts efficaces. et vu le temps dont on dispose il ne sera guère aisé d'étudier un transformateur qui puisse débiter



un courant maximum de 10A. Quoique l'étude de l'alimentation et de ses éléments reste inchangée.

-  $T = -50 + 125^{\circ}\text{C}$ .

Détermination des transistors nécessaires à l'élément de commande :

$$\bar{V}_{CE2} = V_{ent\text{ mini}} - V_s = -20 + 15 = -5\text{v.}$$

(mini)

$$\bar{I}_{E2\text{ max}} = I_s = 4\text{A.}$$

$$P_{C2\text{ max}} = V_{CE2} \bar{I}_{E2} = 5 \times 4 = 20\text{ watts}$$

Les caractéristiques du transistor 2N174 montrent bien que 20 watts peuvent être normalement dans ce transistor s'il est monté sur un radiateur convenable que nous calculerons par la suite.

- gain en courant moyen de 2N174 est voisin de 20.

Par conséquent :

$$I_{B2} \geq \frac{I_{E2}}{h_{21} + 1} = \frac{4}{21} \neq 0,2\text{A} = 200\text{mA.}$$

Comme  $T_1$  est relié à  $T_2$ , par une connexion compound, on le choisit à partir des données suivantes :

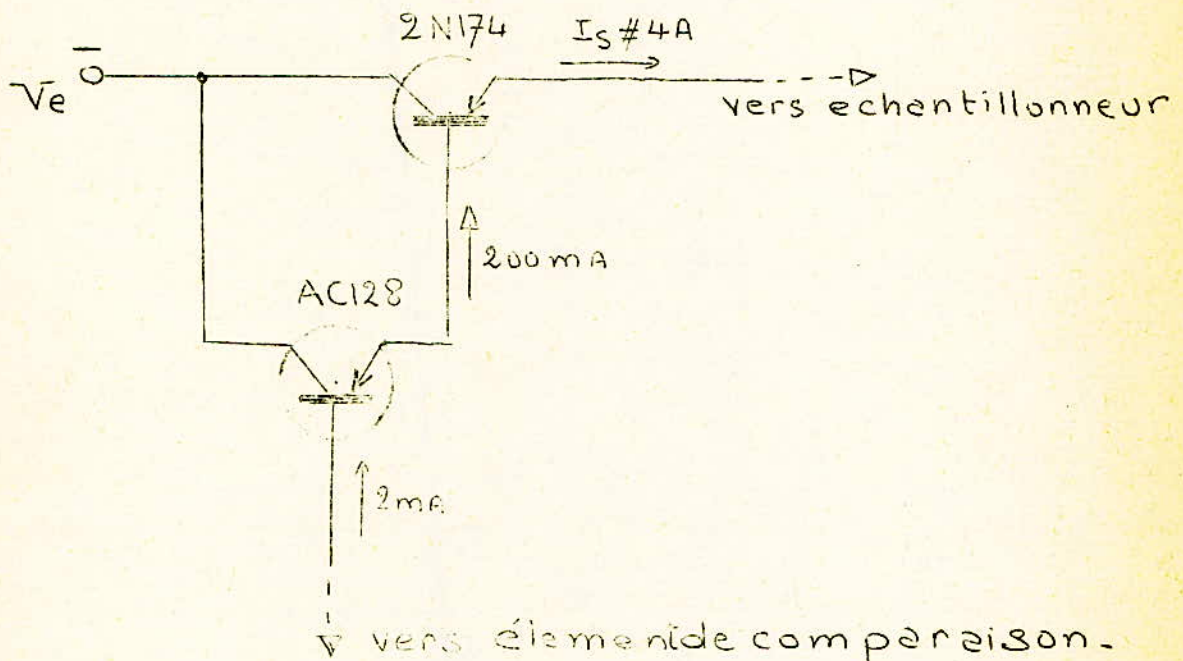
$$V_{CE1\text{ max}} = V_{CE2} - V_{BE2} \neq V_{CE2} = -5\text{ volts}$$

$$I_{E1} \approx I_{B2} = 200\text{ mA.}$$

$$P_{c1 \max} \leq V_{ce1 \max} \times I_{e1} = 5 \times 0,2 = 1 \text{ watt}$$

Le transistor AC128 cadre les données aussi son gain en courant est assez élevé et voisin de 100.

$$I_{B1} \leq \frac{I_{E2}}{(\beta_2 + 1)(\beta_1 + 1)} = \frac{4000 \cdot 10^{-3}}{(20 + 1)(100 + 1)} \approx 2 \text{ mA}$$



- Calcul du radiateur nécessaire au 2N174 pour dissiper les 20W.

Les caractéristiques donnent :

- Température maximale de la jonction  $T_j = 95^\circ C$ .
- Résistance thermique entre jonction et fond de boîtier  $R_{jB} = 0,8^\circ C/W$
- Résistance boîtier-radiateur  $R_B = 0,3^\circ C/W$



- Soit la relation.

$$P_c = \frac{T_j - T_A}{R_{th}}$$

-  $R_{th} = R_{jB} + R_B = 0,8^\circ + 0,3^\circ = 1,1^\circ C/W$

-  $P_c = 20W$

Que sera la temperature ambiante.

$$T_A = T_j - P_c R_{th}$$

$$T_A = 95 - 20 \times 1,1$$

$$T_A = 73^\circ C.$$

La surface du radiateur est donnée

per :  $S = \frac{1}{\sigma R_{th}}$  (en  $cm^2$ )

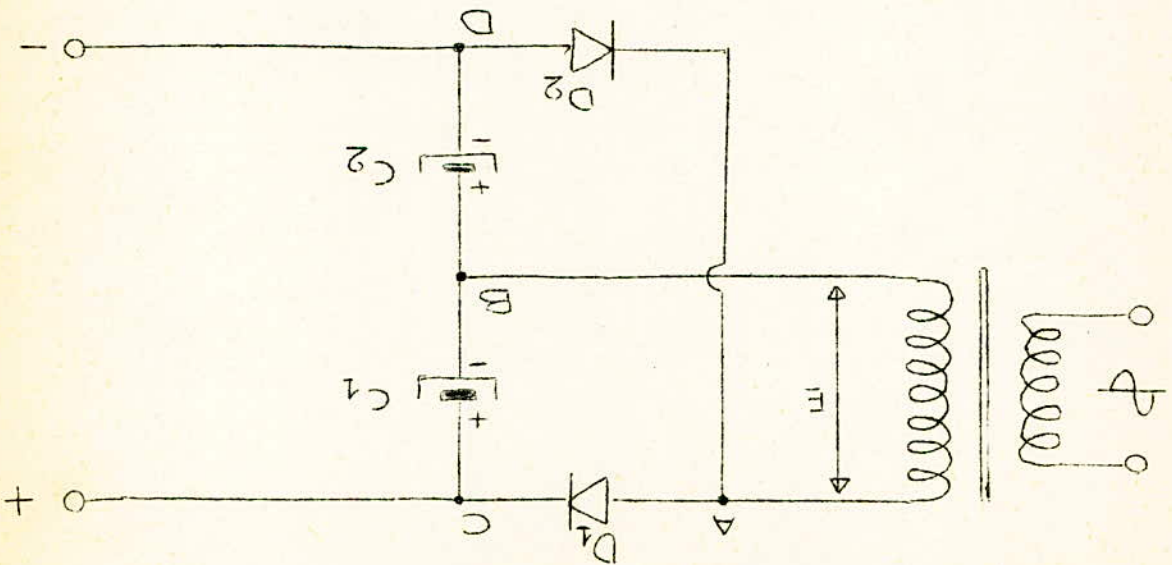
$\sigma$  pour le cuivre =  $0,75 \cdot 10^{-3}$ .

$$S = \frac{10^3}{0,75 \times 1,1} = 1200 \text{ cm}^2.$$

$$S = 1200 \text{ cm}^2$$

S sera composée de l'ailette  $90mm \times 90mm$  plus des ailettes verticales au nombre de 6 sur chaque face.

1. MONTAGE



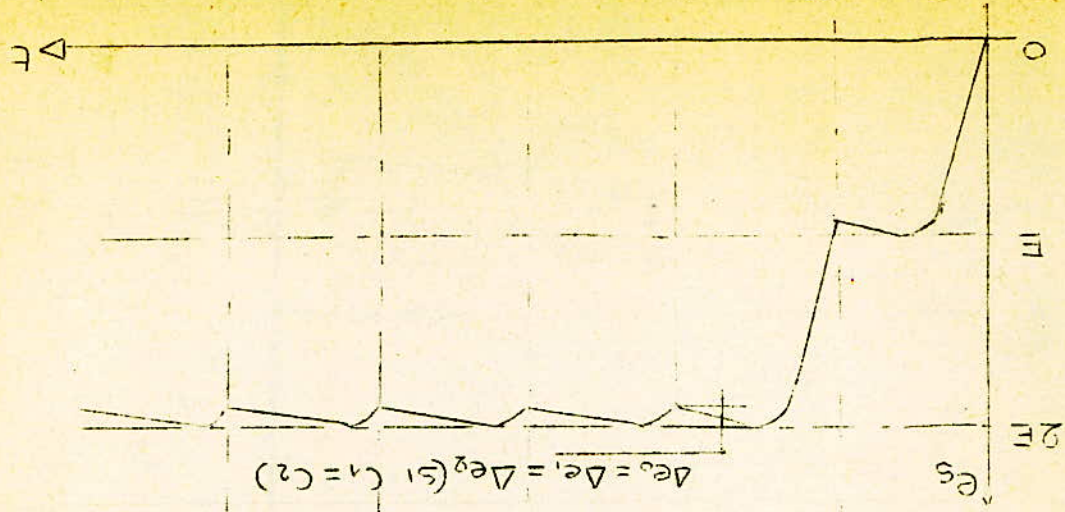
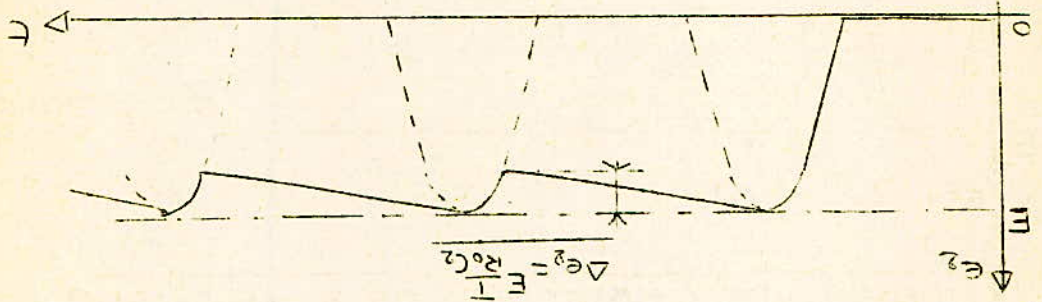
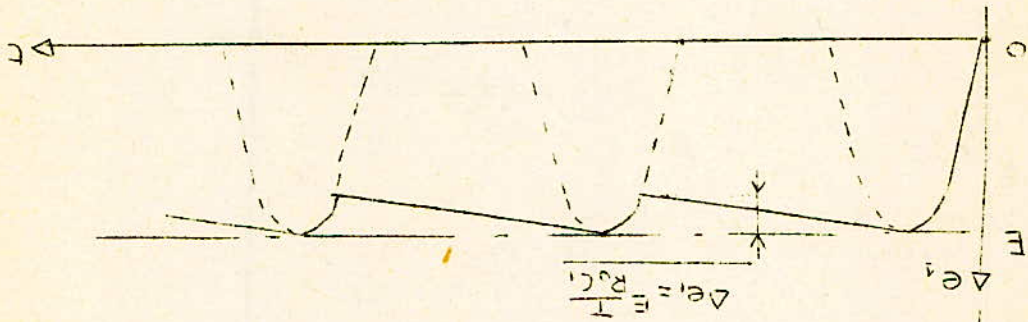
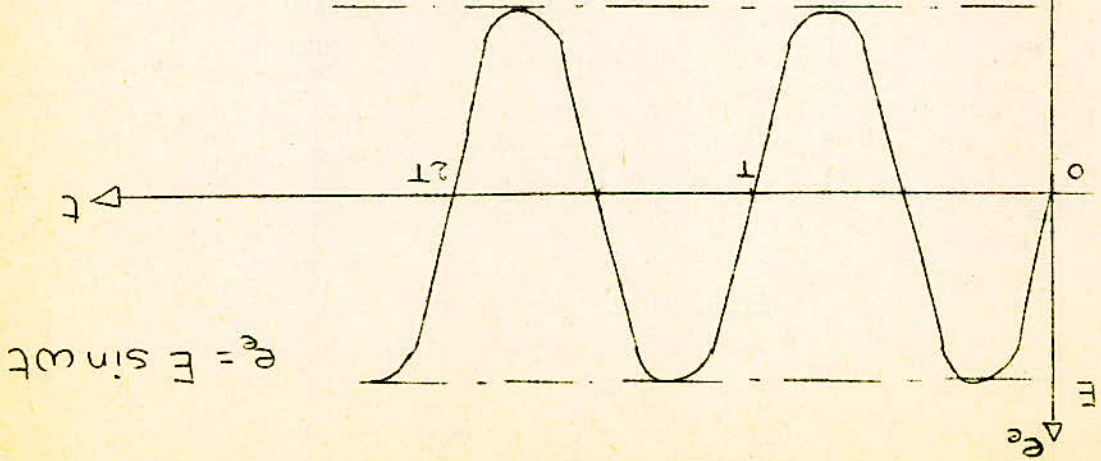
II PRINCIPLE DE FONCTIONNEMENT

Pendant la première alternance du secteur le point A est positif, la Diode  $D_1$  dont la cathode est reliée à un terrain positif, est bloquée et conduit. Le courant  $I$  redresse par la diode chargée, le condensateur  $C_1$ , avec les polarités indiquées, d'une tension  $E_1$  égale à la tension alternative de crête. A l'alternance suivante le point A devient négatif, la diode  $D_1$  est donc bloquée son anode étant négative. Par contre  $D_2$ , dont la cathode est négative par rapport à l'anode, est débloquée et conduit.

Du point de vue de l'utilisation en H.T. les 2 condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  sont montés en série. La tension à leurs bornes c'est à dire la H.T. est donc égale à  $E_1 + E_2$  soit deux fois la tension alternative de crête d'où le nom de :  
DOUBLEUR DE TENSION.



GRAPHES DE PRINCIPE DES TENSIONS



$R_0 =$  Résistance de charge vue de Co



Par exemple: on a un secteur alternatif, du secondaire,  $E = 12,6 \text{ V eff.}$  (cas de l'étude)  
La tension alternative de crête est égale à  $E_1 = E_2 = E \sqrt{2} = 12,6 \sqrt{2} = 17,8 \text{ V}$   
La HT obtenue est égale à  $E_1 + E_2 = 35,6 \text{ V}$

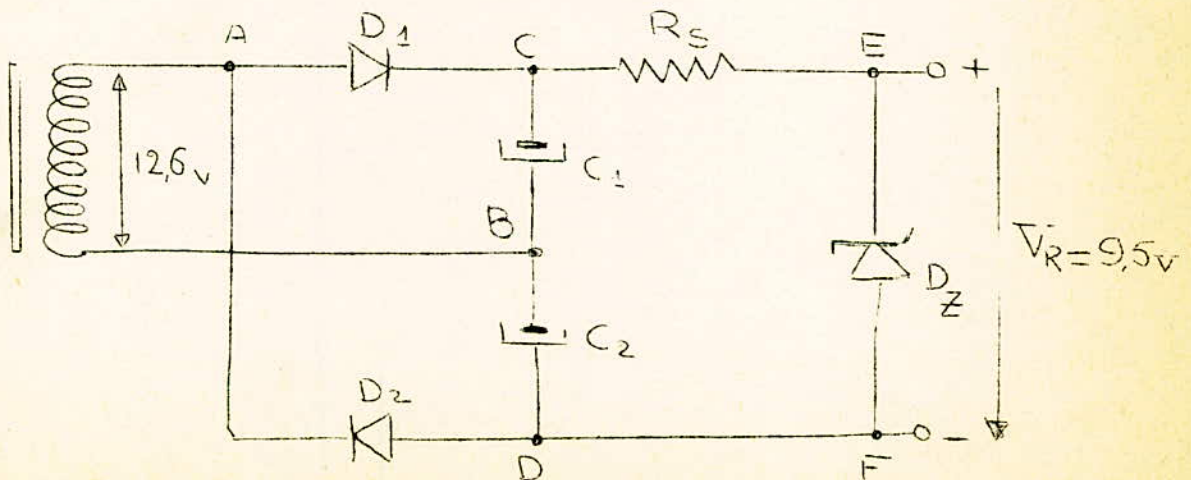
\* En fait les condensateurs ne se chargent pas à la tension de crête, mais à une tension d'autant plus inférieure que le débit est plus élevé.

On peut y remédier en adoptant des condensateurs de forte valeur ce qui est facile pour deux raisons  
D'abord la polarité des tensions sur chaque condensateur est invariable ce qui permet d'utiliser des condensateurs électrochimiques.

Ensuite chaque condensateur n'est soumis qu'à une tension égale à la moitié de la haute tension obtenue, ce qui permet de se contenter d'un isolement réduit.

Ainsi la tension normale de service est de 18V environ pour un secteur à 12,6V alors que la HT avoisine de 36V.

### III MONTAGE PRATIQUE ET REALISATION DE LA TENSION DE REFERENCE DE L'AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL.



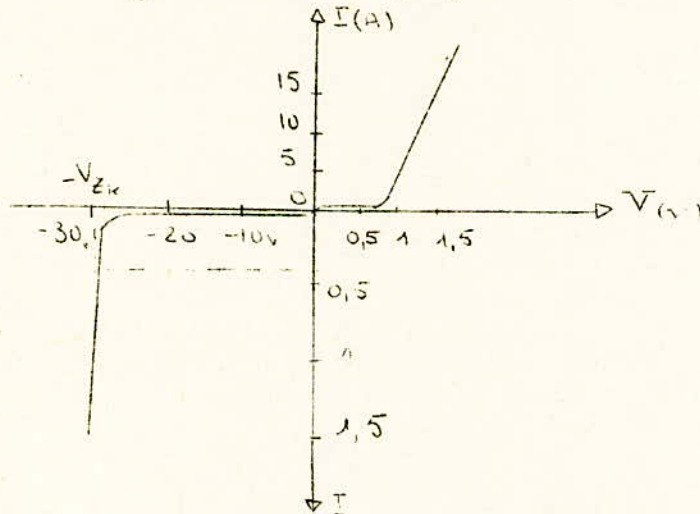
- Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  seront des 10J2 ou des BY114.



Justification du choix des éléments.

d) pour avoir une tension aussi constante que possible, on branche une diode Zener entre les bornes E et F.

Aperçu du fonctionnement de la Zener.  
Une diode Zener a une caractéristique analogue à la figure ci-dessous.



Aux environs de la tension  $-V_{ZK}$  apparaît l'effet Zener: le sens de la tension est tel que la diode ne devrait pas être conductrice, elle est parcourue par le courant inverse, mais au-delà d'une certaine tension  $-V_{ZK}$  le courant devient très fort, il est appelé courant Zener.

Une explication simplifiée de ce phénomène est que les quelques électrons du courant inverse, au delà d'un certain seuil, ont une accélération suffisante que lors des chocs avec les molécules, ils arrachent un électron, et le phénomène se reproduit avec ces électrons. Tous ces électrons font que la tension reste constante.

Ainsi nous avons choisi la diode 54Z4, pour une tension de référence de 9,5V, ces caractéristiques sont les suivantes:



La Tension de référence pour un courant de 100 mA est comprise entre 6,5 et 9,5v.

Le courant de Zener maximum pour une température du boîtier à  $\begin{cases} 75^{\circ}\text{C} \Rightarrow 225 \text{ mA.} \\ 100^{\circ}\text{C} \Rightarrow 135 \text{ mA.} \end{cases}$

b) Calcul de  $R_s$

Tout d'abord on choisit  $C = C_1 = C_2 = 500 \mu\text{Fd}$  (valeur assez courante) sous 50v. max, pour avoir une tension aussi continue que possible, et  $\Delta e_0 = \frac{E I}{R_0 C}$  (Taux d'ondulation) le plus faible.

-  $R_0$  la résistance de charge comprend la Résistance  $R_s$  de protection et de chute plus la résistance inverse de la diode Zener.

NB. nous pouvons insérer avec  $R_s$  un fusible qui servira à protéger le dispositif contre une forte surtension.

- Le maximum de courant que peut débiter l'enroulement  $2 \times 6,3\text{v}$  du transformateur est de l'ordre de 500 mA.

Si on choisit un courant de Zener max égal à 200 mA, il nous faut donc dériver un courant de 300 mA dans une ampoule témoin qui fonctionne pour un courant égal au courant dérivé sous une tension 6,3v.

-  $R_{\text{dynamique}} \text{ sous } 100 \text{ mA} \neq 10 \Omega$

-  $R_s = \frac{35,6 - 9,5}{I_{Zn}} = \frac{26,1}{0,2} \neq 130 \Omega.$

- Puissance dissipée par  $R_s$

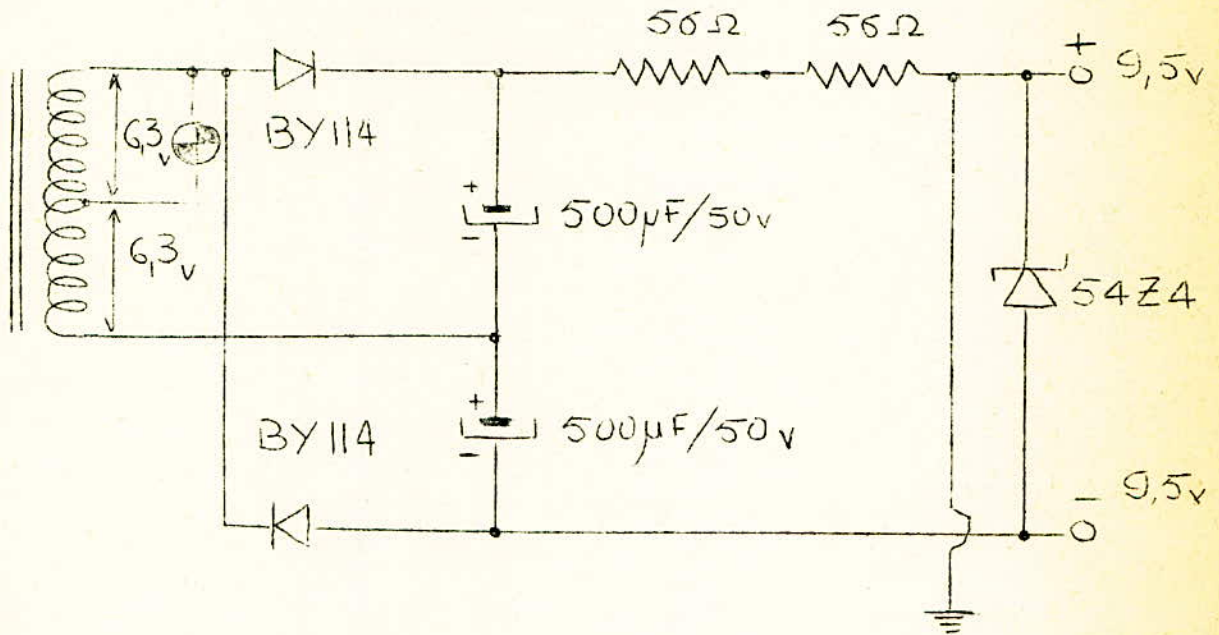


$$P_{RS} = 26 \times 0,2 = 5,2 \text{ W.}$$

En pratique on prendra :

$$R_S = R_1 + R_2 = 56 + 56 = 112 \Omega \quad (6 \text{ W}).$$

### MONTAGE PRATIQUE



- Après montage du circuit nous avons relevé  $V_{\text{référence}} = -9,5 \text{ V}$ .

NB. La diode Zener 54Z4 a été branchée directement sur le châssis pour dissiper de la chaleur.

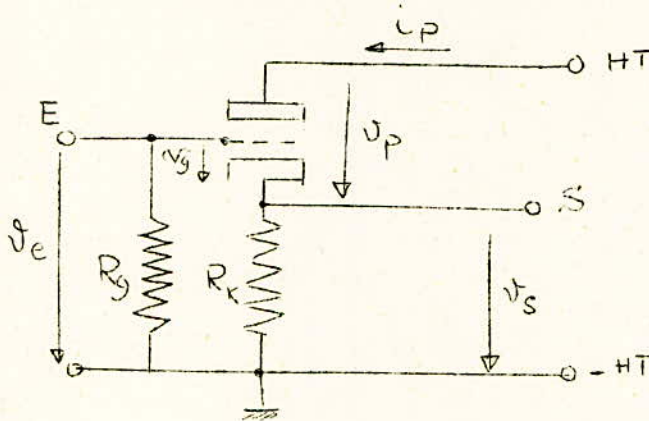
$$P_{Z_H} = 9,5 \times 0,2 = 1,9 \text{ W.}$$

Remarque: Pour éviter un claquage de la diode Zener nous placerons en parallèle une résistance  $R = \frac{V}{I} = \frac{9,5 \text{ V}}{0,15} = 65 \Omega$ . afin de dériver un courant de 150 mA. Car la diode à  $T = 100^\circ \text{C}$  ne peut supporter un courant supérieur à 135 mA. Donc  $I_Z$  sera donc de l'ordre de 50 mA et la puissance dissipée diminuera.

ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL  
(OU ELEMENT DE COMPARAISON)

I. DEFINITION : L'amplificateur différentiel à émetteur (ou cathode) couplé (e) est un étage d'entrée utilisé, dans de nombreuses applications (notamment comme organe de comparaison dans les alimentations stabilisées et régulées), qui permet une compensation de la dérive de la tension grâce à deux transistors ou deux tubes identiques (selon le cas).

1. RAPPELS SUR LE MONTAGE A CATHODE ASSERVI (CATHODE FOLLOWER)



Equation fondamentale de la triode  

$$\varphi_{ip} = \mu V_g + V_p + V_0$$

Aux variations on a:

$$\varphi_{ip} = \mu v_g + v_p \quad (1)$$

Ecrivons les équations des mailles

$$v_e = v_g + v_s \Rightarrow v_g = v_e - v_s$$

$$v_p + v_s = 0 \Rightarrow v_p = -v_s$$

$$v_s = R_k i_p \Rightarrow i_p = \frac{v_s}{R_k}$$

L'équation (1) s'écrit alors

$$\varphi \frac{v_s}{R_k} = \mu (v_e - v_s) - v_s$$



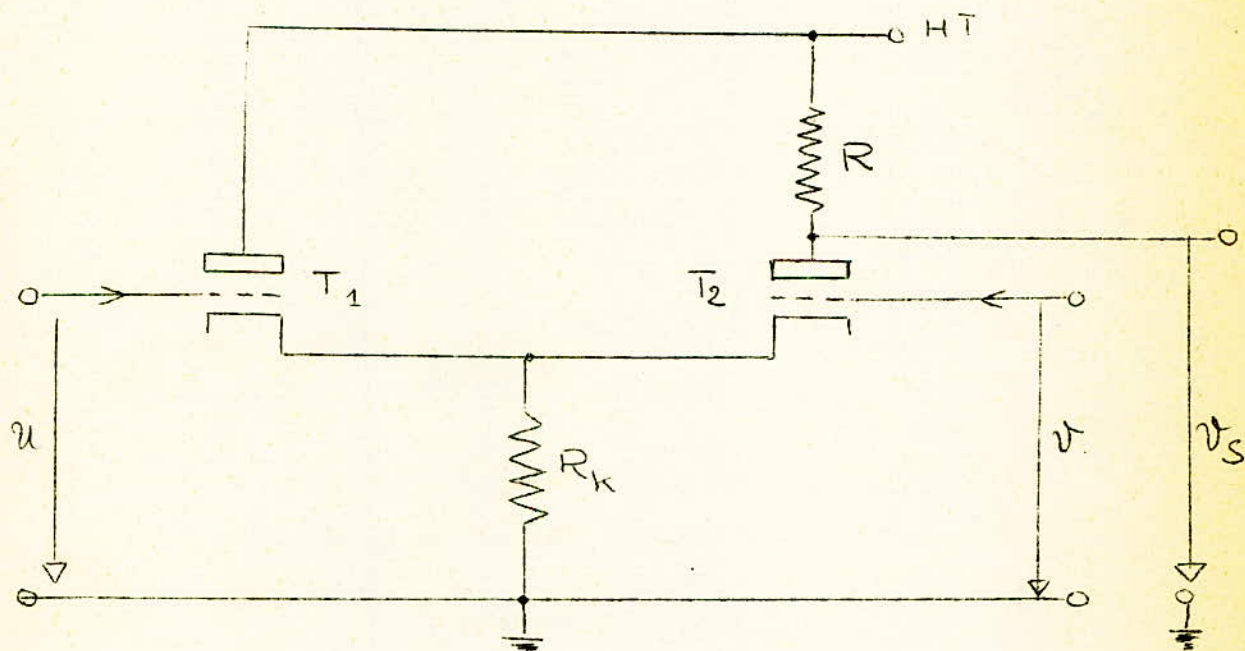
Calculons maintenant le gain.

$$A = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\mu}{(\mu+1) + \frac{R}{R_k}}$$

or comme  $\mu < R/R_k$  on aura.

$$A \approx \frac{\mu}{\mu+1}$$

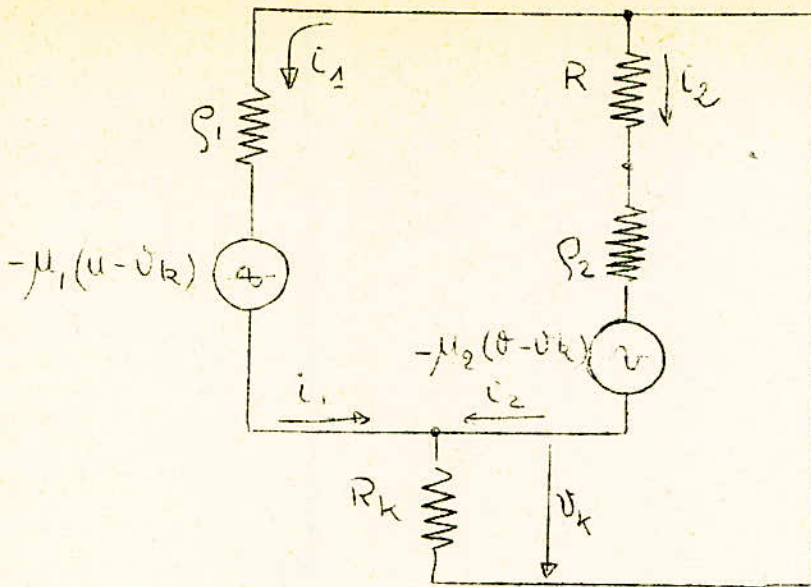
## 2. Fonctionnement de l'amplificateur différentiel.



- Le fonctionnement qualitatif est simple :  
Le tube  $T_1$  fonctionne à cathode follower et reporte sensiblement  $u$  sur sa cathode.
- Le tube  $T_2$ , ayant la tension  $u$  sur sa cathode et la tension  $v$  sur sa grille, donne une tension de sortie  $V_s$  de la forme :  $-A \cdot (v - u)$

## 3. Schéma équivalent avec générateur de tension

$$\begin{aligned} \bullet \quad V_k &= R_k (i_1 + i_2) \quad (1) & ; & \quad -\mu_1 (\mu - V_k) + V_k = -g_{p1} \bar{e}_1 \quad (3) \\ \bullet \quad V_s &= -R i_2 \quad (2) & ; & \quad -\mu_2 (v - V_k) + V_k = -(g_{p2} + \bar{R}) i_2 \quad (4) \end{aligned}$$



On tire des équations précédentes en éliminant  $v_k$

$$\mu_1 u = i_1 [\rho_1 + (\mu_1 + 1) R_k] + i_2 (\mu_1 + 1) R_k.$$

$$\mu_2 \theta = i_1 (\mu_2 + 1) R_k + i_2 [\rho_2 + R + (\mu_2 + 1) R_k]$$

On en tire  $i_2$  puis  $v_s$ :

$$v_s = -R \cdot \frac{\mu_2 \theta [\rho_1 + (\mu_1 + 1) R_k] - \mu_1 u (\mu_2 + 1) R_k}{\rho_1 (\rho_2 + R) + R_k [(\mu_2 + 1) \rho_1 + (\mu_1 + 1) (\rho_2 + R)]}$$

Montrons, maintenant, qu'à l'aide du schéma ci-dessous, on rigoureusement  $\frac{v_s}{v - \mu} = cte$  pour  $T_1 = T_2 = T$ .

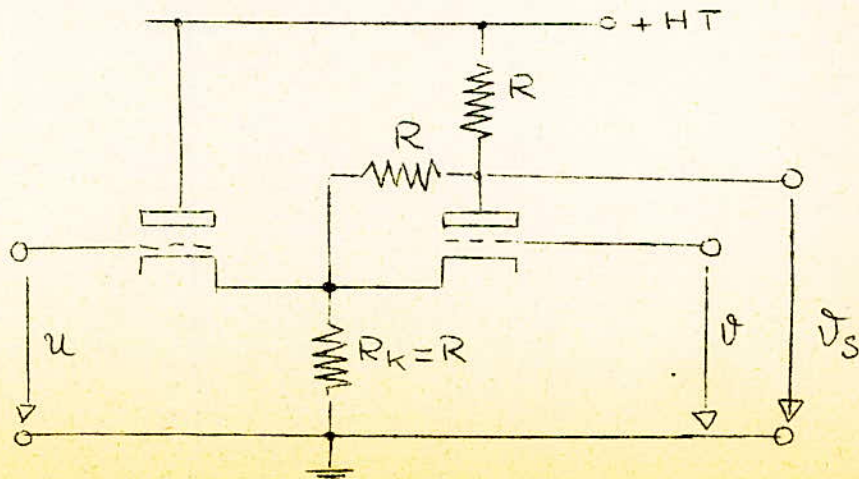
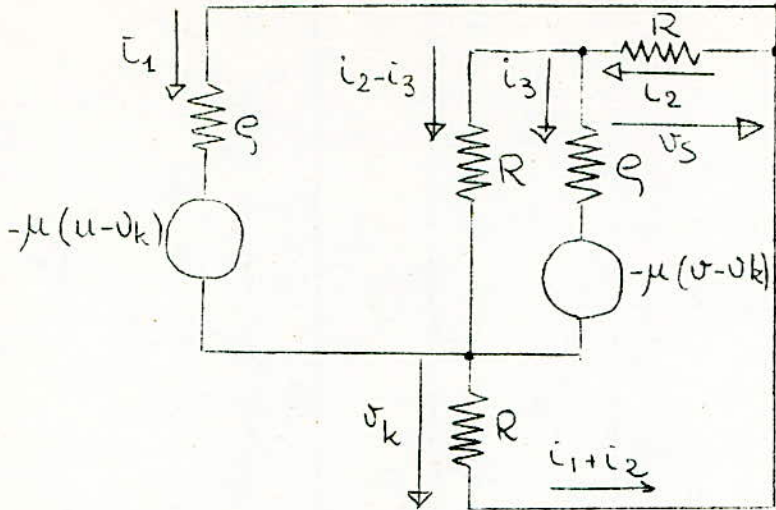




Schéma équivalent



•  $v_k = R(i_1 + i_2)$  (1)

•  $-\mu(u - v_k) + v_k = -g i_1$  (2)

•  $-\mu(v - v_k) + v_k = -(g i_3 + R i_2)$  (3)

•  $R i_2 + (R i_2 - R i_3) + R(i_1 + i_2) = 0$  (4)

•  $v_s = -R i_2$  (5)

en tirant  $v_k$  de (1) et  $i_3$  de (4) on obtient:

$\mu u = i_1 [g + R(\mu + 1)] + i_2 R(\mu + 1)$  (6)

$\mu v = i_1 [g + R(\mu + 1)] + i_2 (R(\mu + 2) + 3g)$  (7)

on voit qu'en tirant  $i_2$  de (6) et de (7) comme quotient de 2 déterminants le numérateur est:

$\mu [g + R(\mu + 1)] (v - \mu)$

on a donc bien  $\frac{v_s}{v - \mu}$  rigoureusement constant:

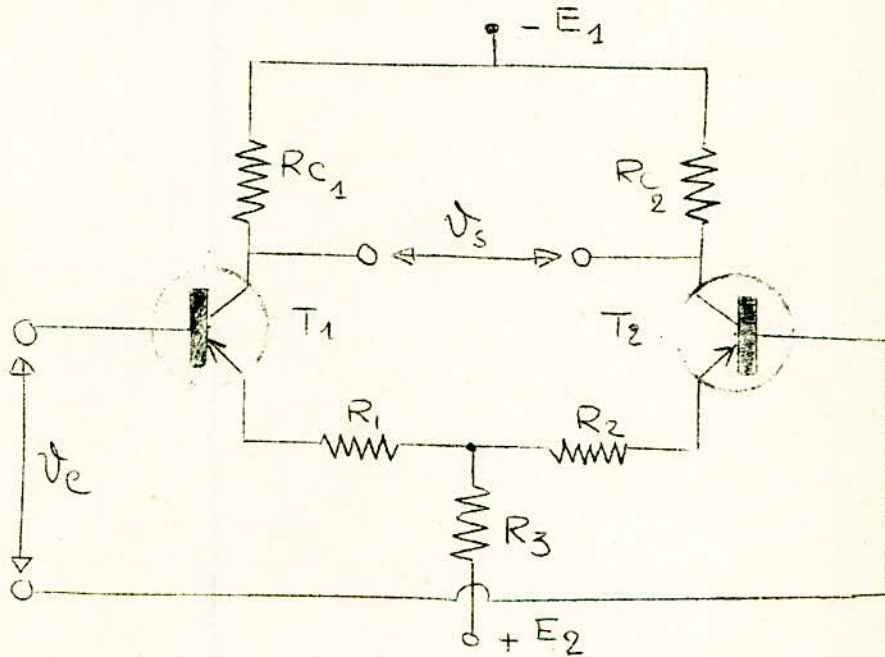
Le calcul donne rapidement.

$$\frac{v_s}{v - \mu} = \frac{\mu R}{R + 3g}$$

## II AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL A TRANSISTORS :

Dans ce type d'amplificateur les effets de dérive de deux transistors se retranchent et la dérive globale est faible.

Il est nécessaire que les transistors aient des caractéristiques électriques très voisines



Le signal est appliqué entre les 2 bases et recueilli entre les collecteurs.

On peut également appliquer le signal d'entrée entre une base et le potentiel zéro et prendre la sortie entre le collecteur du deuxième transistor et le potentiel zéro.

Soit le schéma de la page suivante

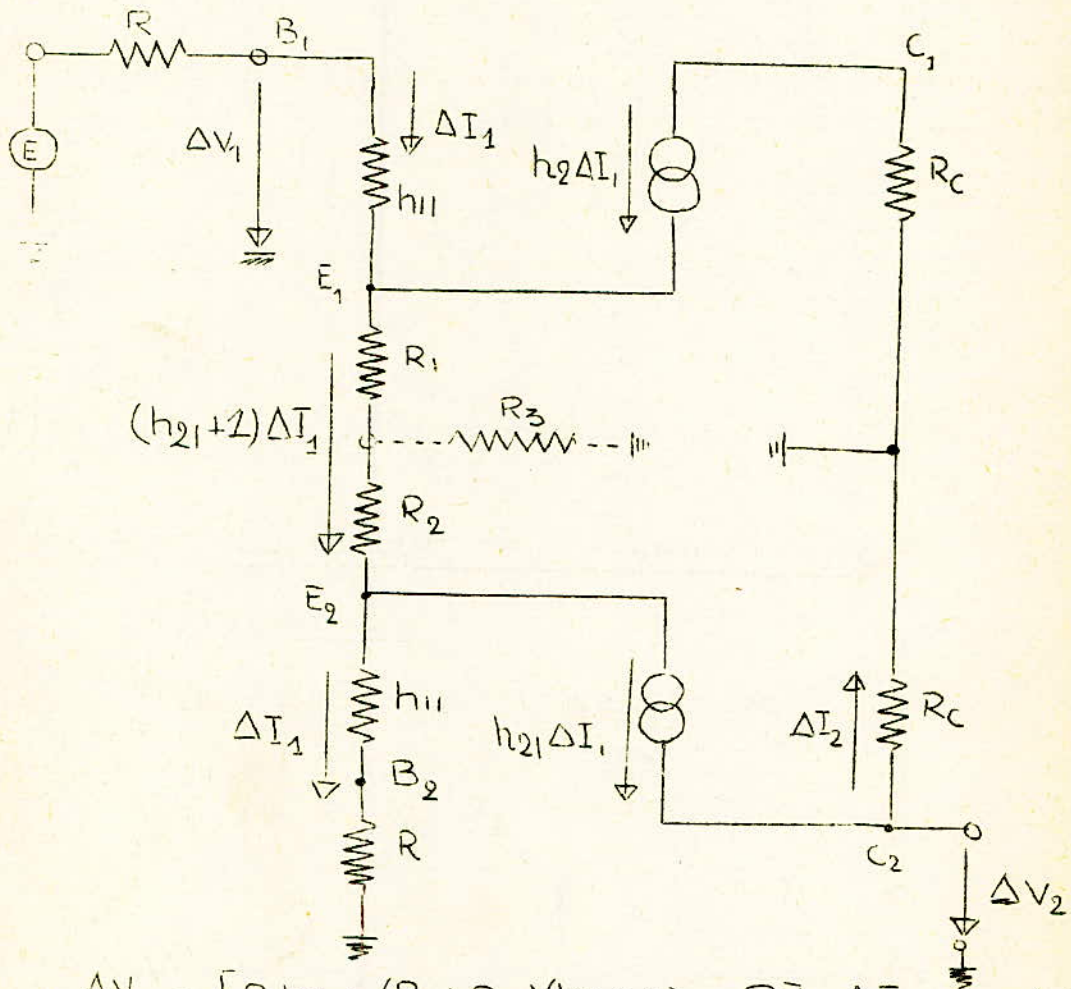
La Résistance  $R$  doit être égale à la résistance interne de la source pour rendre l'ensemble symétrique.



SCHEMA EQUIVALENT AUX VARIATIONS

Hypotheses

- $h_{22} = 0 \Rightarrow 1/h_{22} = \infty$
- $h_{12} = 0$
- $h_{21} \gg 1$
- $R_3 \gg R_1$  et  $R_2$ .

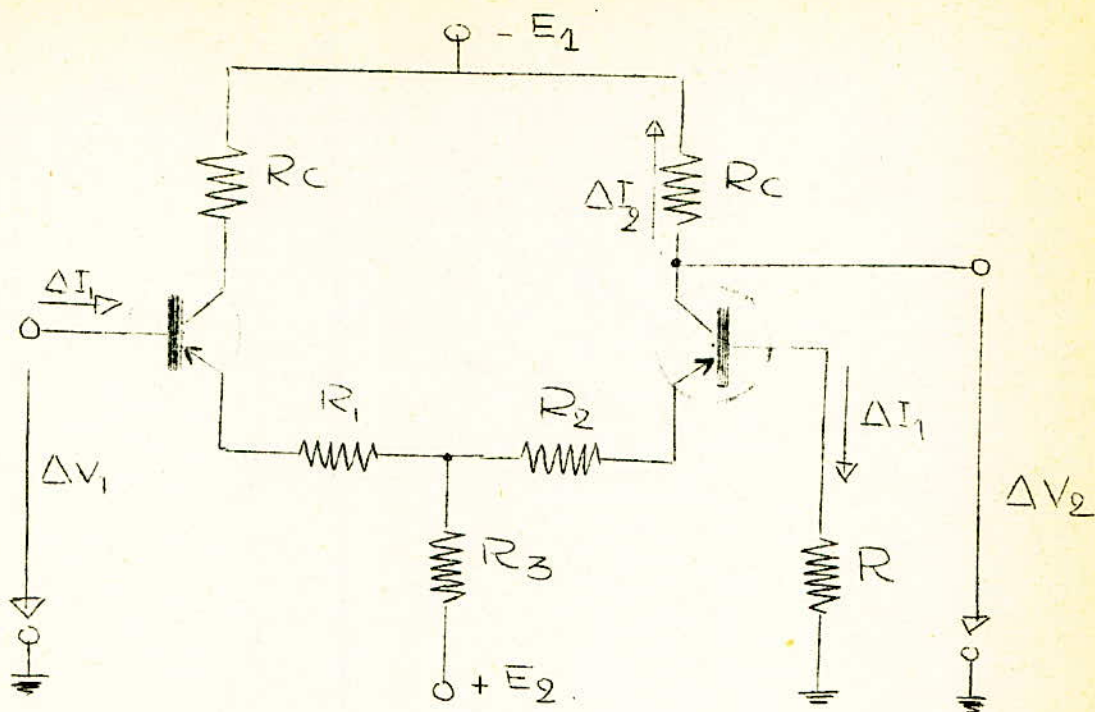


•  $\Delta V_1 = [2h_{11} + (R_1 + R_2)(h_{21} + 1) + R] \Delta I_1$  (1)

•  $\Delta V_2 = R_c \Delta I_2$  (2)

•  $\Delta I_2 = h_{21} \Delta I_1$  (3)

• L'équation nous donne directement le gain différentiel en courant.



En remplaçant les transistors par leur schéma équivalent on peut calculer le gain différentiel en tension et en courant de cet amplificateur.

En supposant  $R_3$  de valeur élevée devant  $R_1$  et  $R_2$  on trouvera:

$$\frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} = h_{21}$$

$$\frac{\Delta V_2}{\Delta V_1} = \frac{R_c h_{21}}{2h_{11} + (R_1 + R_2)h_{21} + R}$$

de même pour la résistance différentielle d'entrée  $\rho_e$  on trouvera:

$$\rho_e = \frac{\Delta V_1}{\Delta I_1} = 2h_{11} + (R_1 + R_2)h_{21} + R.$$



$$A_{Id} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} = h_{21}$$

- Le rapport des équations (1) et (2) nous donne le gain différentiel en tension.

$$\frac{\Delta V_2}{\Delta V_1} = \frac{h_{21} R_c}{2h_{11} + (R_1 + R_2)(h_{21} + 1) + R}$$

or comme  $h_{21} \gg 1$  on retrouve le résultat énoncé au début du paragraphe.

$$A_{Vd} = \frac{\Delta V_2}{\Delta V_1} = \frac{h_{21} R_c}{2h_{11} + (R_1 + R_2)h_{21} + R}$$

L'équation (1) nous donne enfin la résistance différentielle d'entrée.

$$\xi_e = \frac{\Delta V_1}{\Delta I_1} = R + 2h_{11} + (R_1 + R_2)(h_{21} + 1)$$

$$\xi_e \neq 2h_{11} + R + (R_1 + R_2)h_{21}$$

Conclusion: Il apparaît sur ces expressions que  $(R_1 + R_2)$  et  $R$  doivent être aussi faibles que possible, pour obtenir un gain en tension élevé.

$R_1$  et  $R_2$  sont les résistances d'un potentiomètre dont le curseur est relié à  $R_3$ . en général il ne dépasse pas la centaine d'ohms au maximum.

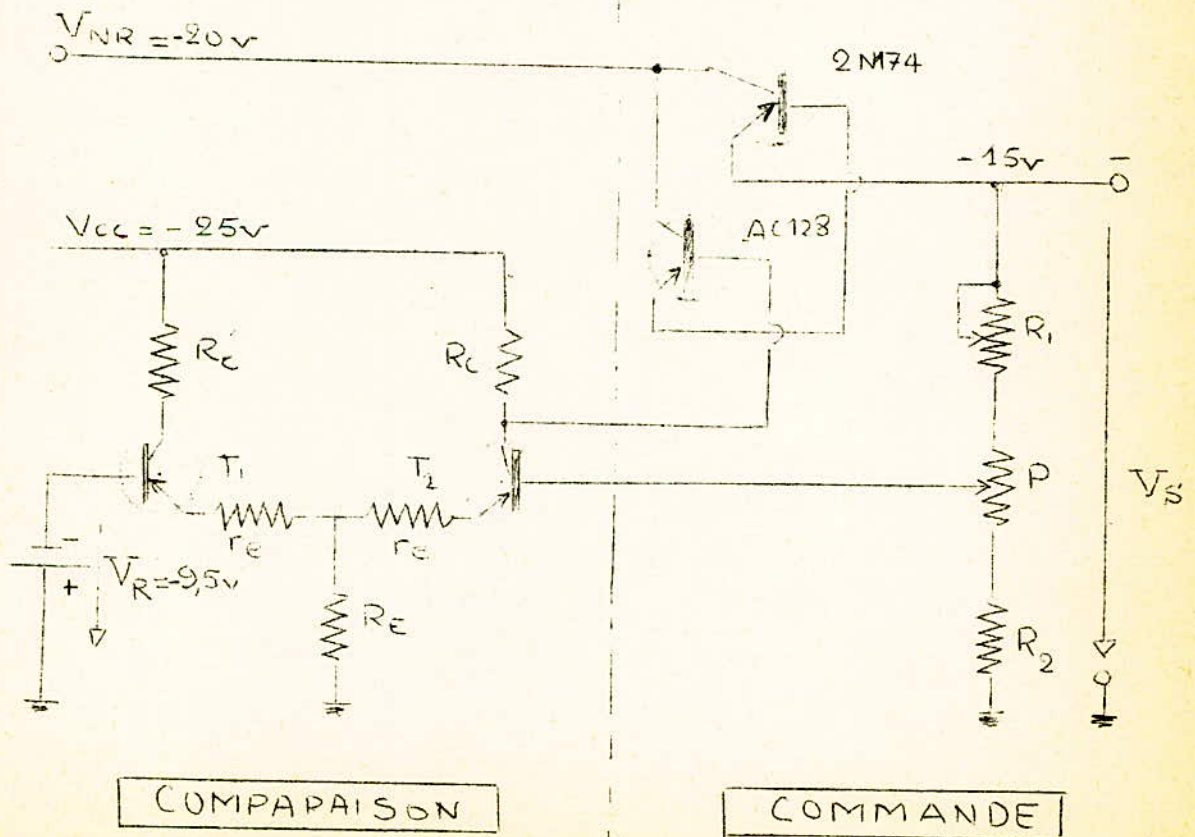
Ce potentiomètre est destiné à l'équilibrage du zéro de l'amplificateur.

Remarque.

On doublerait le gain en prenant les 2 collecteurs comme bornes de sortie. Aussi dans les amplificateurs différentiels, la réduction de la dérive n'est effective que si les transistors sont à la même température.

D'une façon générale, il est toujours il est toujours préférable quand cela est possible de placer l'amplificateur dans une enceinte thermostatée ou calorifugée lorsque les conditions imposées pour la dérive sont sévères.

III ETUDE DE L'ELEMENT DE COMPARAISON

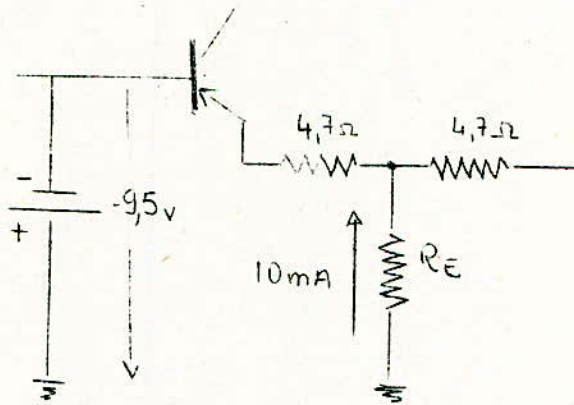




- Tout d'abord on se fixe à 10 mA le courant total parcourant l'élément de comparaison. on prendra aussi les résistances d'équilibre égal à  $4,7 \Omega$  ( $r_e = 4,7 \Omega$ ).

- Calcul des éléments

d) - Calcul de  $R_E$ .



En reprenant la théorie on suppose  $R_E$  très grande devant  $r_e$ , et  $V_{be} \approx 0,2V \ll V_{bm}$ .

d'où

$$R_E 10^{-2} = 9,5V$$

$$R_E = 9,5 \cdot 10^2 = \underline{950 \Omega}$$

On prendra  $R_E$  soit égale à  $1K\Omega$   $\frac{1}{2}W$

$$\boxed{R_E = 1K\Omega \frac{1}{2}W}$$

b) - Calcul de  $R_C$ .

L'amplificateur différentiel a pour rôle de délivrer un fort coefficient d'amplification,

le courant de commande permettant à l'alimentation de débiter  $I$  pour un petit affaiblissement de  $V_S$ . Le rôle de  $T_2$  est primordial dans cette fonction.

Pour déterminer  $R_C$  on envisagera successivement le cas où l'alimentation débite le courant maximum pour  $V_S = 0$  et  $V_S = 15V$  et le cas où elle débite un courant nul pour  $V_S = 0$ . Les transistors seront des

OC 71

1<sup>er</sup> cas.  $I_S = 4A$  -  $V_S = 0$ . et  $V_S = 15V$ .

a) -  $V_S = 0$ ,  $I_S = I_0 = 4A$ .

$$R_C = \frac{|V_{CC}| - |V_S|}{I_{C2} - I_{B(Ac12B)}}$$

Or si à l'équilibre on suppose qu'il circule la moitié du courant total traversent l'élément de comparaison, soit  $I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_C}{2} = 5mA$ .

$$R_C = \frac{|V_{CC}|}{(5 - 2) \cdot 10^{-3}} = \frac{25 \cdot 10^3}{3} \approx 8,4 k\Omega$$

b)  $V_S = 15V$   $I_S = 4A$ .

$$R_C = \frac{|V_C - V_S|}{I_{C2} - I_{B(Ac12B)}} = \frac{25 - 15}{3 \cdot 10^{-3}} \approx 3,3 k\Omega.$$



2<sup>o</sup> Cas: Détermination de  $R_c$  pour  $V_s = 0$ ,  $I_s = 0$ .

$$R_c = \frac{|V_{cc} - V_s|}{I_{c2} - I_{B(AC128)}}$$

Comme  $I_s = 0 \Rightarrow I_{B(AC128)} = 0$ .

$$R_c = \frac{|V_{cc}|}{I_{c2}} = \frac{25}{5} = 5 \text{ K}\Omega.$$

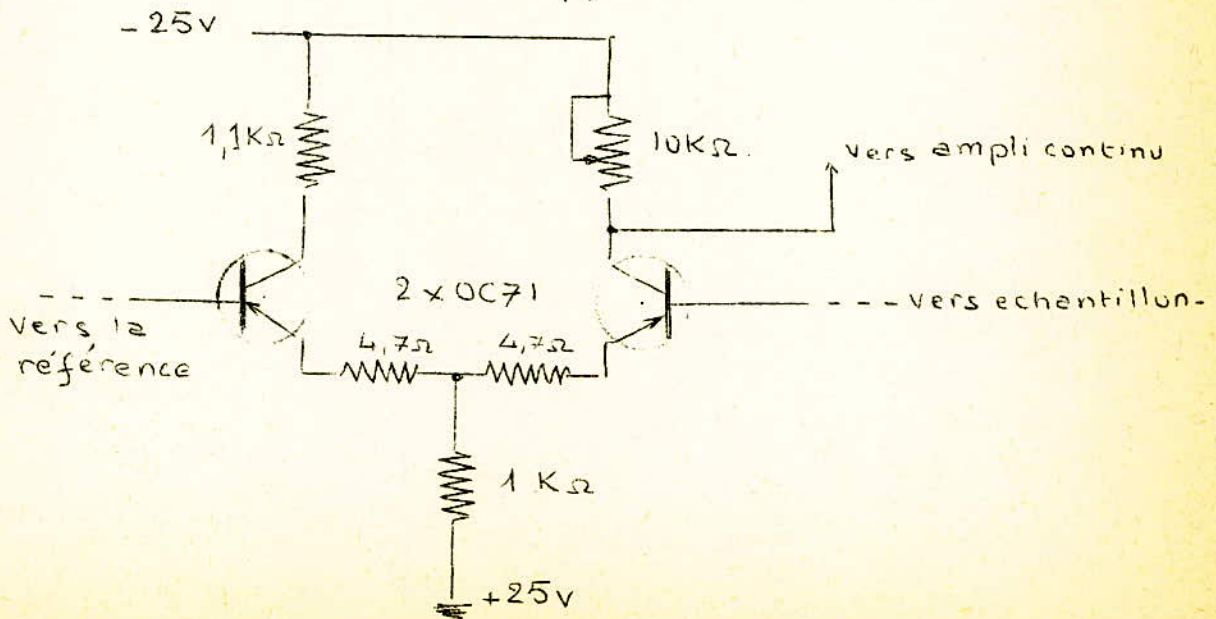
Donc  $R_c$  sera un potentiomètre  $P = 10 \text{ K}\Omega$  que l'on ajustera pour ces différents cas. ainsi nous pourrions mieux déterminer la valeur exacte que prendra  $R_c$ .

- Détermination de  $R'_c$ .

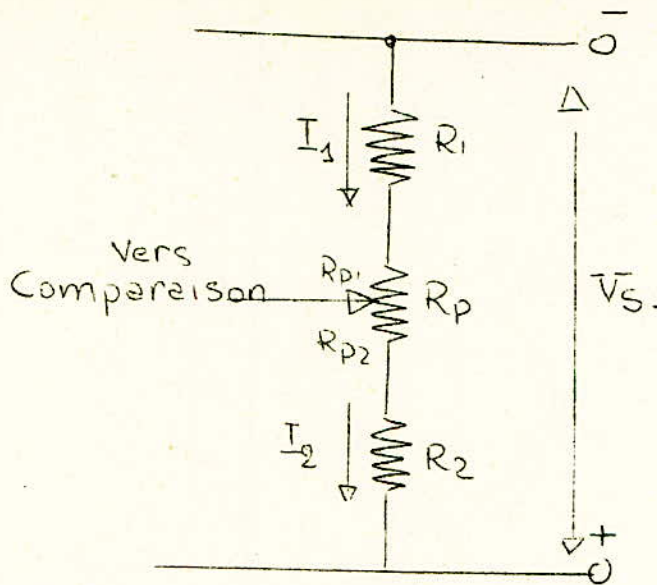
La valeur de  $R'_c$  est beaucoup moins critique. Il suffit que  $T_1$  puisse fournir 10 mA lorsque  $T_2$  est bloqué.

$$R'_c = \frac{V_{cc} - V_{CE} - V_{RE}}{I_t}$$

$$R'_c = \frac{25 - 4,5 - 0,3}{10^{-2}} \approx 1,1 \text{ K}\Omega.$$



## DETERMINATION DE L'ECHANTILLONNEUR



- On prend pour  $R_p$  un potentiomètre en spirale - de  $50 \Omega$ . et  $I_1$  est pris égal  $0,15A$  et sachant que l'on veut réguler la tension jusqu'à  $15V$  environ.

Calculons  $R_1$  et  $R_2$

$$R_1 \geq \frac{V_s - V_{BE_2} - V_{RE}}{I_1}$$

$$V_{RE} = V_{R_{ef}} - V_{BE_1} \quad (V_{BE_i} \text{ tension base emetteur des transistors de l'élément de comparaison})$$

$$R_1 \geq \frac{15 - 0,2 - 9,3}{0,15} \approx 37 \Omega.$$

Nous prendrons donc soit  $R_1 = 39 \Omega \pm 5\%$ . bobinée 2 à 5W. soit un potentiomètre de  $50 \Omega$  qui servira au réglage grossier



de la tension.

$$R_p + R_2 = \frac{V_{BE} + V_{RE}}{I_2}$$

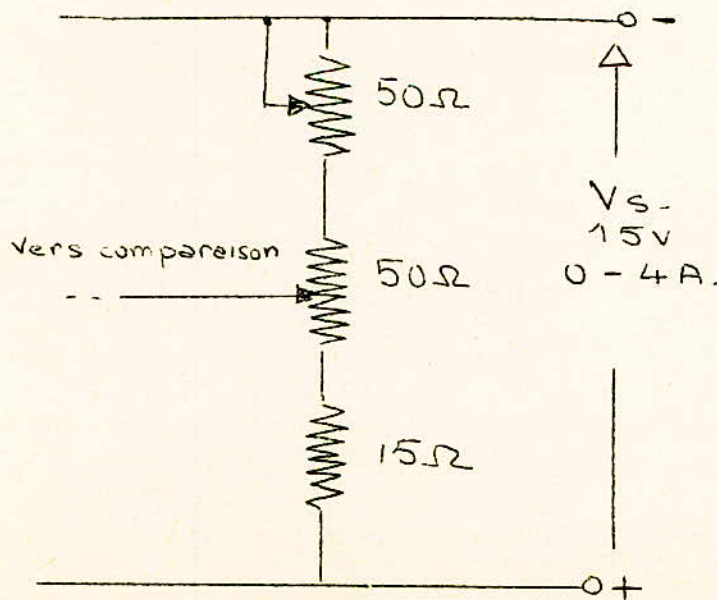
or comme  $I_2 \neq I_1$  on aura.

$$R_p + R_2 = \frac{0,2 + 9,3}{0,15} = \frac{9,5}{0,15} \neq 64 \Omega.$$

$$R_2 = 64 - R_p = 64 - 50 = 14 \Omega.$$

$R_p$  constituera le réglage fin de la tension.

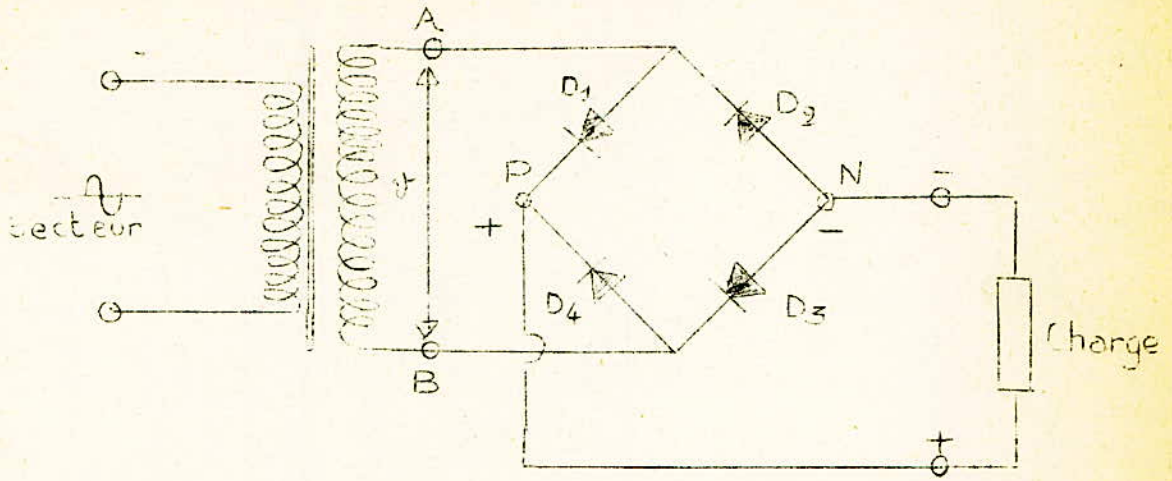
$R_2$  sera prise égale à  $15 \Omega \pm 5\%$  bobinée 2 à 5 W. pour beaucoup plus de précautions.



ALIMENTATION DE L'ELEMENT DE COMPARAISON.

REDRESSEMENT BI-ALTERNANCE PAR PONT DE GRAËTZ

- I. ETUDE DU SCHEMA



- fig - 1 -

- Quatre diodes montées en pont redressent les deux alternances d'une tension monophasée.

- Les diodes sont disposées suivant les côtés d'un quadrilatère, l'une des deux diagonales contient la source, l'autre la charge. Deux diodes opposées conduisent simultanément pendant une alternance sur deux. (Elles sont en série avec la charge, ce dont on tient compte pour le calcul de la chute de tension qui en général est négligeable.)

- Le pôle positif P du redresseur est le seul sommet du quadrilatère relié à deux cathodes; le pôle négatif est le seul sommet relié à deux anodes.



a) La charge est soumise à une tension minterrompue et de sens constant.

Supposons, pour simplifier l'étude, une charge purement résistive  $R$  et un redresseur idéal:

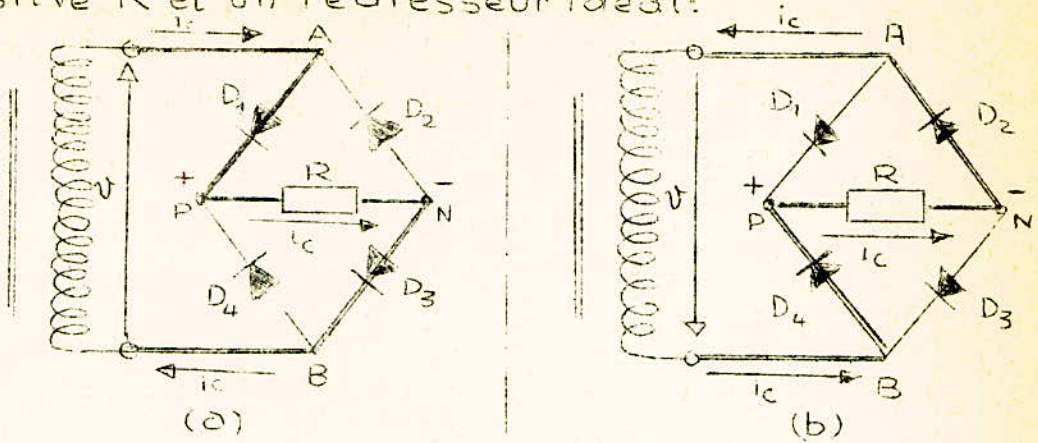


fig. 2 -

- Le circuit en trait gras de la figure. 2. indique le trajet du courant lorsque la tension d'alimentation  $v$  a le sens indiqué par la flèche.

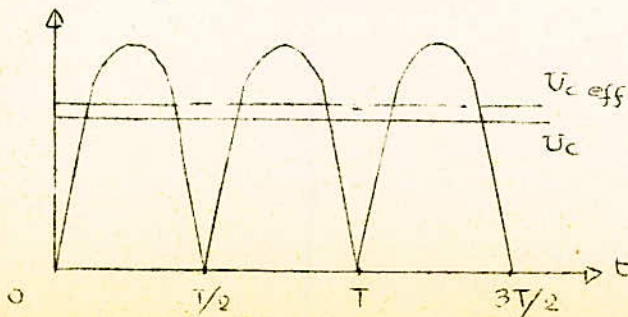
(c'est à dire: A positif par rapport à B  $\Rightarrow$  figure 2a  
B positif par rapport à A  $\Rightarrow$  figure 2b

- La charge est alors soumise de P vers N à la tension  $v$  (fig 2a), les diodes  $D_1$  et  $D_3$  conduisent,  $D_4$  et  $D_2$  sont bloquées.

Pendant l'alternance opposée de  $v$ , les diodes  $D_1$  et  $D_3$  sont bloquées tandis que  $D_4$  et  $D_2$  sont conductrices (fig 2b.), la charge est alors soumise à la tension  $v$ , toujours de P vers N.

La tension redressée est donc égale à la valeur absolue de la tension d'alimentation

Si  $v = V_m \sin \omega t$ , la tension redressée  $U_c$  est de la forme de la figure 3.



$U_c$  = Valeur moyenne

$U_{c\text{eff}}$  = Valeur efficace

fig. 3 -

-II Tension redressée moyenne  $U_c$ , et tension redressée efficace  $U_c \text{ eff.}$

d) Cas du redresseur idéal.

Résistance  $R_d$  directe nulle.  
Résistance  $R_i$  inverse infinie

- Calcul de la valeur instantanée  $u$  de la tension redressée.

$v = V_m \sin \omega t = (2R_d + R) i_c$  pendant l'alternance de conduction.

$$u = R i_c$$

$$i_c = \frac{V_m}{2R_d + R} \sin \omega t \quad \text{avec} \quad V_m = \sqrt{2} V$$

$$u = \frac{R}{2R_d + R} V_m \sin \omega t$$

- Calcul de la tension moyenne  $U_c$

$$U_c = \frac{1}{T} \int_0^T u dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u dt$$

$$U_c = \frac{2R V_m}{T(2R_d + R)} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt$$

$$U_c = -\frac{2R V_m}{\omega T (2R_d + R)} \left[ \cos \omega t \right]_0^{T/2}$$

$$U_c = -\frac{2R V_m}{\omega T (2R_d + R)} \left[ \cos \frac{\omega T}{2} - \cos 0 \right]$$

or Comme  $\omega T = 2\pi$

on aura :

$$U_c = \frac{2R V_m}{(2R_d + R)\pi} = \frac{2\sqrt{2} V}{\pi} \cdot \frac{R}{2R_d + R}$$



\* Donc si  $R_d \neq 0$ , dans ce cas  $U_c$  est égale à la valeur moyenne de la tension d'alimentation.

$$U_c = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V$$

- Remarque 1.

Pour une même valeur de crête, la tension redressée moyenne est 2 fois plus grande que dans le redressement monophasé simple alternance où  $U_c = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V$ .

- Tension redressée efficace:  $U_{\text{eff}}$

De même la tension redressée efficace est égale à la valeur efficace de la tension d'alimentation.

$$U_{\text{eff}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V$$

- Remarque 2.

Pour une même valeur de crête, la tension redressée efficace est  $\sqrt{2}$  fois plus grande que dans le redressement monophasé simple alternance où  $U_{\text{eff}} = \frac{V_m}{2}$ .

b) La Résistance  $R_d$  d'une diode n'est pas négligeable devant la charge  $R$ .

On obtiendra  $U_c$  et  $U_{\text{eff}}$  en divisant simplement les résultats précédents - par:  $1 + \frac{2R_d}{R}$

soit

$$U_c = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{V}{1 + \frac{2R_d}{R}} \quad (1)$$

$$U_{\text{ceff}} = \frac{V}{1 + \frac{2R_d}{R}} \quad (2)$$

La relation (1) s'écrit encore:

$$U_c = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V - 2R_d \frac{U_c}{R} \quad \text{où } \frac{U_c}{R} = I_c$$

$$U_c = 0,90V - 2R_d I_c.$$

### c) Facteur de forme

On appelle facteur de forme  $F$ , le rapport de la tension efficace sur la tension redressée.

$$F = \frac{U_{\text{ceff}}}{U_c} = \frac{V}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{V} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$$

## -III. COURANT REDRESSE

On déduit son expression de celle de la tension par la loi d'Ohm, par exemple lorsque la charge est une résistance pure et les diodes des redresseurs secs on a:

$$\left. \begin{array}{l} \text{Courant redressé} \\ \text{instantané} \end{array} \right\} i_c = \frac{u}{R} = \frac{V_m}{R+2R_d} |\sin \omega t|$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Courant redressé} \\ \text{moyen} \end{array} \right\} I_c = \frac{U_c}{R} = \frac{2V_m}{\pi(R+2R_d)} = \frac{2\sqrt{2} V}{\pi(2R_d+R)}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Courant redressé} \\ \text{efficace} \end{array} \right\} I_{\text{ceff}} = \frac{U_{\text{ceff}}}{R} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_m}{R+2R_d} = \frac{V}{R+2R_d}$$

\* Remarque: Si la résistance du transformateur n'est pas négligeable, on l'ajoute à  $2R_d$ .  
 $(R_T = R_p n^2 + R_s)$ 

- $\left\{ \begin{array}{l} R_p: \text{résistance du primaire} \\ R_s = \quad \quad \quad \neq \quad \text{du secondaire} \\ n: \text{rapport de transformation} \end{array} \right.$



- IV TENSION INVERSE SUPPORTEE PAR UNE DIODE D'UN PONT DE GRAETZ -

Nous avons vu que deux diodes opposées d'un pont sont en série pendant leur alternance de conduction.

Par contre, pendant l'alternance inverse elles sont disposées en parallèle aux bornes de la source (et de la charge).

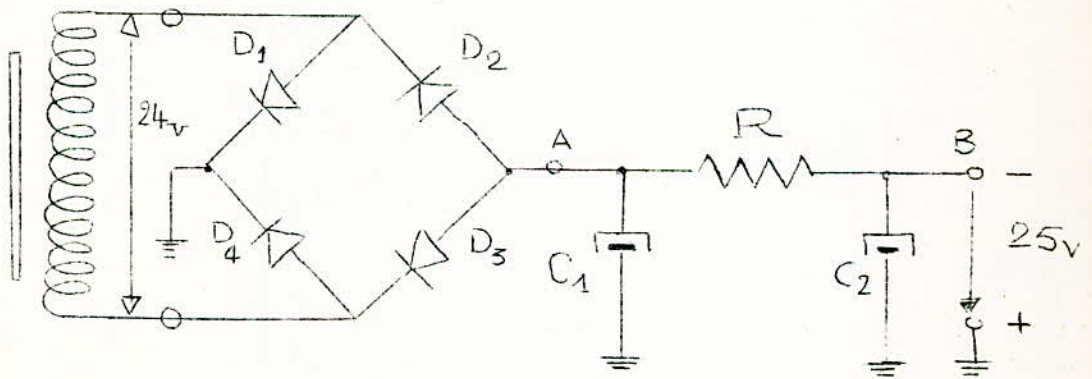
En effet les deux autres diodes sont conductrices et ne présentent entre leurs bornes qu'une faible chute de tension.

La tension inverse est donc égale à la tension continue.

$$V_{\text{inverse}} = \text{Tension continue} = V$$

- V ETUDE DE L'ALIMENTATION DE L'AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL

Pour cela on utilisera l'enroulement  $24V_{\text{eff}}$  du transformateur et on réalisera le schéma suivant: pour  $V_s = -25V =$



- Choix des éléments

- Les diodes 10J2 ou BY 114 présentent des caractéristiques qui cadrent bien les données qu'on s'est imposées.

- Pour avoir une tension continue aussi continue que possible, et assez relevée nous

prendrons  $C_1 = C_2 = C = 1000 \mu F$  / sous une tension de service de  $50V$ .

Le maximum de tension continue, que l'on peut recueillir entre A et la masse, est égal à  $24\sqrt{2} \approx 34 \text{ v.}$  après mise en place de  $C_1$ .

Pour avoir  $V_s = -25 \text{ v.}$ ; il nous faudra chuter dans  $R$  - 9 v. entre A et B. Comme  $I_s$  est connu et égal à 10 mA maximum de courant traversant l'amplificateur différentiel (élément de compensation) il nous est donc aisé de déterminer  $R$ .

$$R = \frac{9}{10^{-2}} = \underline{900 \Omega.}$$

Sa puissance sera égale à  $P_R = 9 \times 10^{-2} = 0,09 \text{ w}$

En pratique nous prendrons  $R = 1 \text{ K}\Omega / 2 \text{ w.}$

- Remarque -

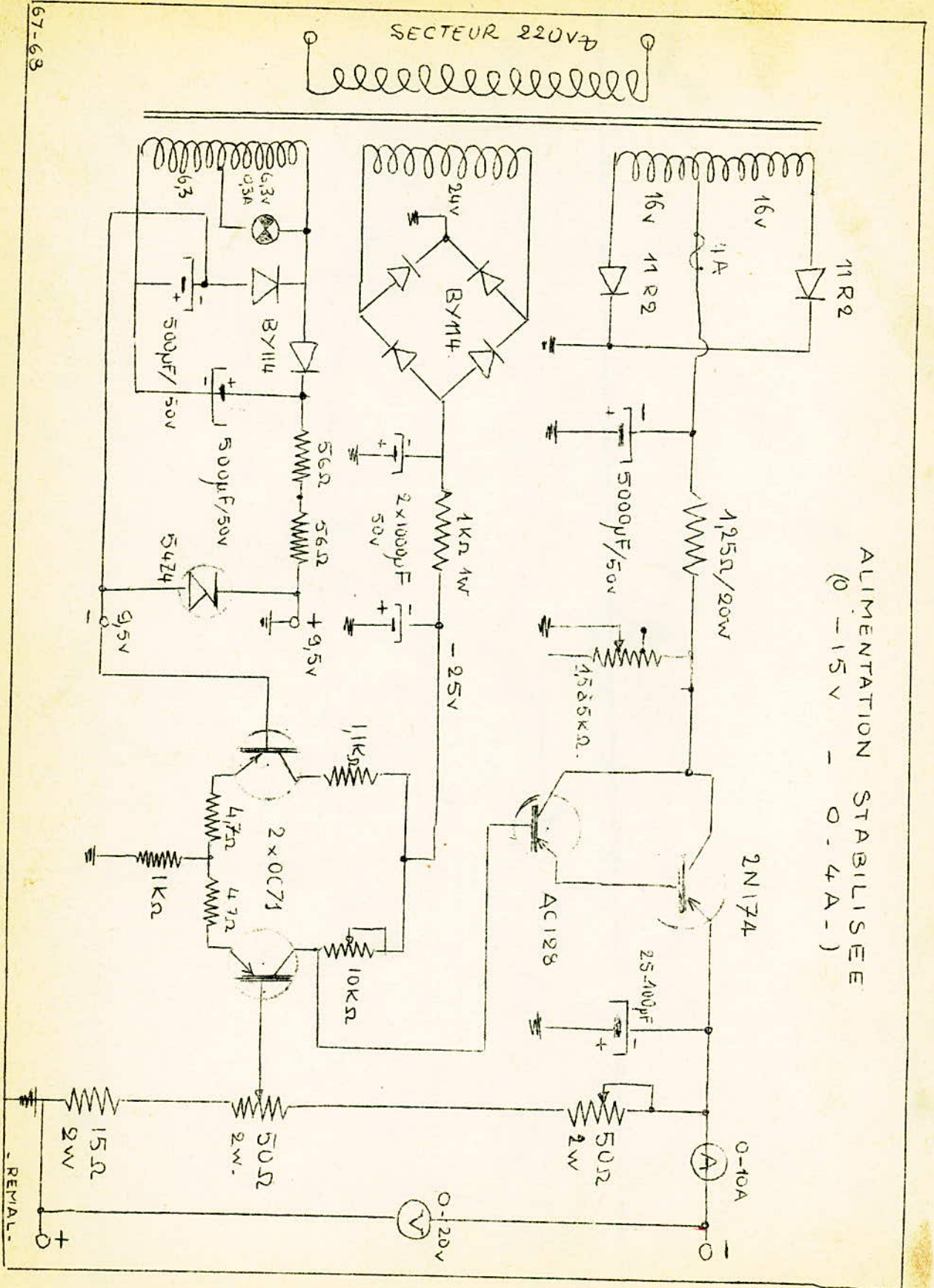
Après essai en charge  $R_L = 2,5 \text{ K}\Omega$   
nous avons relevé  $V_s = -25 \text{ v}$

$$I_s = 10 \text{ mA.}$$

$$V_{\text{ondulation}} \leq 0,05 \text{ v}$$



ALIMENTATION STABILISEE  
(0 - 15V - 0.4A.)



## BIBLIOGRAPHIE.

- Calcul des Circuits à transistors  
par les Ingénieurs de la Texas Instruments -  
Inc.
- Technique de la television tome II AVJ MARTIN.
- Circuits d'électronique tomes I et II  
F. MILSANT
- Les semi-conducteurs tomes I et II  
M. MOUNIC
- Electronique Industrielle tome II  
M. MOUNIC.
- L'Amplificateur différentiel  
Technique de l'Ingénieur  
J. DEZOTEUX.
- Les semi-conducteurs J. DEMAN.
- Exercices de Radio-Électricité THALMAN.