

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

2/69

lex

THESE DE FIN D'ETUDES



AMPLIFICATEUR DE
PUISSANCE A LIAISONS
CONTINUES A TRANSISTORS

REALISEE PAR
M. S. DIALLO

PROPOSEE PAR
T. DE PAEPE

PROMOTION 1969

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

THESE DE FIN D'ETUDES

Amplificateur de puissance
à liaisons continues - 50 W -

Sujet

proposé par M. DEPAEPE T. étudié par M. DIALLO M.S.

Promotion 69

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

THESE DE FIN D'ETUDES

PROPOSEE PAR: M. T. DEPAEPE

UJET:

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE A LIAISONS CONTINUES (A -
TRANSISTORS)

Alimentations: + 24 V et - 24 V

Entrée: Par rapport à la masse : 0 V

Sortie: De moins 20 V à + 20 V par rapport à la masse

Puissance maximale : 50 W

Gain en tension: Quelques unités (2 à 5)

Applications: Commande de servo mécanismes

Dérive négligeable sous les faits de la température
ou d'une variation de l'alimentation.

Protection automatique en cas de surcharge .

Stabilité électrique et thermique indépendante de réac-
tance de la charge .

LEVE ⁰ INGENIEUR DIALLO MAMADOU SALIOU

PROMOTION 1968 - 1969

JE VOUDRAIS EXPRIMER ICI MA PROFONDE GRATITUDE
A M.M. LES MEMBRES DU JURY :

M M M. J. S. SLOSIAR

PROFESSEUR EXPERT UNESCO, CONSEILLER
TECHNIQUE AU DEPARTEMENT TELECOMMUNI-
CATIONS

A. ADANE

DIRECTEUR DES ETUDES DE L'ECOLE
POLYTECHNIQUE

T. DEPAEPE

CHEF DES TRAVAUX, PROFESSEUR AU
DEPARTEMENT TELECOMMUNICATIONS.

AVANT D'ABORDER LE PROBLEME PROPREMENT DIT, JE TIENS A
REMERCIER M. T. DEPAEPE , INGENIEUR , CHEF DE TRAVAUX , PROFESSEUR AU DEPARTE-
MENT TELECOMMUNICATIONS, DIRECTEUR DU PROJET POUR SES PRECIEUX ENCOURAGEMENTS
SES LECTURES ATTENTIVES ET REPETEES DU SUJET, SES SUGGESTIONS, REMARQUES ET
CRITIQUES CONSTRUCTIVES.

QUE M^{rs} LES PROFESSEURS ET ASSISTANTS, EN UN MOT QUE TOUS CEUX
QUI ONT PARTICIPE DRECTEMENT OU INDIRECTEMENT A MA FORMATION, TROUVENT ICI
L' EXPRESSION DE MA SINCERE RECONNAISSANCE .

MES REMERCIEMENTS A MM SISSOKO ET SIDY POUR LA REALISATION DU
POLYCOPE.

INTRODUCTION

—○○○○—

Les Amplificateurs qui ne peuvent pas utiliser d'éléments réactifs (inductances ou capacités) pour assurer les liaisons entre les différents étages sont appelés: Amplificateurs à liaison directe .

Leur mise au point est généralement délicate car il est difficile de séparer le signal utile des signaux parasites qui constituent la dérive .

On peut les classer de différentes façons :

a) Suivant la bande passante :

Les amplificateurs à faible bande passante (zéro à quelques kilohertz) comme on en rencontre dans les servomécanismes , sont plus faciles à réaliser que les amplificateurs à très large bande (zéro à quelques mégahertz) qui sont utilisés dans les oscilloscopes . En effet , dans le premier cas on peut faire appel à un modulateur et démodulateur à découpage qui supprime totalement la dérive; ce procédé n'étant plus possible pour les fréquences élevées .

b) Suivant l'amplitude du signal :

La réalisation de l'amplificateur est relativement facile si la variation du signal d'entrée est importante . En effet, la dérive est alors négligeable par rapport au signal utile et on peut se limiter à un gain faible, ce qui permet d'utiliser peu d'étages . Le problème est évidemment beaucoup plus compliqué si l'amplitude du signal est du même ordre de grandeur que celle de la dérive .

c) Suivant les procédés de correction de la dérive .

Quant au montage, son choix est souvent difficile . La plupart des montages déjà publiés se rattachent seulement à des applications particulières et ont rarement un caractère de généralité suffisant . IL faut prévoir que chaque application particulière peut exiger des modifications .

Dans l'amplificateur à liaisons directes de 50 Watts demandé les principaux problèmes à considérer sont les suivants :

- l'Amplification en puissance

- La dérive

- La protection

- La conception d'un amplificateur à liaisons directes

La réalisation de notre objectif (amplification) est subordonnée à une

alimentation adéquate de notre amplificateur car très souvent la mort survient beaucoup plus par suralimentation que par sous alimentation .

La dose convenable nécessitera des calculs .

Nous ferons alors des expériences pour voir dans quelle mesure l'amplificateur alimenté accomplit son devoir .

De là , procès, verdict et conclusions .

Nous adopterons donc le plan d'étude suivant :

II CHAPITRE I : A AMPLIFICATION
----- (ooooooo) -----

A

II GENERALITES

B

DIFFERENTES CLASSES D'AMPLIFICATION

C

SHEMA EQUIVALENT

D

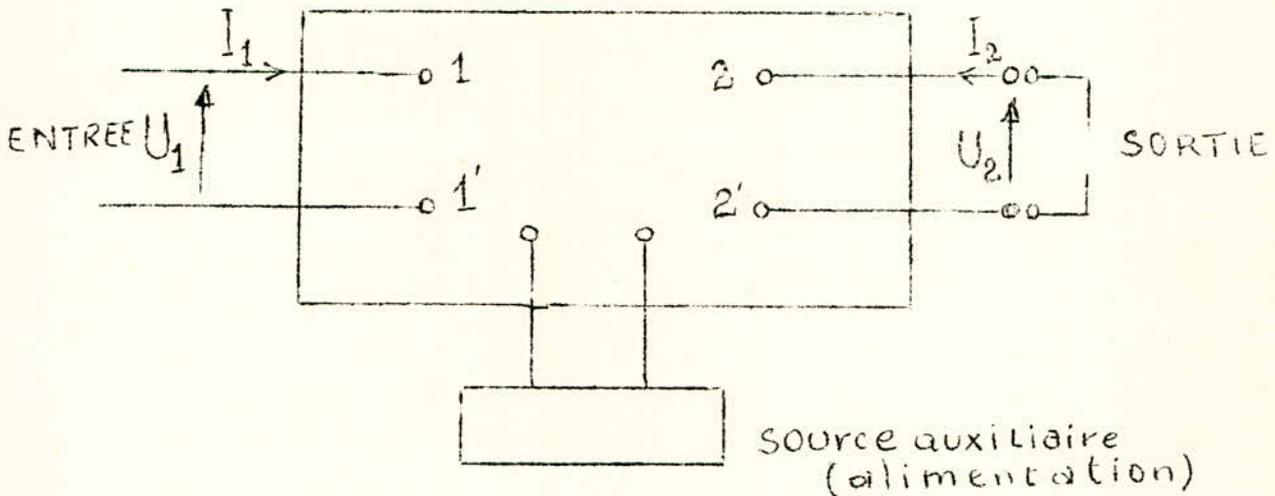
DIFFERENTS MONTAGES D' UN TRANSISTOR .

1 AMPLIFICATEUR : Dispositif électronique permettant de commander par une petite énergie provenant de l'entrée une assez grande énergie fournie à la sortie par une auxiliaire (alimentation) .

On appelle Entrée d'un amplificateur les connexions qui le relient aux organes lui fournissant la tension modulée à amplifier .

La Sortie se définit par les prises le reliant aux organes qui utilisent la puissance modulée produite .

L'Amplificateur présente alors le visage suivant :



On définit les gains en courant, en tension et en puissance respectivement par:

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} \quad A_v = \frac{v_2}{v_1} \quad A_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{i_2}{i_1} = A_v \cdot A_i$$

Suivant les niveaux des signaux à amplifier on distingue plusieurs classes d'amplification .

B DIFFERENTES CLASSES D'AMPLIFICATION .

Parfois le niveau du signal est tellement faible par rapport aux tensions et courants de repos de l'élément actif que l'on peut considérer qu'il ya proportionnalité entre la variation d'entrée dx et la variation de sortie dy .

Autrement dit sur le graphique $y = f(x)$, le déplacement du point de fonctionnement est si faible que la région parcourue sur la courbe peut être confondue avec la tangente . C'est le royaume de la linéarité , de l'amplification en

CLASSE A

Dans ce cas ni distorsion ni échauffement ne sont à craindre . Il arrive ce pendant des cas où l'on utilise des niveaux d'entrée et surtout de sortie, assez élevés pour obtenir une puissance notable .Le point représentatif du point de fonctionnement parcourt alors des régions étendues sur le réseau des caractéristiques, atteignant parfois des zones non linéaires .Dès lors se pose le problème de distorsion, d'échauffement et de rendement .Ces derniers amplificateurs portent le nom d'AMPLIFICATEURS de Puissance et pour les améliorer on a imaginé les fonctionnements non linéaires appelés CLASSES B et C .

A) AMPLIFICATION EN PUISSANCE CLASSE B et C

L'Augmentation de la puissance fournie par un élément actif pose des problèmes parmi les quels il convient de citer : La limite d'échauffement par suite des pertes internes ; la nature propre de l'élément et la nonlinéarité de ses caractéristiques font intervenir d'autres limitations . En effet le courant de l'électrode de sortie ne peut dépasser une certaine valeur de saturation et la tension une certaine valeur de claquage ou d'avalanche . Enfin plus le point de fonctionnement s'écarte de la partie centrale des caractéristiques , pour pénétrer de plus en plus dans les coudes , plus la distorsion croit et peut devenir inacceptable . On remarque tout d'abord que le fonctionnement linéaire étudié précédemment se prête mal à l'obtention de puissances élevées parce que son rendement est forcément mauvais , c'est-à-dire que la plus grande partie de la puissance consommée se trouve dissipée dans l'élément lui même sous forme de chaleur : Condition déplorable . C'est encore acceptable pour des puissances faibles, de l'ordre du Watt. Mais sitôt que les puissances utiles dépassent une certaine valeur (quelques dizaines de Watts) cela devient inacceptable car non seulement on gaspillerait une énergie coûteuse mais on la dissiperait sur l'électrode de puissance elle même, d'où il faudrait l'évacuer avec assez de complications .

On a donc été conduit à imaginer des fonctionnements susceptibles de rendements plus honorables au prix il est vrai de certains inconvénients .

l'Expression $\eta = \frac{1}{2} \frac{U_2}{U_0} \cdot \frac{I_2}{I_0}$ montre que pour améliorer le rendement il faut augmenter soit $\frac{U_2}{U_0}$ soit $\frac{I_2}{I_0}$ soit les deux à la fois .

Jusqu'à présent seul le rapport $\frac{I_2}{I_0}$ à été accru et cela moyennant une déforma-

tion importante du courant instantané, consistant à tronquer les alternances inférieures. i_c étant nul pendant une partie de la période. En utilisant la série de Fourier, l'analyse d'une telle forme montre que la composante continue I_0 décroît plus vite que composante fondamentale I_c ; de sorte que le rapport $\frac{I_2}{I_0}$

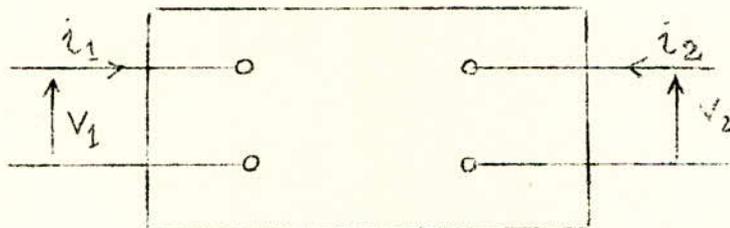
dépasse sensiblement l'unité. Il peut atteindre 1,55 lorsque l'alternance inférieure est complètement coupée, c'est-à-dire que le courant ne passe que pendant la moitié du temps $\omega t = \theta_0 = \frac{\pi}{2}$.

On parle alors de la classe B.

Si θ_0 est inférieur à $\frac{\pi}{2}$ alors c'est la classe C et le rapport peut atteindre la valeur deux.

HEMA EQUIVALENT :

Dans le cas de petits signaux on peut assimiler le transistor à un quadripôle linéaire, et deux des grandeurs v_1, i_1, v_2, i_2 , sont des fonctions linéaires des deux autres autour du point de repos.



Il existe six façons de grouper ces quatre valeurs deux à deux. Nous adopterons v_1 et i_2 comme fonction des 2 variables i_1 v_2 et la notion générale du quadripôle linéaire pour obtenir des résultats valables pour les trois montages fondamentaux du transistor.

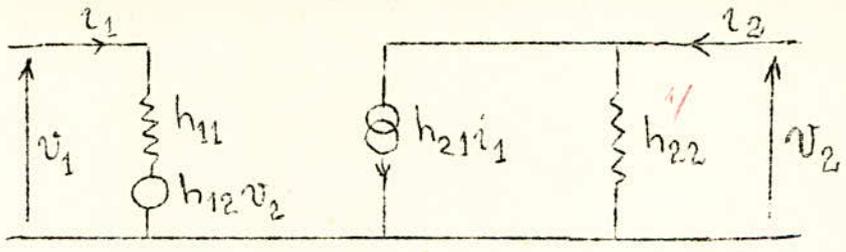
$$\text{Soit } v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \quad (1)$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2 \quad (2)$$

Les paramètres h ainsi définis n'étant pas de même nature physique on les qualifie d'hybrides.

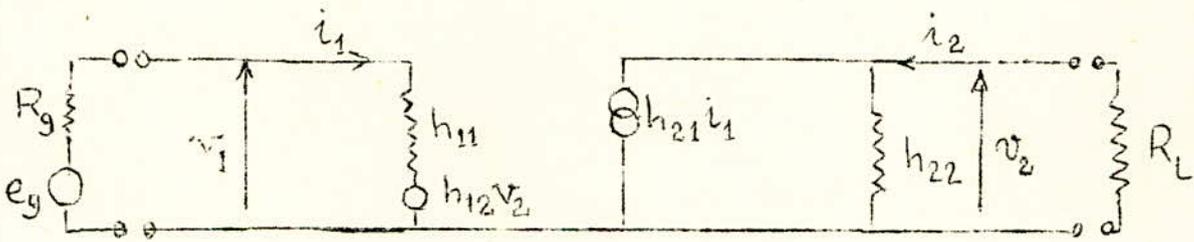
Le schéma équivalent est alors le suivant :

.....



Considérons à l'entrée un générateur e_g de résistance interne R_g et à la sortie une résistance de charge R_L .

D'où le nouveau schéma.



On peut ajouter donc deux équations

$$v_2 = R_L i_2 \quad (3)$$

$$v_1 = e_g - R_g i_1 \quad (4)$$

Déterminons les gains, les résistances d'entrée et de sortie

A) calcul de l'amplification en courant $A_i = \frac{i_2}{i_1}$

De (2) et (3) on tire $A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} \quad (5)$

On constate que A_i diminue quand R_L augmente et pour $R_g = 0$ on a l'amplification maximale $A_i \text{ max} = h_{21}$

B) calcul de résistance d'entrée : $R_e = \frac{v_1}{i_1}$

d'après (1) et (3) $v_1 = h_{11} i_1 - h_{12} R_L A_i i_1$

d'où:

$$R_e = \frac{v_1}{i_1} = h_{11} - h_{12} R_L A_i$$

Remplaçons A_i par sa valeur :

$$R_e = h_{11} - h_{12} R_L \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} = \frac{h_{11} + \Delta h R_L}{1 + h_{22} R_L}$$

avec $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$

C) Calcul de l'amplification en tension :

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{R_L i_2}{v_1 + R_L i_2} = \frac{-R_L i_2}{R_e i_1 + R_L i_2} = \frac{-R_L}{R_e} \cdot \frac{i_2}{i_1} = -\frac{R_L}{R_e} A_i = -\frac{h_{21} R_L}{h_{11} + \Delta h R_L}$$

On remarque que $|A_v|$ augmente avec R_L .

Il y a alors un compromis à respecter entre A_v et A_p .

D. Calcul de la résistance de sortie $R_s = \frac{v_2}{i_2}$

Dans ce cas on considère que $e_g = 0$ et $v_1 = -R_g i_1$ (4')

Compte tenu de (4'), (1) et (2) on tire:

$$R_s = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g}$$

E. Calcul de l'amplification en puissance $A_p = \frac{P_2}{P_1}$

$$A_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{i_2}{i_1} = |A_v| / A_i = \frac{h_{21}^2 R_L}{(h_{11} + \Delta h R_L)(1 + h_{22} R_L)}$$

$$= A_i^2 \frac{R_L}{R_e} = A_v^2 \frac{R_e}{R_L}$$

F. Amplification maximum en puissance

Calculons la charge optimale pour obtenir un gain en puissance maximum A_p max.

$$A_p = \frac{h_{21}^2 R_L}{h_{11} + \Delta h R_L + h_{11} h_{22} R_L + h_{22} \Delta h R_L^2} = \frac{h_{21}^2}{\frac{h_{11} + \Delta h + h_{11} h_{22} + h_{22} \Delta h R_L}{R_L}}$$

Le produit $\frac{h_{11}}{R_L} (h_{22} \Delta h R_L) = h_{11} h_{22} \Delta h$ reste constant quand R_L varie.

La somme de ces deux termes est minimale et A_p maximal lorsqu'ils sont égaux.

$$h_{22} \Delta h R_{L \text{ op}} = \frac{h_{11}}{R_{L \text{ op}}} \quad \text{d'où} \quad R_{L \text{ op}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h}}$$

et

$$A_p \text{ max} = \frac{h_{21}^2}{\left[\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} h_{22}} \right]^2}$$

Ces différents gains et résistances prennent des valeurs différentes suivant le montage du transistor.

D) DIFFERENTS MONTAGES DU TRANSISTOR .

Le transistor possède trois pieds (électrodes) dont l'émetteur, le collecteur et la base.

Trois montages sont dès lors possibles suivant que le point directement ou indirectement à la masse est soit la base, soit le collecteur soit l'émetteur c'est à dire que chacune de ces électrodes peut être commune aux circuits d'entrée et de sortie.

Le comportement du transistor dépend beaucoup de l'électrode commune.

1) Emetteur commun .

C'est le montage le plus répandu .

Dans ce cas on considère comme négligeable h_{22} , h_{12} et Δh , c'est à dire que

$$h_{22} = 0 ; \quad \Delta h = 0$$

par ailleurs $i_1 = i_b$ (faible) ; $i_2 = i_c$

$$v_1 = v_{be} ; \quad v_2 = v_{ce}$$

d'où :

$$A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} = h_{21} = \beta$$

$$A_v = \frac{h_{21} R_L}{h_{11} + \Delta h R_L} = \frac{h_{21} R_L}{h_{11}}$$

$$R_e = \frac{h_{11} + \Delta h R_L}{1 + h_{22} R_L} = h_{11}$$

$$R_s = \frac{h_{11} R_L}{\Delta h + h_{22} R_L} = \infty$$

$$A_p = \frac{\beta^2 R_L}{h_{11}}$$

Ce montage amplifie aussi bien en courant qu'en tension et en puissance .

2) Montage base commune :

$$v_1 = v_{eb} ; i_1 = i_e \text{ (fort) } ; v_2 = v_{cb} , i_2 = i_c , h_{21} = -\alpha$$

On considère $h_{12} = h_{22} = 0$

d'où :

$$A_i = - \frac{a R_L}{h_{11}}$$

$$A_v = \frac{-s R_L}{h_{11}}$$

$$R_e = h_{11b} = \frac{R_L}{\beta + 1}$$

$$R_s = \infty$$

$$A_p = \frac{\beta R_L}{h_{11}}$$

Il y a amplification en tension mais pas en courant. La résistance d'entrée est faible, celle de sortie est grande. Il amplifie en puissance.

3) Montage collecteur commun :

$$v_1 = v_{bc} ; i_1 = i_b ; v_2 = v_{ec} , i_2 = i_c ;$$

On prend $h_{22} = 0 ; h_{12} = 1 ; h = \beta + 1$

d'où :

$$A_i = h_{21c} = - (\beta + 1)$$

$$A_v = \frac{h_{21c} R_L}{h_{11} + (\beta + 1) R_L} = \frac{-(\beta + 1) R_L}{h_{11} + (\beta + 1) R_L}$$

$$R_e = h_{11c} + (\beta + 1) R_L$$

$$R_s = \frac{h_{11} + R_g}{\beta + 1}$$

Il amplifie en courant mais pas en tension. La résistance d'entrée est forte et celle de sortie faible.

H A P I T R E I I

- I - GENERALITES .
- II- CAUSES DE LA DERIVE .
- III- CALCUL DE LA DERIVE .
- IV - REMEDES A LA DERIVE .

I) GENERALITES

L'emploi des transistors dans les amplificateurs à courant continu est limité par leur défaut d'instabilité.

En effet, si l'on règle l'amplificateur de façon qu'à une tension d'entrée nulle corresponde une tension de sortie également nulle, on remarque que cet équilibre n'est maintenu que pour un certain temps, et pour exprimer l'importance de ce dérèglement on définit la dérive comme étant la variation que subit le signal d'entrée pour rétablir le zéro.

Par ailleurs on ne peut pas la distinguer du signal utile car ses effets sont les mêmes que ceux des fluctuations du signal d'entrée.

II) CAUSES DE LA DERIVE

Cette dérive peut avoir des causes multiples, à savoir :

- Variation de la tension d'alimentation
- Vieillissement
- Variation des paramètres (r_e , r_b , α) du transistor
- Température ambiante : facteur primordial pour les transistors .

En général, seule la dérive provoquée par les variations de la température ambiante est à considérer.

Dans le cas de notre amplificateur, l'alimentation se fait par secteur. Il peut en résulter de grandes variations donnant naissance à une dérive.

Les trois paramètres fondamentaux influencés par les variations de la température sont :

- Le gain en courant β
- Le courant de saturation I_{CO}
- La différence de potentiel V_{BE}

Les paramètres r_e , r_b , r_c du transistor varient aussi mais on peut considérer leurs variations comme étant négligeables par rapport aux précédentes.

Le coefficient d'amplification en courant continu varie linéairement avec la température et il est sensiblement le même pour le germanium et le silicium,

soit $\frac{\Delta \beta}{\beta} = 1\% \text{ par } ^\circ\text{C}$.

Pour atténuer le plus possible ses effets, on utilise un faible courant collecteur

Le quotient $\frac{V_{BE}}{\Delta T}$ est sensiblement constant, sa valeur est négative et à peu près la même pour le silicium et le germanium soit respectivement $-2,2 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$ et $-2,6 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$.

Dans un amplificateur à courant continu convenablement construit, on peut éliminer l'influence des variations des paramètres du transistor autres que I_{CO} à condition d'ajuster le point de fonctionnement de chaque étage de telle manière qu'il reste dans la gamme de fonctionnement linéaire du transistor lorsque la température varie.

Considérons les deux équations suivantes pour montrer l'importance d'une variation de I_{CO} .

$$(1) \quad I_C = I_{CO} - a I_E$$

$$(2) \quad I_C + I_B + I_E = 0$$

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{I_{CO}}{1-a} + \frac{I_B}{1-a} \\ &= (\beta + 1) I_{CO} + \beta I_B \end{aligned} \quad (3)$$

La première relation montre que I_{CO} a peu d'effet sur le bon fonctionnement du transistor dans le montage base commune car il est faible devant I_C .

La relation trois montre que dans le montage émetteur commun, le courant collecteur correspond à un courant d'entrée (courant base) est I_{CO}

$I'_{CO} = (\beta + 1) I_{CO}$ or β peut prendre des valeurs très grandes dépassant la centaine.

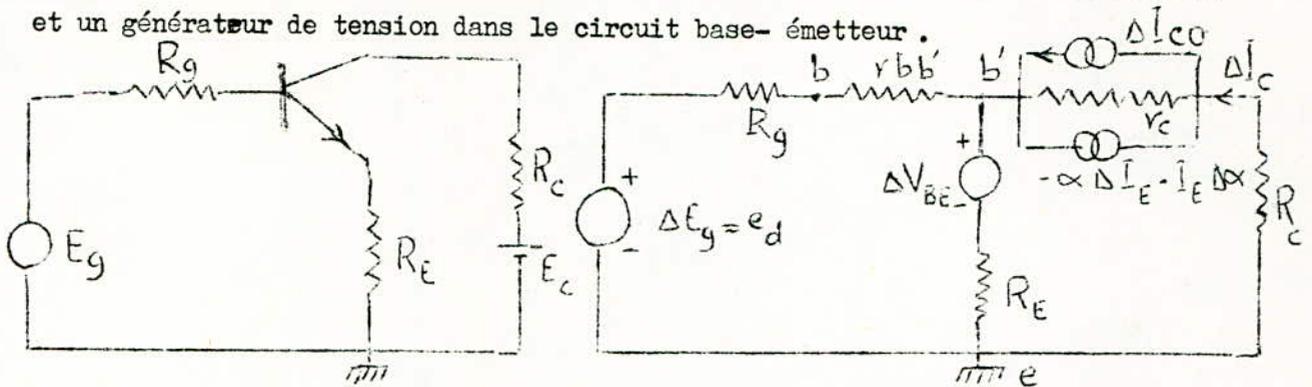
Ainsi, toute augmentation de la température ambiante peut provoquer un déplacement de l'ensemble des caractéristiques. d'où distorsion et risque d'emballement thermique.

En comparant le germanium et le silicium on constate que c'est le silicium que l'on utilise pratiquement dans les étages à liaison directe car, si les dérivées de a et de V_{BE} sont les mêmes pour les deux matériaux, la dérivée de I_{CO} est beaucoup plus faible pour le silicium.

La dérivée de V_{BE} l'emporte sur celle de I_{CO} pour ces transistors aux basses températures (jusqu'à 80°C), alors que c'est le phénomène inverse aux températures élevées.

Cependant la dérivée de V_{BE} a l'avantage d'être stable et facile à prévoir; c'est pourquoi il est toujours possible de trouver deux transistors identiques possédant les mêmes dérivées pour les utiliser dans un montage symétrique.

Effectuons le calcul dans le cas du montage émetteur commun qui est le plus répandu et faisons figurer sur le circuit équivalent les différentes causes de la dérive en insérant deux générateurs de courant dans le circuit du collecteur et un générateur de tension dans le circuit base-émetteur.



Pour supprimer la dérive, il faut que le courant collecteur reste constant quand la température augmente. Or on a :

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta T} = \frac{\Delta I_{CO}}{\Delta T} - a \frac{\Delta I_E}{\Delta T} - I_E \frac{\Delta a}{\Delta T}$$

$$I_C = 0 \quad I_B = I_E = i_d = \text{dérive en courant}$$

$$i_d = \frac{\Delta I_{CO}}{\Delta T} - I_E \frac{\Delta a}{\Delta T}$$

On peut également calculer la dérive en tension

$$\Delta E_g = e_d$$

$$e_d = \Delta V_{BE} + (R_g + r_{bb'} + R_E) \left(\frac{\Delta I_{CO}}{\Delta T} - I_E \frac{\Delta a}{\Delta T} \right)$$

La dérive de α peut être négligée par rapport aux deux autres.

D'autre part, si le générateur d'attaque a une grande résistance, la dérive de V_{BE} est pratiquement neutralisée. Si la résistance R_g est faible la dérive de V_{BE} devient prépondérante et seuls les montages symétriques conduisent à des résultats satisfaisants

IV) REMEDES A LA DERIVE

DERIVE DUE A LA TEMPERATURE :

On évite les inconvénients de l'élevation de la température en stabilisant le courant de collecteur.

On jugera de l'efficacité d'une stabilisation par la fixation du point de fonctionnement malgré les variations de la température ambiante, de la puissance dissipée au collecteur, des paramètres internes du transistor .

Il arrive souvent des pannes telles qu'il soit indispensable de remplacer un ou plusieurs transistors par d'autres du même type ;

Dans ces conditions la stabilisation doit permettre l'interchangeabilité des transistors malgré la dispersion des caractéristiques .

Il existe plusieurs méthodes de stabilisation thermique parmi lesquelles il convient de citer :

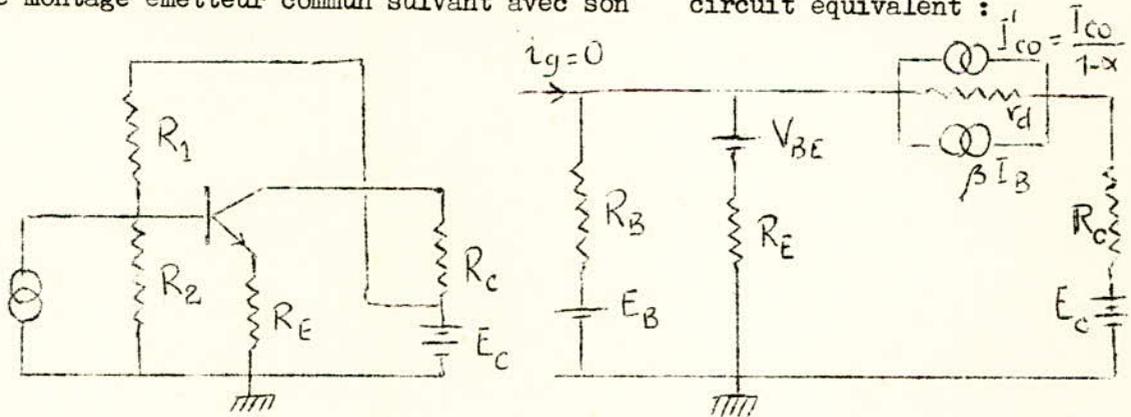
- Stabilisation par la résistance de polarisation entre base et collecteur
- Stabilisation par résistance d'émetteur : il est plus efficace que le précédent .
- Stabilisation thermique par pont à thermistance (pont de polarisation à thermistance, pont d'émetteur à thermistance) .

Ces méthodes sont classiques et corrigent I_{CO}

On peut compléter l'étude de la stabilisation en tenant compte des variations de β et de V_{BE} .

Pour cela considérons un cas où nous ferons le calcul du coefficient de stabilisation pour les 3 paramètres (I_{CO} , V_{BE} , β) .

Soit le montage émetteur commun suivant avec son circuit équivalent :



Lorsque I_C augmente, la tension entre émetteur et masse augmente par suite de l'accroissement de I_E . Il s'en suit que V_{BE} et I_B diminuent entraînant une variation négative βI_B de I_C qui compense la première variation .

V_{BE} et β varient dans le même sens que I_B .

De cette façon le point de fonctionnement reste stable malgré les variations des paramètres du transistor .

Calculons les coefficients de stabilisation de I_{CO} , V_{BE} et β qui se chiffrent respectivement par :

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} ; \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta}$$

$$E_B - V_{BE} = R_B I_B + R_E (I_B + I_C) \qquad I_B = \frac{E_B - V_{BE} - R_E I_C}{R_B + R_E}$$

$$I_C = \beta I_B + I_{CO}$$

D'où l'on obtient I_C en remplaçant I_B par sa valeur tirée de la première équation,

$$I_C = \frac{\beta (E_B - V_{BE})}{R_B + (1 + \beta) R_E} + \frac{R_B + R_E}{R_B + (1 + \beta) R_E} I_{CO}$$

avec $I'_{CO} = \frac{I_{CO}}{1 - A} = (1 + \beta) I_{CO}$

D'où $\frac{I_C}{I_{CO}} = \frac{\beta (E_B - V_{BE})}{R_B + (1 + \beta) R_E} + \frac{R_B + R_E}{R_B + (1 + \beta) R_E} (1 + \beta) I_{CO}$

$$\frac{I_C}{I_{CO}} = \frac{(R_B + R_E) (1 + \beta)}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{R_B + R_E}{R_E + R_B (1 - a)} = S$$

De même on trouve $\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = - \frac{\beta}{R_B + (1 + \beta) R_E} = - \frac{S}{R_B + R_E}$ en négligeant

un devant β .

On peut tenter de voir l'influence β bien que les variations de I_C ne soient pas linéaires en fonction de β . Pour cela négligeons $(\beta + 1) I_{CO}$;

D'où :

$$I_C = \frac{\beta (E_B - V_{BE})}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

Pour deux valeurs β_1 et β_2 de β on obtient I_{C1} et I_{C2} tels que :

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{\beta_2 R_B + (1 + \beta_1) R_E}{\beta_1 R_B + (1 + \beta_2) R_E}$$

Considérons $I_C = I_{C1} - I_{C2}$ et $\beta = \beta_2 - \beta_1$ alors ,

$$\frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{\Delta \beta}{\beta_1} \cdot \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} \quad \text{ou encore} \quad \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \cdot \frac{\beta_2}{1 + \beta_2}$$

Stabilisation du point de fonctionnement et correction de la dérive se font comme nous l'avons déjà vu de différentes manières . Il faut ajouter dans le cas de la dérive , les diodes, thermistances , transistor contre réaction . Pour une efficacité suffisante de la correction il faut d'une part que transistor et élément correcteur soient adaptés et d'autre part qu'ils fonctionnent dans les mêmes conditions de température .

Pour un fonctionnement normal, diode , transistor et thermistances doivent perturber le moins possible l'état de l'étage .

C'est à dire que diode et transistor doivent être bloqués . Dès que la température atteindra une certaine valeur ils doivent se débloquent entraînant une diminution de I_B , V_{BE} et alors aussi I_C .

Cette méthode s'applique surtout aux étages simples de sorte qu'il est souvent recommandé d'utiliser des montages symétriques .

MONTAGE SYMETRIQUE.

Le montage symétrique à émetteur couplé, utilisé dans de nombreuses applications permet une compensation de la dérive de la tension grâce à deux transistors identiques .

Il y a là un avantage important car la réduction de la dérive par compensation ne modifie en rien le gain et, donc améliore la détection des signaux très faibles . Par contre la stabilisation du point de fonctionnement par une dégénération locale entraîne une diminution du gain de l'étage et de sa sensibilité en ce qui concerne la détection du signal le plus faible .

Avec ce montage toutes les tensions communes aux deux étages sont éliminées car pour des variations de la tension V_{BE} ou de la tension d'alimentation , les potentiels de sortie V_1 ET V_2 varient de la même quantité et la différence de potentiels V_{1-2} entre les bornes d'utilisation reste la même .

Cela n'est pas facile car il faudrait alors que les transistors soient placés dans les mêmes conditions de fonctionnement (température , vieillissement, alimentation, attaque .)

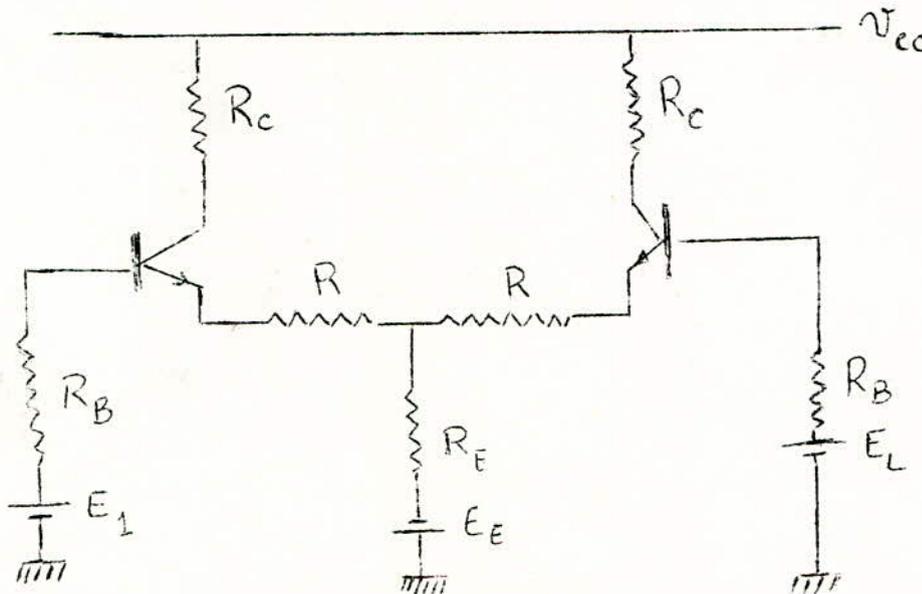
Pour des variations $e_1 = \Delta E_1$ et $e_2 = \Delta E_2$ de l'entrée on a à la sortie

$$v_{12} = K (e_1 - e_2)$$

K étant le coefficient d'amplification .

Pour cette raison ce montage est aussi appelé: AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL.
Cet amplificateur différentiel n'est pas toujours équilibré c'est à dire que quand deux signaux de sens opposé sont appliqués aux deux entrées, les deux autres transistors sont parcourus par des courants différents.

Pour remédier à cet état de chose on rend négligeable la variation I_c due au signal par rapport au courant de repos qui peut être modifié aussi par les tensions d'entrée cependant ces variations du courant de repos peuvent être atténué et par adoption d'une grande résistance R_E . Parfois on utilise des entrées symétriques avec sorties dissymétriques ou inversement -



La correction de la dérive due à la variation de l'alimentation se fait par stabilisation de cette dernière -

Pour la correction de la dérive il faut se reporter aux chapitres:
CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR et Alimentation /-

/// H A P I T R E I I I P R O T E C T I O N :

- I Généralités
- 2 Causes des défaillances
- 3 Remèdes ./.

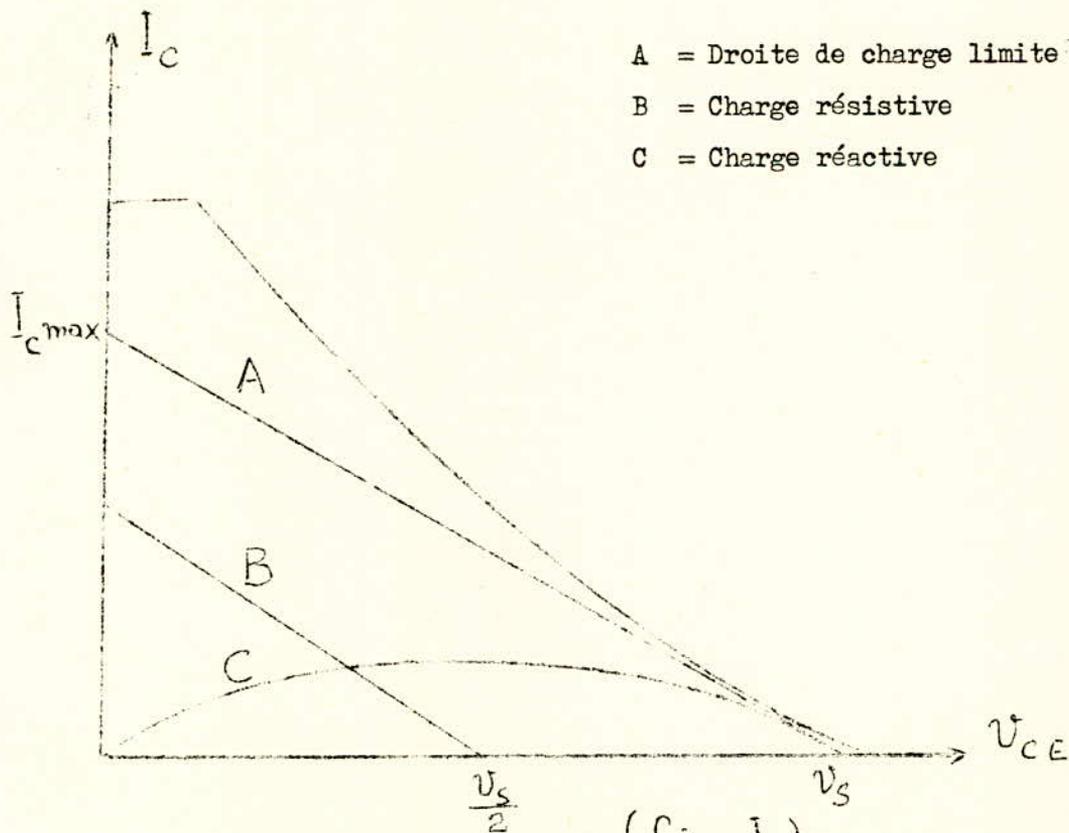
-----oooooooooooooooo-----

Il en résulte la formation de points localisés extrêmement et anormalement chauds, avec l'inévitable tendance à l'emballement (ou avalanche) thermique en ces points, avec tous les risques que cela comporte.

Heureusement que les constructeurs publient pour leurs transistors de puissance les caractéristiques $I_c = f(V_{CE})$ avec indication de la zone dangereuse dont il convient de tenir compte lors de l'établissement des conditions de fonctionnement de ou des transistors.

d) - Si l'on considère le fonctionnement d'un étage classe B chargé par un organe purement résistif, la droite de charge est précisément une droite qui doit se situer normalement assez loin de la zone dangereuse. Mais cela est strictement théorique car la charge est très souvent réactive (excitation d'un moteur par exemple).

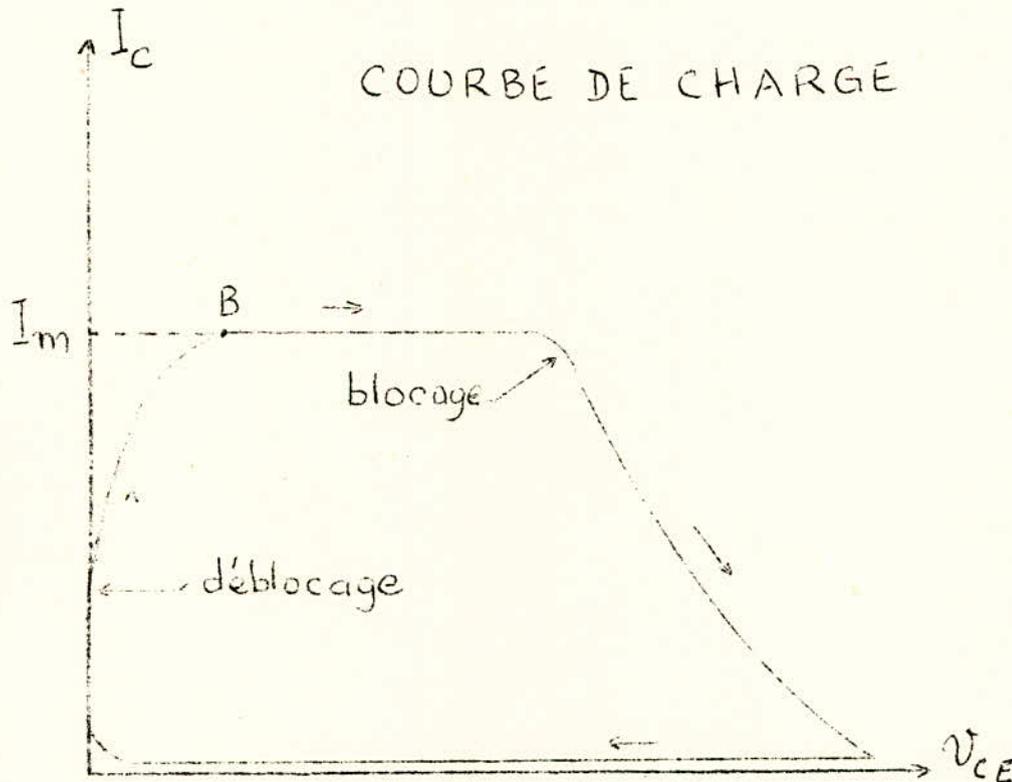
De ce fait le point figuratif de la charge ne se déplace plus suivant une droite mais suivant une courbe qui risque bien, si l'on y prend garde, de faire une incursion dans la zone dangereuse.



(fig. 1)

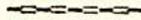
Il devient alors nécessaire d'analyser la courbe de charge qui est le lieu des points de fonctionnement sur la caractéristique du transistor.

En effet dans beaucoup d'applications de commutation de puissance la charge est inductive ou couplée par transformateur . On rencontre alors les problèmes inhérents à la commutation des charges inductives, lorsque le transistor conduit le point de fonctionnement s'établit en B et la self inductance est chargée par le courant I_m qui la traverse . Si on bloque brusquement le transistor N P N par exemple en appliquant une tension négative sur sa base, l'énergie $W = \frac{1}{2} L I^2$ stockée dans la self tend à maintenir le courant constant en créant une surtension élevée qui s'ajoute à la tension d'alimentation pour former une pointe de tension collecteur- émetteur pouvant dépasser les limites admises . (fig II) Il est donc prudent que le point de fonctionnement traverse aussi rapidement que possible les régions de forte dissipation .



(fig. II)

R E M E D E S :



Parmi les remèdes ou les protections il convient de citer :

I) Dans le cas d'une charge réactive :

La façon la plus courante de protéger le transistor dans le cas d'une charge inductive est l'utilisation d'une diode en parallèle avec la self.

La diode limite la tension aux bornes du transistor à la tension d'alimentation pendant la période de blocage (Fig III) .

D'autres améliorations de la courbe de charge peuvent être obtenues en shuntant la diode avec une petite capacité. La tension aux bornes du condensateur s'oppose à la tension d'alimentation pendant le blocage , permettant ainsi au courant dans le transistor de décroître sans qu'une élévation rapide de tension ne se produise aux bornes du transistor (Fg IV) .

Les montages Push- Pull à charge inductive peuvent également avoir leur courbe de charge modifiée . Dans ce cas un petit condensateur reliant les deux collecteurs est habituellement très efficace pour supprimer les surtensions collecteur-émetteur .

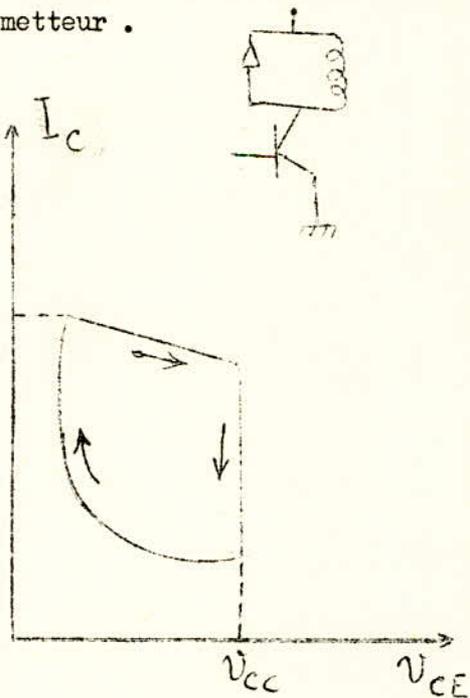


Fig III

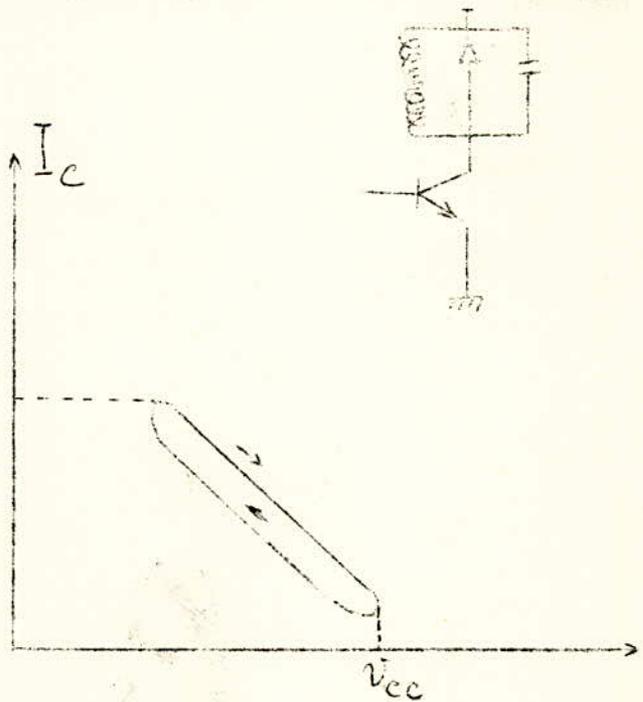


Fig IV

Un procédé simple proposé par la SGS - Fairchild et qui permet d'obtenir une bonne protection , consiste à utiliser un transistor comme shunt entre l'étage driver et l'étage final . Si la base de ce transistor est alimenté par un signal dont le potentiel est proportionnel à la fois au courant et à la tension de sortie il devient conducteur à partir de telle condition pré-déterminée, de façon que le point de fonctionnement dynamique de l'étage de sortie ne se situe jamais dans la zone dangereuse et que le déplacement de ce point figuratif s'effectue au maximum vers la droite de charge limite .

Le dispositif est le suivant :

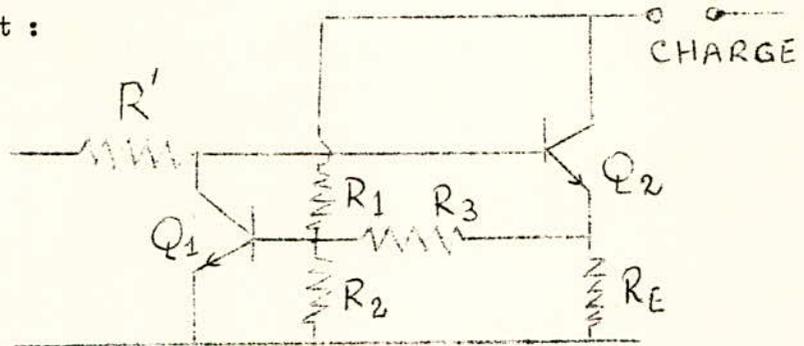


Fig V

La tension de conduction émetteur-base est sensiblement de 0,6 V (pour un transistor au silicium) et elle détermine le point où la protection entre en action . La base du transistor de protection Q1 est alimentée de façon telle que le dit transistor soit placé proche de la conduction ; cette base est également soumise à toute variation du courant ou de la tension du collecteur du transistor de sortie Q2 . La sensibilité aux augmentations de courant est obtenue par l'utilisation de l'augmentation de tension correspondante aux bornes de la résistance d'émetteur du transistor de sortie . Par un choix convenable des valeurs des quatre résistances , on peut obtenir la pente désirée de la droite de charge et s'approcher de la droite de charge limite sans pénétration dans la zone dangereuse . Il est à remarquer qu'il n'y a pas de valeurs universelles de composants qui puissent être données pour la protection de n'importe quel amplificateur ; les courants et les tensions n'étant pas les mêmes d'un montage à l'autre . Les extrémités I_c maximum et V_c maximum de la droite de charge limite satisfont aux;..

relations suivantes :

$$I_c \text{ max} = \frac{V_{be} (R_2 + R_3)}{R_2 R_c}$$

$$V_c \text{ max} = \frac{V_{be} (R_2 + R_3) R_1}{R_2 R_3}$$

Dans le cas d'une charge capacitive ce sont les surintensités qui sont à craindre car plus la fréquence augmente plus l'impédance de charge diminue d'où la possibilité de court-circuit .

2) - Protection contre les surcharges moyennes continues :

Le procédé le plus communément employé est un circuit , un dispositif provoquant une disjonction lorsque le courant moyen excède une valeur déterminée comme étant dangereuse . La disjonction peut intervenir sur l'alimentation générale , ou sur le circuit d'alimentation des transistors de sortie, ou sur le circuit de charge (utilisation) , ou encore sur le circuit de commande de ces mêmes transistors .

Les procédés généralement employés sont : Le fusible calibré à rupture rapide , le disjoncteur thermique ou le disjoncteur électronique .

De telles protections ne peuvent toutefois donner satisfaction que si les transistors de sortie présentent tout de même une assez large réserve de dissipation. En fait pour des transistors n'offrant pas une caractéristique de dissipation très élevée, l'action de ces protections est trop lente , et ils sont détruits avant que la disjonction ne se produise .

3) Protection contre les crêtes de surcharge.

Ce genre de protection est moins répandu que le précédent . Ici, des diodes sont utilisées à l'entrée pour prévenir les crêtes du courant driver et par conséquent les crêtes du courant de sortie excédant une certaine valeur prédéterminée , correspondant au début de l'intensité dangereuse . Malgré la suppression de ces crêtes il faut éviter que l'étage de sortie ne fonctionne , du point de vue des valeurs moyennes , très près de la dissipation maximale , car une surcharge latente prolongée entraînerait sa destruction .

GENERALITES

Tout en étant mécaniquement plus solide que le tube , le transistor est à considérer comme électriquement moins robuste à condition qu'on fasse abstraction de la fragilité du filament en cas de surtension . Le tube surchargé (en dissipation de plaque) réagit simplement en se fatiguant plus vite , et il est vraiment difficile de tuer un tube (sur le coup), le filament étant toujours mis à part .

Par contre , il suffit d'une surcharge durant une dizaine de millisecondes pour rendre un transistor inutilisable . Cette sensibilité des transistors aux surcharges a été l'un des facteurs majeurs qui ont restreint leur utilisation dans les amplificateurs de puissance . En fait, de nombreux appareils de ce genre ont été sérieusement endommagés à la suite d'un simple court-circuit accidentel des connexions de sortie .

Mais en réalité, la défaillance éventuelle des transistors de sortie peut être due à diverses causes qu'il est important de bien distinguer ,

- II -

CAUSES DE DEFAILLANCES :

a) - La cause de défaillance la plus évidente est certainement l'échauffement anormal des transistors provoqué par une dissipation excessive des collecteurs. Cela se présente souvent dans un étage de sortie classe B lorsque la dissipation des collecteurs peut atteindre des valeurs anormalement grandes, si la charge est accidentellement court-circuitée ; donnant ainsi naissance à des crêtes de courants dangereux .

b) - En classe A, la destruction des transistors de sortie ne peut être due qu'à un emballement thermique , suite à une utilisation prolongée, excessive, avec de mauvais radiateurs, ou suite à un mauvais choix du point de fonctionnement .

c) - Il est un autre phénomène connu sous le nom de claquage secondaire , dont il faut également tenir compte notamment avec les transistors de grande puissance. Dans ces types de transistors, la jonction du collecteur présente une surface relativement importante , et il arrive fréquemment que l'élévation normale de température ne soit pas uniforme pour toute cette surface ...

Il est à remarquer que des trois montages possibles des transistors, le collecteur commun a sur la conscience le plus d'assassinats de transistors vu sa faible impédance de sortie .

Il s'en suit que la liaison de l'émetteur d'un tel montage à la masse par une résistance trop faible, ou un court-circuit entraîne des valeurs trop grandes du courant collecteur, de plus la tension V_{cB} restant importante, la dissipation collecteur devient suffisante pour détruire le transistor . Ainsi un montage comportant des étages à collecteur commun non protégés sera un véritable cimetière à transistors dès qu'un contact fortuit se produira entre l'émetteur et la masse.

Cet accident étant facile à produire il convient dans un tel montage de travailler avec soin et de prévoir une protection adéquate pour ne pas abrégé la mission du transistor.

// ONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR A LIAISONS DIRECTES

DE 50 W A T T S

I - LA SORTIE

II - LE DRIVER

III- L'ENTREE

IV - LA PROTECTION

LA SORTIE

L'amplificateur doit fournir une puissance maximum de 50 W à un système servo-mécanique avec une dérive faible. Il amplifiera alors principalement en courant et en puissance.

Il comprend trois étages principaux:

- La sortie
- L'attaque (driver)
- L'entrée.

Etudions séparément ces étages.

I- LA SORTIE.

Le problème est le suivant: Nous disposons d'une charge faible (8Ω) et nous voulons amplifier ou commander en courant.

Le montage répondant simultanément à ces deux exigences (adaptation et amplification) est celui du collecteur commun. Nous emploierons alors un étage à symétrie complémentaire formé d'un montage Darlington et d'un " muscléur " ou super collecteur commun.

1) MONTAGE DARLINGTON:

Il est formé de deux transistors T_1 et T_2 de la façon suivante:

- Les deux collecteurs sont reliés donnant ainsi un " super collecteur ".
- L'émetteur de l'un est relié à la base de l'autre.

Il fonctionne comme un seul transistor ayant pour base celle de T_1 , pour collecteur les deux collecteurs reliés, pour émetteur celui de T_2 .

Ses coefficients d'amplification en base commune et en émetteur sont:

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

α_1 et α_2 sont voisins de un

d'où :

$$(1 - \alpha_1) \ll 1 ; (1 - \alpha_2) \ll 1 \Rightarrow$$

$$(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) \ll 1 \Rightarrow \alpha \simeq 1$$

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

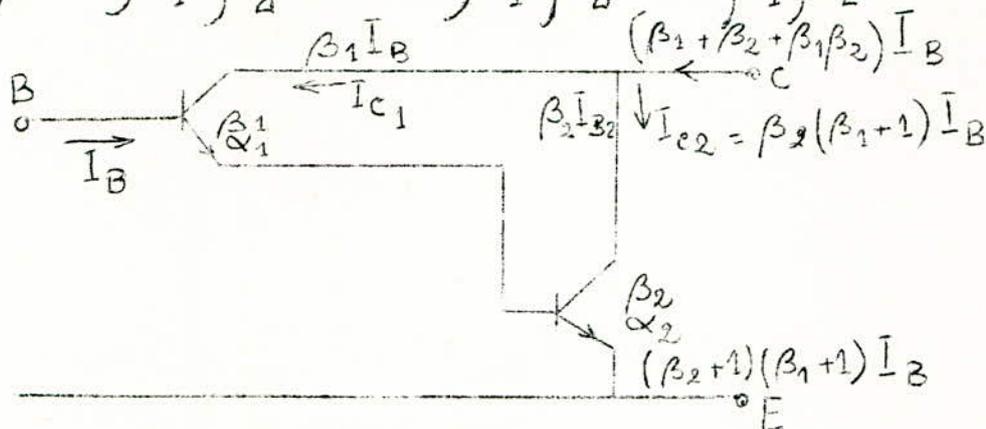
Généralement β_1 et β_2 sont très grands, $\beta_1 \beta_2 \gg 1$ d'où:

$$\beta \simeq \beta_1 \beta_2$$

On remarquera qu'en collecteur commun

$$\beta_1 + 1 = \beta'_1 ; \beta_2 + 1 = \beta'_2 \Rightarrow$$

$$\beta = \beta'_1 \cdot \beta'_2 - 1 \simeq \beta'_1 \beta'_2 \simeq \beta_1 \beta_2$$



2) MONTAGE MUSCLEUR.

Il fonctionne comme un transistor unique n-p-n monté en collecteur commun avec gain de $\beta_1 \beta_2$.

C'est en quelque sorte un montage Darlington ayant pour base celle de T_1 , pour collecteur l'émetteur de T_1 et le collecteur de T_2 reliés et pour émetteur celui de T_1 .

Il permet un abaissement d'impédance dans le rapport $\beta_1 \beta_2$.

C'est donc un parfait adapteur d'impédance et un bon amplificateur de courant.

Son surnom de muscleur vient du fait qu'une faible tension d'entrée se retrouve à la sortie sans amplification tout en étant capable de débiter de la puissance.

Le Darlington et le muscleur conduisent alternativement avec une symétrie aussi parfaite que possible donnant ainsi à la sortie l'allure d'un push-pull.

Les performances de la sortie peuvent se resumer à celles du Darlington.

A savoir les avantages qu'il a sur un étage à un seul transistor

- Une amplification supérieure à celle d'un transistor ($\beta_1 \cdot \beta_2$)
- Une résistance d'entrée plus grande ($\beta_1 \cdot \beta_2$)
- Une meilleure stabilité car son coefficient d'amplification est très voisin de un et varie donc beaucoup moins que α_1 et α_2 en fonction des courants ainsi qu'une bonne indépendance vis à vis des variations des paramètres des transistors.
- Une meilleure linéarité par suite d'une certaine compensation entre les non linéarités des deux transistors.

DRIVER:

l'étage de sortie, amplificateur de courant ,présente une grande impédance d'entrée-

Or une source de tension possède une faible résistance interne et surtout donne beaucoup de distorsion correspondant à la suppression des tensions d'entrées inférieures à un certain minimum. La solution consiste alors en une attaque en courant réalisée grâce au transistor T5 alimenté par une source de courant constant sur son collecteur.

Le transistor T 6 constitue cette source- le courant d'attaque est aussi la différence des courants collecteurs de T 5 et T 6 . La source de courant donne moins de distorsion car quand le courant d'attaque change de sens en passant par de faibles valeurs, les transistors de sortie ont tendance à être bloqués présentant ainsi une forte impédance favorisant le passage rapide de u à $+u$.

Pour augmenter la linéarité nous utilisons une contre réaction de tension par le pont μ - R 3 choisi de manière à effectuer la correction tout en respectant la symétrie recherchée à l'entrée de l'amplificateur différentiel. L'amplificateur formé de l'attaque et de la sortie ainsi conçu représente vraisemblablement la meilleure solution pour la réalisation du push-pull série en classe B -

Le montage présente aussi une bonne stabilité thermique

L'ENTREE :

La dérive de l'entrée étant amplifiée par les étages suivants on en déduit que plus un étage est près de l'entrée plus sa dérive est gênante et importante d'où la nécessité d'un montage aussi correcteur que possible -

Elle sera dès lors constituée par l'amplificateur différentiel déjà décrit avec une contre réaction de tension pour améliorer la linéarité, la dérive et la protection.

La résistance R 7 est choisie très grande pour diminuer les variations des courants collecteurs -

Le pont R3 R4 est tel que $R_g = \frac{R_3 R_4}{R_4 + R_3}$ pour la symétrie

P R O T E C T I O N

Deux transistors T 9 et T 10 dont le fonctionnement a été décrit dans le chapitre: protection veillent à la santé de l'amplificateur -

Leurs bases, alimentées de telle manière que les dits transistors soient au seuil de conduction dans les conditions normales de fonctionnement, sont soumises aux variations aussi bien de tension que de courant collecteur des transistors de sortie -

Ainsi surtension et surintensité après amplification par T9 et T10 sont reportées sur l'étage driver pour correction -

../..

CHAPITRE V:- ALIMENTATION

- a)- L'échantillonneur
- b)- La référence
- c)- Le comparateur
- d)- la commande -

...?...

Dans une alimentation stabilisée reliée au secteur, on distingue généralement deux fonctions : le redressement
la stabilisation.

Le redressement n'ayant rien de particulier et relève du cadre classique
La stabilisation quant à elle est moins générale.

STABILISATION:

Les alimentations stabilisées fournissent une tension de sortie constante malgré les variations dans un certain domaine bien défini des tensions d'entrée.

On peut décomposer son étude en quatre fonctions

Echantillonnage

Référence

Comparaison

Commande

a)- L'échantillonneur est un simple diviseur de tension b) Une diode Zener (Z1) assure la référence grâce à sa tension constante dans une large gamme de son courant inverse -

c)- Le comparateur est le transistor T12 qui assure aussi la fonction amplification. Il prélève une partie de la tension de sortie et la compare à la référence. La différence, traduite en signal amplifié, est envoyée sur la commande en vue d'une éventuelle correction -

L'émetteur de T 12 reçoit la tension de référence et la base-
la tension témoin.

Un générateur de courant constant, le transistor T 13 monté en base commune fournit I_{c13} tel que : $I_{c13} = I_{E12} + I_{Z1} = \text{constant}$ -

avec I_{E12} = courant émetteur de T 12

I_{Z1} = courant inverse de la diode Zener (Z1)

.../...

I_{c13} (courant collecteur de T 13) déterminé en traçant la courbe $V_s = f(I_s)$ est tel que quand I_s (courant de sortie) atteint la valeur maximum $I_s = \beta_{11} \alpha_{12} I_{c13}$ le courant I_{Z1} s'annule et le montage déclenche.

V_s = tension de sortie

β_{11} = coefficient d'amplification de la commande T 11

α_{12} -"- -"- de la référence T 12

Parfois on utilise un amplificateur différentiel à la place de T 12 pour la comparaison - Il arrive aussi que l'on place un amplificateur continu pour transmettre le signal venant du comparateur à la commande.

En négligeant: V_{BE13} , on a:

$$I_{E13} = \frac{V_{Z2}}{R_{13}} = \text{constant}$$

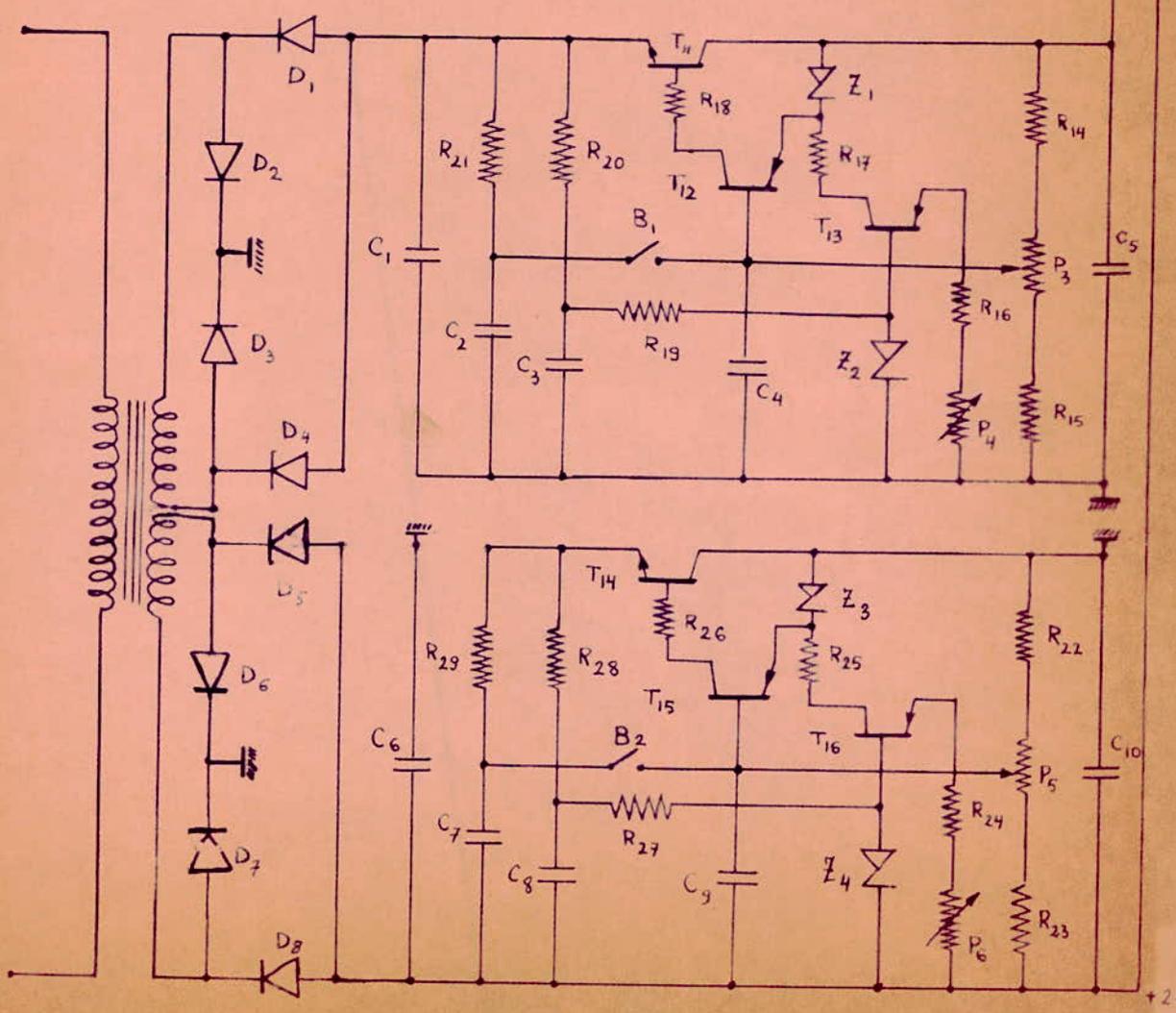
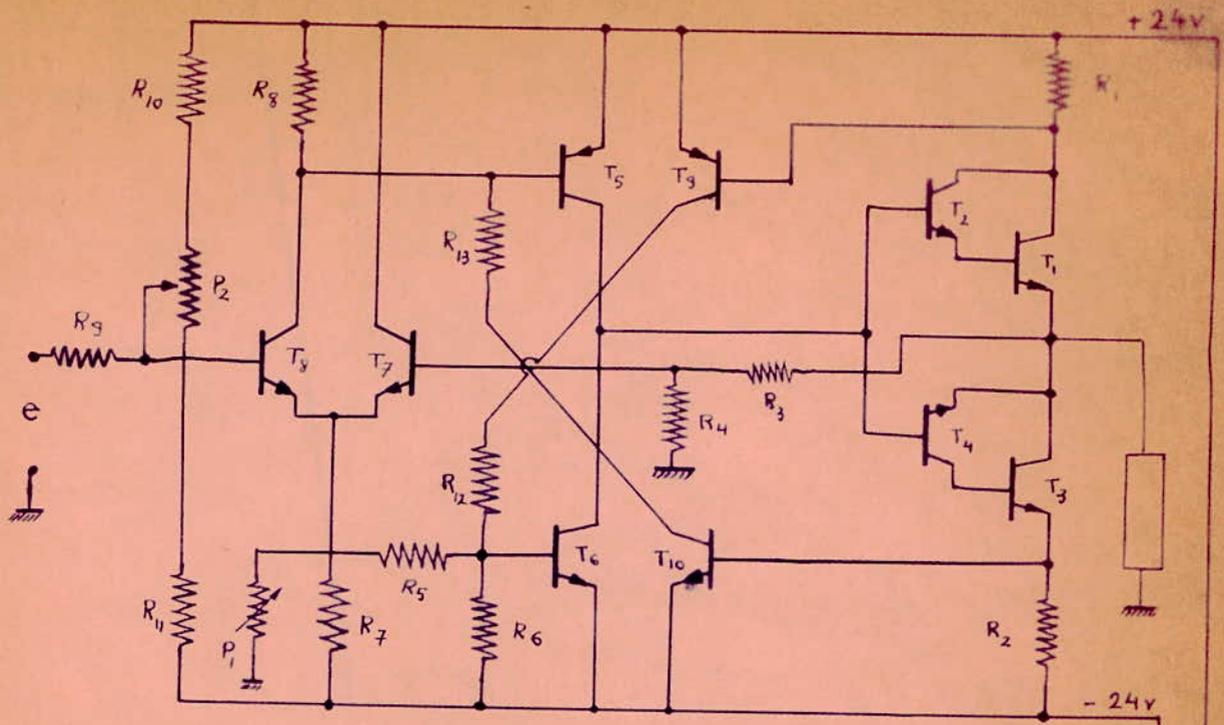
car V_{Z2} = tension ZENER de $Z_2 =$ Constante.

or I_{E13} constant entraîne I_{c13} constant d'où le générateur de courant constant.

d)- Commande: Elle est assurée par T 11 (transistor de puissance) qui effectue la correction nécessaire pour maintenir constante la tension de sortie, cela en fonction du signal reçu du comparateur -

Les variations de la tension d'entrée sont compensées par VCE 11.

Une augmentation de la tension de sortie entraîne celle de la tension base de T 12 d'où un accroissement du courant collecteur de T 12. Or les variations du courant de sortie de la commande et celles du courant collecteur de T 12 ne sont pas en phase - Donc l'augmentation de la tension V_{BE12} diminue le courant passant dans l'élément de commande d'où une réduction de la tension de sortie qui compense la première variation -



SCHEMA COMPLET

VALEURS DES ELEMENTS

$R_1 = 0,16 \text{ ohm}$	$C_1 = C_6 = 10 \text{mF}$
$R_2 = 0,16 \text{ ohm}$	$C_2 = C_7$
$R_3 = 5 \text{ k}$	$C_3 = C_8 = 500 \text{ uF}$
$R_4 = 45 \text{ k}$	$C_4 = C_9$
$R_5 = 180 \text{ k}$	$C_5 = C_{10}$
$R_6 = 5,8 \text{ k}$	$P_1 = 100 \text{ k}$
$R_7 = 117 \text{ k}$	$P_2 = 1 \text{M}$
$R_8 = 5,8 \text{ k}$	$P_3 = P_5 = 1 \text{ k}$
$R_9 = 5 \text{k}$	$P_4 = P_6 = 500 \text{ ohms}$
$RR_{10} = 1 \text{ M}$	$B_1 \neq B_2 = \text{bouton poussoir}$
$R_{11} = 1 \text{ M}$	$D_1 = D_5$
$R_{12} = 5 \text{ k}$	$D_2 = D_6$ diode de redressement
$R_{13} = 5 \text{ k}$	$D_3 = D_7$
$R_{14} = R_{22} = 1,2 \text{ k}$	$D_4 = D_8$
$R_{15} = R_{23} = 4,3 \text{ k}$	$Z_1 = Z_3$ diodes Zener
$R_{16} = R_{24} = 150 \text{ ohms}$	$Z_2 = Z_4$
$R_{17} = R_{25} = 240 \text{ ohms}$	$T_1 = T_3 = T_{11} = T_{14} = \text{transis-}$
$R_{18} = R_{26} = 300 \text{ ohms}$	tors 2N3055 de puissance.
$R_{19} = R_{27} = 2,2 \text{ k}$	Les petits transistors NPN sont des
$R_{20} = R_{28} = 2,2 \text{ k}$	2N2222 et les PNP sont des 2N2907.
$R_{21} = R_{29} = 10 \text{ M}$	

// H A P I T R E V I \ A L C U L S

----- (ooooooo) -----

- I P R I N C I P E

- II A m p l i f i c a t e u r
- A P o l a r i s a t i o n
- B F o n c t i o n n e m e n t d y n a m i q u e

- a) E t a g e d e s o r t i e
- b) E t a g e d ' a t t a q u e
- c) E t a g e d ' e n t r é e

- III A l i m e n t a t i o n
- A D é t e r m i n a t i o n d e s é l é m e n t s
- B C a l c u l d u t r a n s f o r m a t e u r

I P R I N C I P E S D E C A L C U L S

La base des calculs repose sur certains principes dont voici les principaux:

- 1 - Le courant collecteur d'un transistor est toujours pratiquement égal à son courant d'émetteur (sauf dans le cas d'une très forte saturation) .
- 2 - Entre le courant base I_B et le courant collecteur on a la relation suivante:

$$I_c = \beta I_B .$$
- 3 - La somme algébrique des courants de collecteur, de base, et d'émetteur d'un transistor est toujours nulle .
- 4 - Dans un transistor qui n'est pas bloqué, la différence de potentiel base - émetteur est toujours très faible . Elle varie très peu avec l'intensité du courant de base .
- 5 - Le courant collecteur, dans les montages émetteur commun et surtout base commune, dépend peu de la tension collecteur - émetteur .
- 6 - En montage émetteur commun, le courant de fuite collecteur est égal $\beta I_c \beta_0$
- 7 - En montage émetteur commun, si l'on place une impédance Z entre l'émetteur et la masse, l'impédance d'entrée du montage augmente seulement de βZ .

II AMPLIFICATEUR :

A) POLARISATION :

L'étage de sortie est polarisée en classe B. En absence de signal le courant est nul d'où $IB_2 = IB_4 = 0$

Le transistor T6 est un générateur de courant constant.

On polarise identiquement T6 et T5 pour qu'en absence de signal il n'y ait pas de courant dans l'étage de sortie car c'est la différence des courants collecteurs de ces deux transistors qui passe à la sortie.

On prend $Ic_6 = Ic_5 = 0,4 \text{ mA}$.

De la caractéristique statique de T6 on tire le courant base.

On trouve $\beta = 100$ d'où $IB_6 = 4 \mu A = IB_5$ au repos.

$Ic_7 = Ic_8 = 100 \mu A$: Valeur faible mais suffisante pour éviter la dérive.

Il passe alors dans R8 un courant $IR_8 = Ic_8 - IB_5 = (100 - 4) \mu A = 96 \mu A$.

Or pour un courant $Ic_6 = 0,4 \text{ mA}$ on trouve d'après les caractéristiques

$$V_{BE} = f(Ic) = 0,56 \text{ v} = V_{R8} = V_{R6}$$

$$\text{D'où l'on tire } R_6 = R_8 = \frac{V_{BE}}{IR_8} = 5,84 \text{ k}$$

$R_6 = R_8$ pour avoir une bonne compensation de la dérive entre les deux transistors.

De $V_{BE} = 0,56 \text{ v}$ on tire la tension entre la base et la masse **soit** :

$$V_{BM} = (24 - 0,56) \text{ v} = 23,44 \text{ v}$$

Le courant $I_{BM} = IR_6 + IB_6 = 100 \mu A$.

$$\text{d'où } R_{BM} = \frac{V_{BM}}{I_{BM}} = 234,4 \text{ k}$$

Dans R_{BM} il faut prévoir un potentiomètre permettant d'adapter le fonctionnement de T6 à celui de T5 d'où l'on prend $P_1 = 100 \text{ k}$ et $R_5 = 100 \text{ k}$

$$IR_7 = 2 Ic_8 = 200 \mu A$$

Pour $Ic_8 = 100 \mu A$ on a $V_{BE8} = 0,54 \text{ v}$.

$$\text{d'où } V_{R7} = \left(\frac{24 - 0,54}{IR_7} \right) \text{ v} = 23,46 \text{ v} \cdot \frac{I}{IR_7} = 117,3 \text{ k}$$

On polarise la base de T8 par R10 et R11 que l'on choisit grandes car la résistance de T8 est faible et aussi pour avoir un courant peu sensible aux variations de IB_8 .

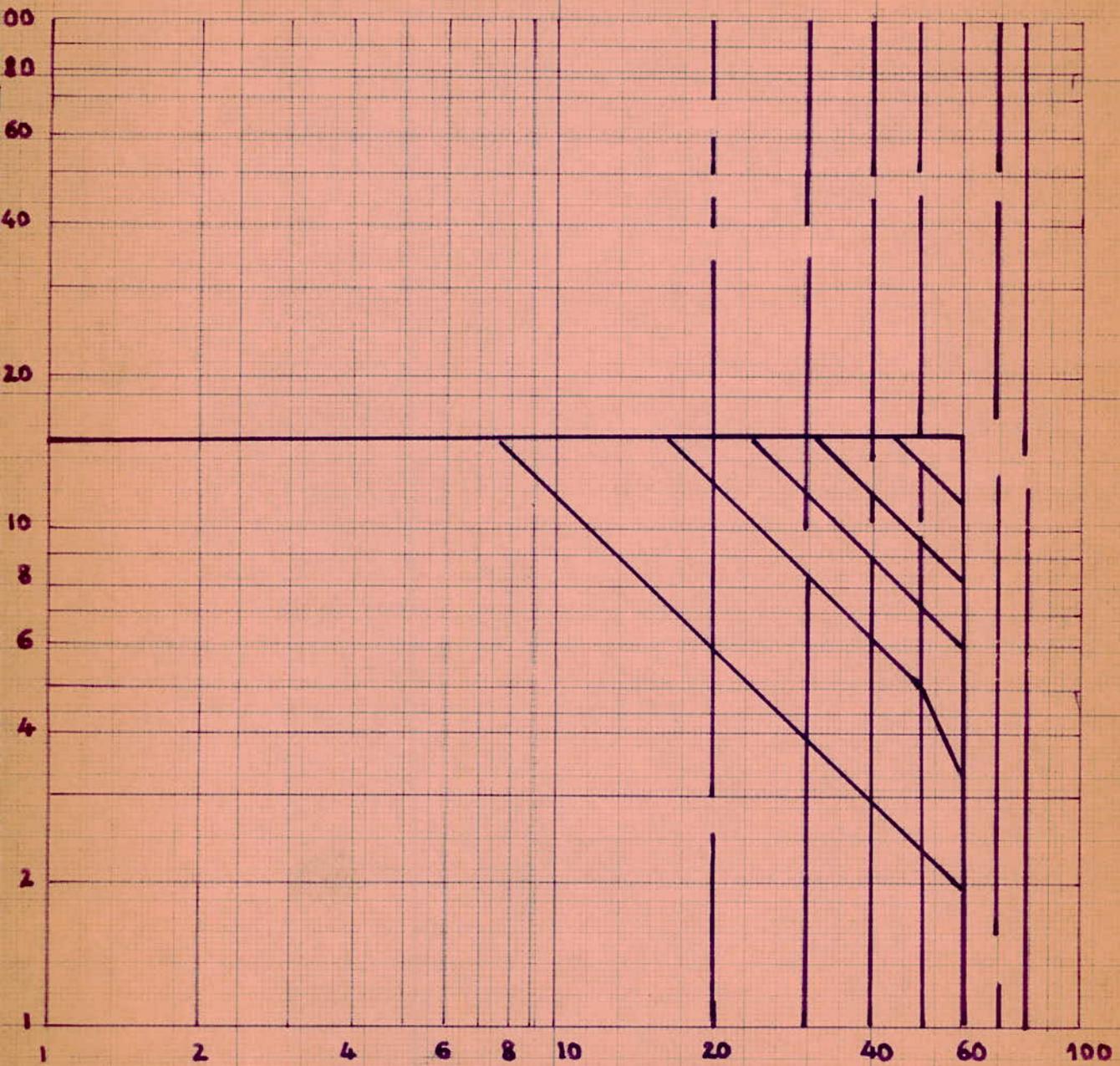
$$IB_8 = \frac{100 \mu A}{\beta} = \frac{100}{75} = 1,33 \mu A$$

Nous supposons qu'il passe dans R10, R11, et P2 un courant dix fois plus fort..

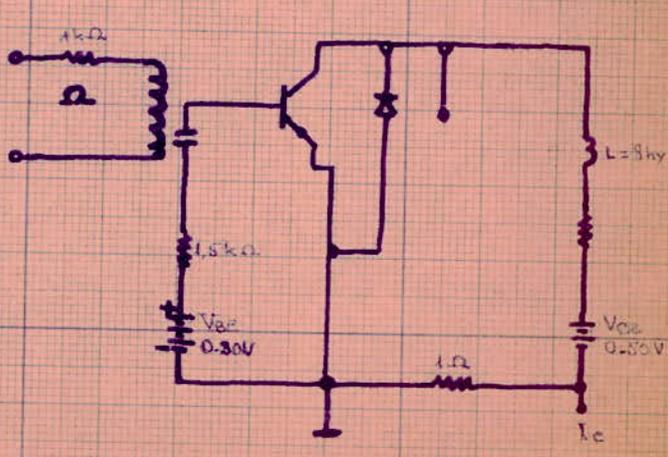
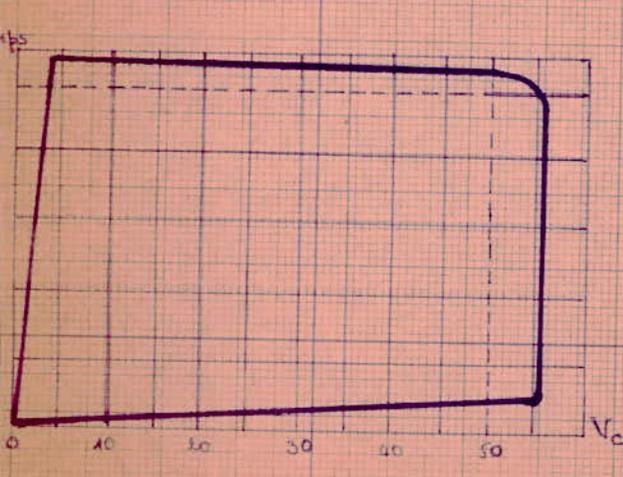
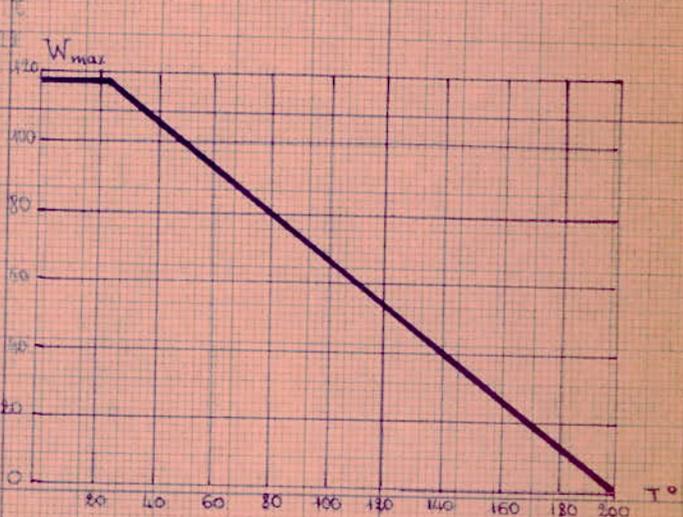
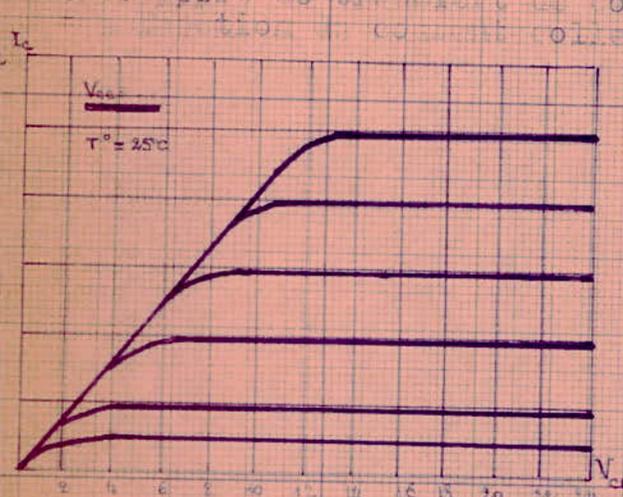
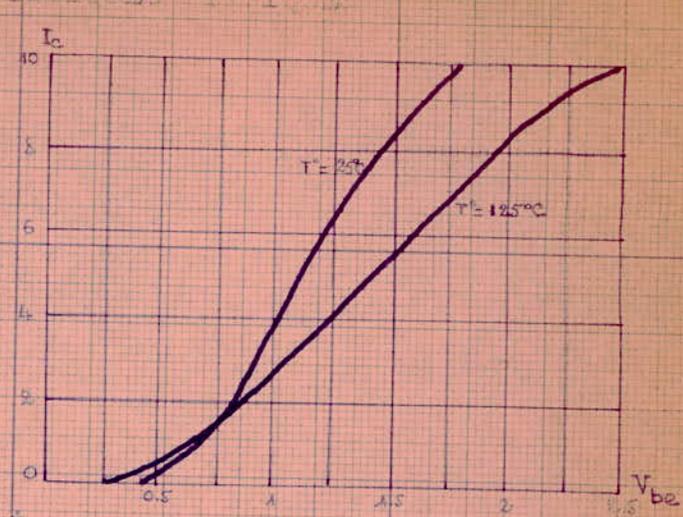
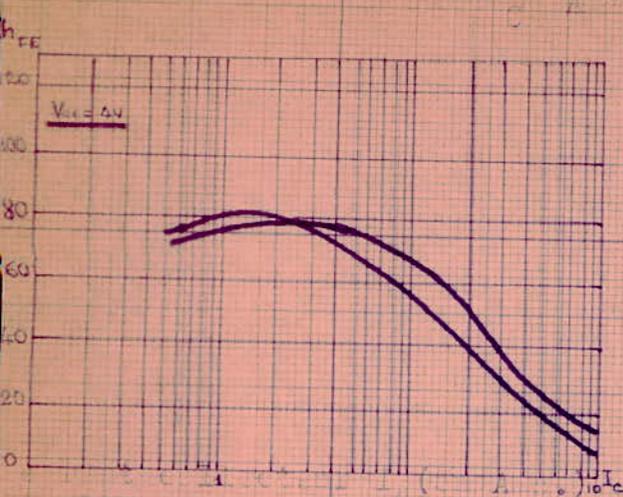
N3055

SINGLE-DIFFUSED MESA SILICON POWER TRANSISTOR

MAXIMUM SAFE OPERATING REGION



CARACTERISTIQUES D'UN TRANSISTOR



que IB8 d'où : $R_{II} + R_{IO} + P_2 = \frac{2cV_{cc}}{I_{O} IB_8} = 3,6 \text{ M.}$

On prend alors $R_{IO} = R_{II} = P_2 = 1 \text{ M}$ et $R_9 = 5k$.

T9 et T10 doivent être à la limite de condition d'où $V_{BE9} = 0,5 \text{ v.}$

On admettra un courant maximum de 3 A à la sortie on a alors $R_1 = R_2 = \frac{V_{BE9}}{I_{MAX}} = 0,16 \text{ Ohm.}$

FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE

----- (oo oo) -----

a) ÉTAGE DE SORTIE :

1 - Détermination de la charge .

On donne la puissance maximum de sortie $P_{MAX} = 50 \text{ Watts}$ et la tension de sortie $V_S = 20 \text{ v.}$

d'où la charge $R_{CH} = \frac{V_S^2}{P_{MAX}} = \frac{(20)^2}{50} = 8 \text{ Ohms.}$

De même on calcule le courant de sortie $I_S = \frac{V_S}{Z_{CH}} = \frac{20 \text{ v}}{8 \text{ Ohms}} = 2,5 \text{ A}$

2 - Rendement $\eta = \frac{\text{Puissance sur la charge}}{\text{Puissance fournie par l'alimentation}} = \frac{P_U}{P_a}$.

$P_a = I_S \cdot V_a = (2,5) \cdot 24 = 60 \text{ W.}$

$P_U = 50 \text{ W}$ en continu pour 20 v de sortie .

d'où $\eta = \frac{50}{60} = 83\%$.

3 - Tension d'entrée de l'étage de sortie .

A un courant de sortie I_S correspond un courant base de T1 $I_{BI MAX}$.

$I_{BI MAX} = \frac{I_S}{\beta + 1} = \frac{2,5 \text{ A}}{80 + 1} = 31,1 \text{ mA}$.

$I_{BI MAX} = I_{E4}$, ce qui correspond à $\beta = 195$.

d'où $I_{B4 MAX} = \frac{I_{E4}}{\beta + 1} = 0,16 \text{ mA.}$

On prend $V_{be1} = 1 \text{ v}$ et $V_{be4} = 0,7 \text{ v.}$

d'où l'on tire la tension d'entrée $V_e MAX = V_S + V_{be1} + V_{be4} = (20 + 1 + 0,7) \text{ v} = 21,7 \text{ v.}$

4 - Gain en tension :

$A_v = \frac{V_S}{V_e} = \frac{20}{21,7} = 0,9$.

Cela parce que le montage collecteur commun n'amplifie pas en tension .

5 - Gain en courant .

$A_I = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \cdot \beta_2 + 1 = \beta_1 \beta_2 + 1 = 80 + 195 = 15600$.

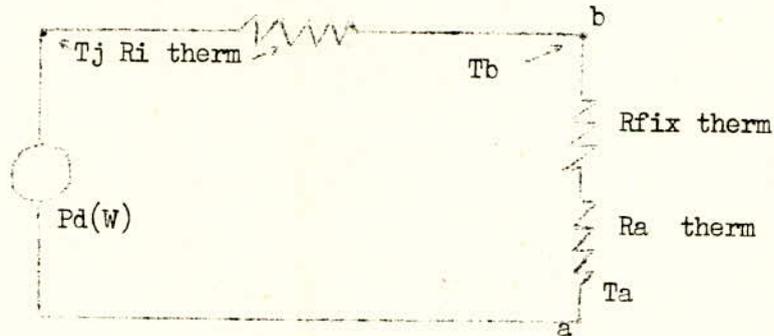
Ce qui est conforme aux montages musculer et Darlington .

Les redresseurs et les transistors dissipent, en fonctionnement, une certaine puissance qui se traduit par une élévation de la température de la jonction. La conséquence de cette augmentation étant l'accroissement du courant inverse et la diminution de tension inverse maximale de l'élément; il faut évacuer la chaleur engendrée au niveau de la jonction par un refroidisseur de grande conductibilité calorifique en cuivre ou en aluminium.

Nous utilisons la convection naturelle en associant à l'élément une ailette de refroidissement dont la surface est calculée en fonction de la puissance dissipée. En général les constructeurs indiquent :

- La puissance maximale que peut dissiper l'élément.
- La résistance thermique interne mesurée, soit entre la jonction et le boîtier, soit entre la jonction et l'extrémité de la vis de fixation.
- La température maximale de la jonction.

Le schéma équivalent pour le calcul d'un refroidisseur est le suivant :



Le calcul se fait en appliquant la loi d'Ohm thermique. L'élément redresseur est assimilé à un générateur thermique délivrant une puissance P_d égale à la puissance maximale qu'il peut dissiper. Il présente une résistance thermique $R_{i \text{ therm}}$ ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$). On associe à l'élément un refroidisseur ayant lui même une résistance thermique $R_{a \text{ therm}}$; son rôle est d'assurer une meilleure conductibilité calorifique de l'ensemble.

L'accroissement de la température de la jonction au-dessus de l'ambiance est la somme des accroissements de températures partielles de chaque résistance thermique.

$R_{\text{fix therm}}$ est une résistance thermique qui dépend de la fixation du boîtier sur le refroidisseur. Si par exemple l'élément est isolé du refroidisseur

par une rondelle de mica on a $R_{\text{fix therm}} = I^2 e$ où e est l'épaisseur de la rondelle de mica .

Appliquons la loi d'Ohm thermique au circuit équivalent . On obtient :

$$T_1 = T_j - T_b = P d R_{\text{therm}} .$$

$$T_2 = T_b - T_a = P d (R_{\text{therm}} + R_{\text{fix therm}}) \text{ d'où l'on tire}$$

$$T = T_j - T_a = P d (R_{\text{therm}} + R_{\text{fix therm}} + R_{\text{a therm}})$$

où T_j = température de la jonction

T_b = " du boîtier

T_a = "- ambiante

A partir de T on tire $R_{\text{a therm}} = \frac{T_j - T_a}{P d} - (R_{\text{therm}} + R_{\text{fix therm}}) =$
résistance thermique du refroidisseur.

En général , $P d$, R_{therm} ou $R_{\text{therm}} + R_{\text{fix therm}}$ sont données -

Une fois $R_{\text{a therm}}$ connue on détermine la surface du refroidisseur par:

$$S = \frac{1}{R_{\text{a}} \alpha}$$

S en cm^2 , R_{a} en (°C/W) , α = coefficient d'expansion thermique en $\text{mW/cm}^2 \cdot \text{°C}$.

Cette constante se divise en trois parties:

- refroidissement par conduction: dépend de la surface du refroidisseur
- refroidissement par rayonnement (max $0,6 \text{ mW/cm}^2 \cdot \text{°C}$)
- refroidissement par convection propre (valeur moyenne = $1,5 \text{ mW/cm}^2 \cdot \text{°C}$)

S est la surface sur laquelle s'effectue la circulation d'air. Elle peut concerner une face ou la surface totale avec les 2 faces.

Ces calculs sont valables dans le cas d'un refroidisseur carré avec l'élément monté en son centre. Un refroidisseur long et étroit a une résistance thermique plus élevée.

Nous disposons des clips pour les éléments de faible puissance.

T_2 , T_4 , T_{12} , et T_{13} et des radiateurs moulés en aluminium pour les éléments de forte puissance. exemple: T_1 et T_3 .

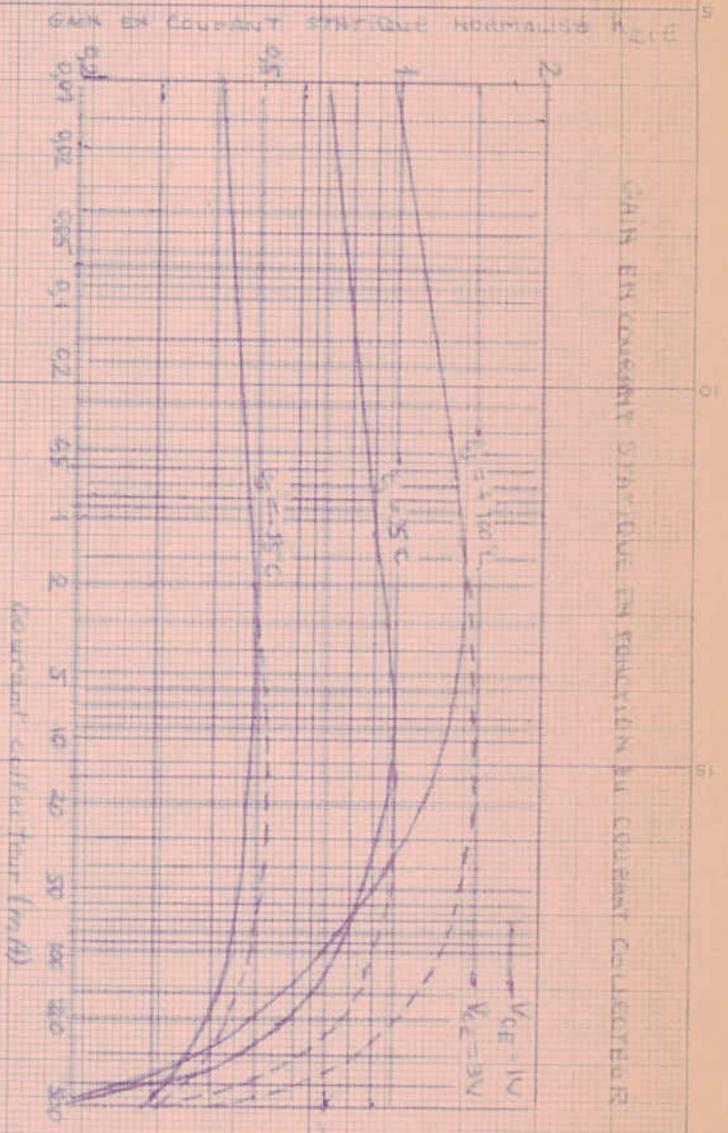
$P d = V_{\text{ce max}} \cdot I_{\text{max}} = 4 \text{ V} \cdot 2,5 \text{ A} = 10 \text{ W}$, Pour T_1 , et T_3 .

Pour plus de sécurité nous prenons $P d = 50 \text{ W}$ et $T_j - T_a = 100 \text{ °C}$.

.../...

D'après les courbes données par les constructeurs fournissant Pd en fonction de Tj-Ta on tire directement la longueur à découper sur le radiateur.
Soit dans notre cas $l = 8$ cm.

2N2907



SAISON EN COURANT STATIQUE EN FONCTION DU COURANT COLLECTEUR

EN COURANT STATIQUE NORMALISE

$T_A = 25^\circ\text{C}$
 $T_A = 50^\circ\text{C}$
 $T_A = 75^\circ\text{C}$

$V_{BE} = 0.7\text{V}$
 $V_{CE} = 3\text{V}$

(Normalized collector base current)

b) ETAGE D'ATTAQUE

1) COURANT DE BASE :

$$i_{b5} = \frac{i_{b4}}{\beta} = \frac{0,16 \text{ mA}}{110} = 1,45 \mu\text{A}$$

2) Tensions d'entrée et de sortie .

Lorsque le courant I_c varie $I_c + i_c$ à $I_c - i_c$ soit de $0,32 \text{ mA}$, la tension d'entrée et de sortie varient respectivement de $0,025 \text{ v}$ et $> 21,7$.

Soit :

3) Gain en tension .

$$A_{v5} = \frac{v_s}{v_e} = \frac{21,7}{0,025} = 870$$

4) Résistance d'entrée .

Le courant de base de T_5 varie de $I_{B5} + i_{b5}$ à $I_{B5} - i_{b5}$ soit $2,9 \mu\text{A}$.

On obtien alors $r_{e5} = \frac{0,025 \text{ v}}{2,9} \cdot 10^6 \text{ Ohm} = 8,6 \text{ k}$

ETAGE D'ENTREE

Pour un courant base de $0,16 \text{ mA}$ on a $V_{be5} = 0,59 \text{ v}$

$$\text{d'où } i_{r8} = \frac{0,59 \text{ v}}{5,84} \cdot 10^3 = 1,02 \cdot 10^{-4} \text{ A} = 102 \mu\text{A}$$

d'où $i_{c8} = (102 + 1,4) \mu\text{A} = 103 \mu\text{A}$, ce qui correspond à :

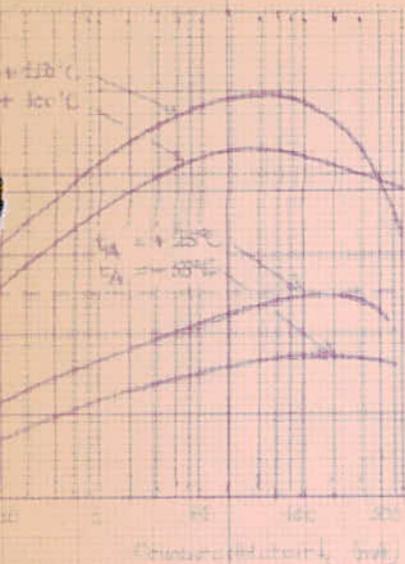
$$h_{11} = 20 \text{ k} \text{ et } h_{12} = 18 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{22} = \frac{1}{120 \text{ k}} \text{ et } h_{21} = 100$$

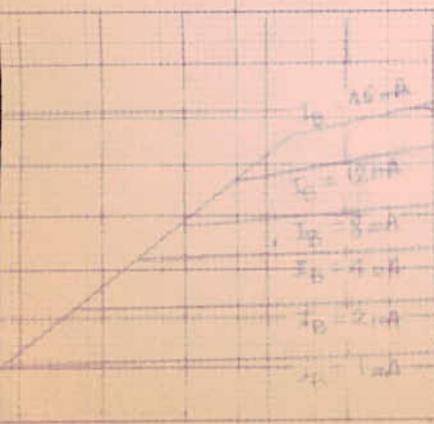
Donc on peut considérer que $h_{12} = h_{22} = 0$ d'où $h = 0$

Le schéma équivalent est le suivant :

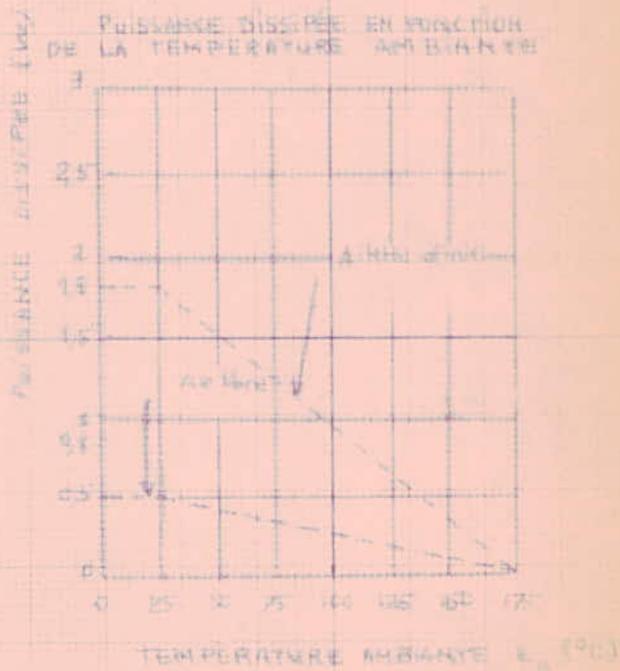
2N2222

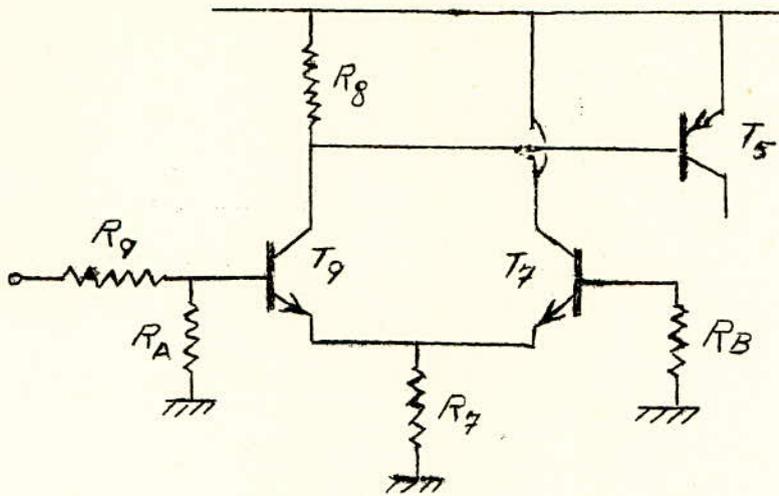


Caractéristiques de sortie
Emission Commune
2N2222

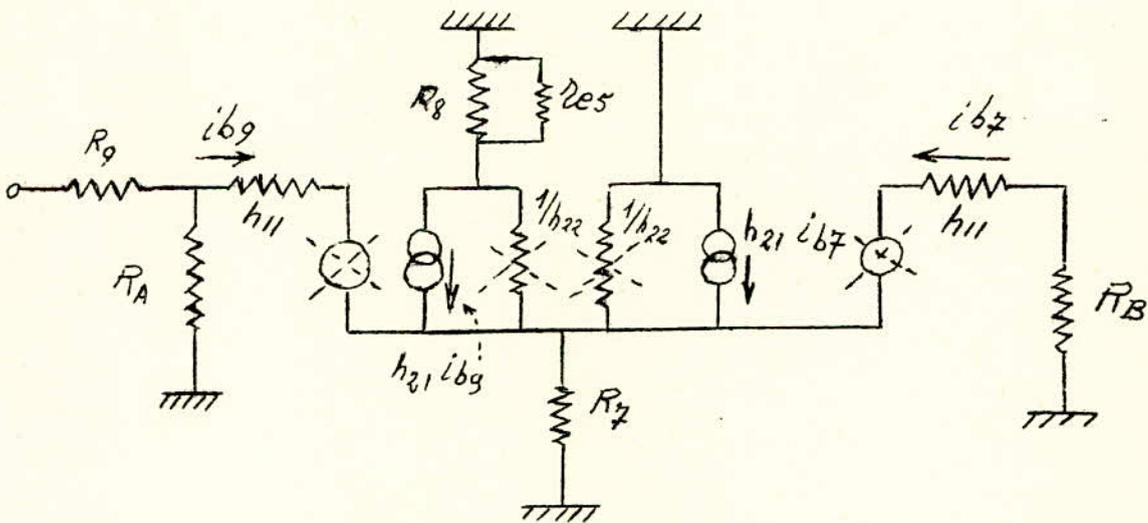


0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2
SIGN COLLECTEUR - ÉMETTEUR V_{CE} (V)



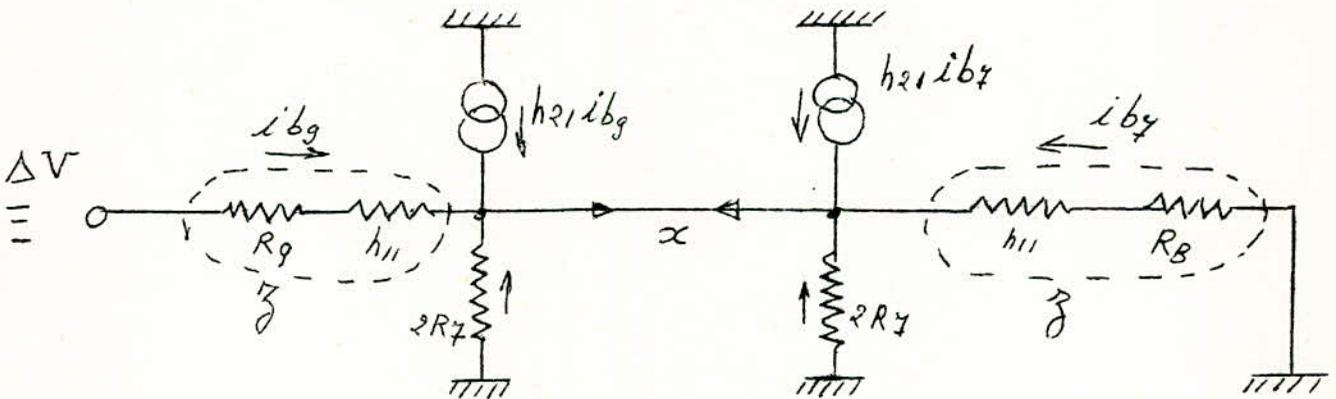
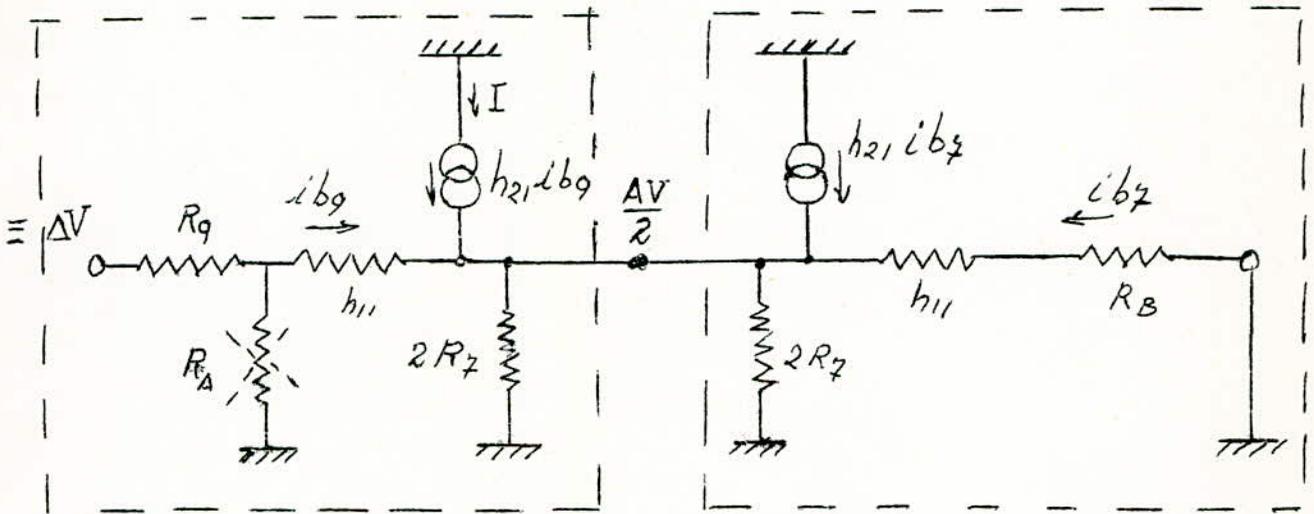
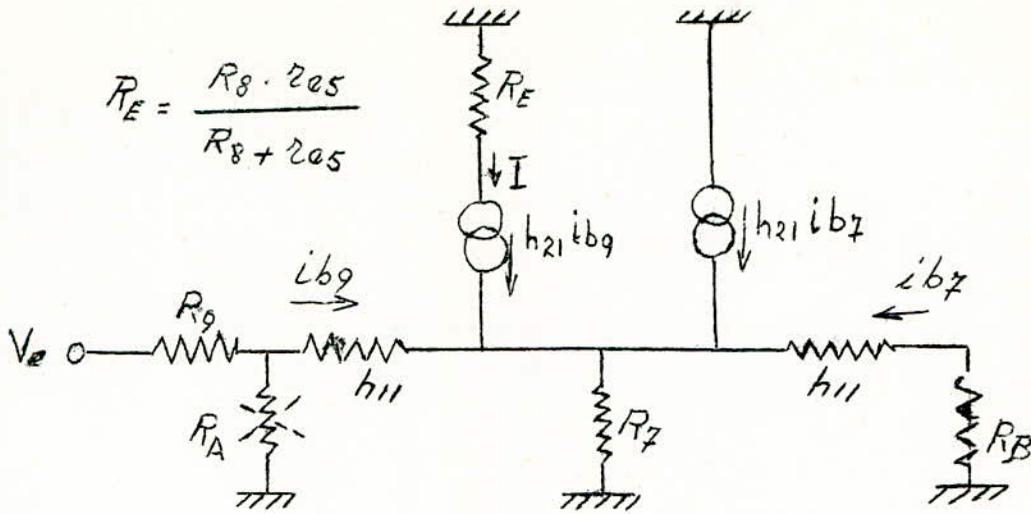


$$R_A = \frac{1}{2} \left(R_{10} + \frac{R_2}{2} \right) ; \quad R_B = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$$



- h_{12} négligeable
- $1/h_{22}$ négligeable

$$R_E = \frac{R_8 \cdot 2\alpha_5}{R_8 + 2\alpha_5}$$



$$i_{b9} (1 + h_{21}) + \left(-\frac{x}{2 R_7} \right) + i_{b7} (1 + h_{21}) + \left(-\frac{x}{2 R_7} \right) = 0$$

$$(i_{b9} + i_{b7}) (1 + h_{21}) = \frac{x}{R_7}$$

D'où :

$$\left[\frac{\Delta v - x}{z} + \frac{-x}{z} \right] (1 + h_{21}) = \frac{x}{R_7}$$

$$= \frac{\Delta v - 2x}{z} (1 + h_{21}) = \frac{x}{R_7}$$

En ordonnant, on trouve :

$$x \left[\frac{1}{R_7} + \frac{2}{z} (1 + h_{21}) \right] = \frac{v (1 + h_{21})}{z}$$

On tire :

$$x = \Delta v \frac{(1 + h_{21})}{\frac{z}{R_7} + 2(1 + h_{21})} \quad \text{qui tend vers } \frac{v}{2} \text{ lorsque}$$

R_7 est beaucoup plus grand que z .

Par ailleurs ,

$$i_{b1} = \frac{v}{z} \left[1 - \frac{1 + h_{21}}{\frac{z}{R_7} + 2(1 + h_{21})} \right]$$

$$\text{Et, } V_s = i_{b9} \cdot R_E \cdot h_{21} = v \cdot \frac{R_E \cdot h_{21}}{z} \left[1 - \frac{1 + h_{21}}{\frac{z}{R_7} + 2(1 + h_{21})} \right]$$

Si R_7 très grand par rapport à z , on a :

$$V_s = \Delta v \cdot \frac{R_E \cdot h_{21}}{2 z}$$

D'où le gain en tension de l'étage d'entrée:

$$A_v = \frac{R_E \cdot h_{21}}{2 z} = \frac{3,5 \cdot 100}{50} = 7$$

Gain en boucle ouverte de l'amplificateur : c'est le produit des gains des trois étages.

Soit

$$A_{vt} = A_{vs} \cdot A_{va} \cdot A_{ve} \quad \text{où}$$

A_{vs} = gain en tension de l'étage de sortie

A_{va} = gain en tension de l'étage d'attaque

A_{ve} = gain en tension de l'étage d'entrée

D'où :

$$A_{vt} = 0,92 \cdot 870 \cdot 7 = 5480.$$

Nous prévoyons un gain en tension de 10 en boucle fermée, soit $A = 10$

Soit k , le coefficient de contre réaction, on a :

$$A = \frac{A_{vt}}{1 + kv_t}$$

D'où on tire :

$$k = \frac{A_{vt} - A}{A_{vt} \cdot A} = \frac{5500 - 10}{5500 \cdot 10} = 0,1$$

$$\text{Par ailleurs } k = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 0,1 \text{ d'où } R_3 = 9 R_4$$

R_3 et R_4 sont choisies de manière à être équivalentes à R_9 , d'où

$$\frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} = R_9 = 5k, \text{ d'où on tire}$$

$$R_3 = 5k \quad \text{et} \quad R_4 = 45k.$$

R_{13} et R_{12} se déterminent d'après la courbe de dissipation de T_9 et T_{10} .
Leurs valeurs minimales sont de 4 k.

III. ALIMENTATION.

A. DETERMINATION DES ELEMENTS

Le courant de pointe maximum est $I_{C11} = 3 \text{ A}$

$$\text{D'où } I_{B11} = \frac{I_{C11}}{\beta} = \frac{3 \text{ A}}{80} = 39 \text{ mA}.$$

$$\text{Donc } I_{C13} = 39 \text{ mA}.$$

On suppose dans ce cas la diode ZENER est bloquée et le courant I_{C13} passe directement dans l'émetteur de T_{12} .

Le système déclanche parce que la ZENER ne transmet plus l'action régulatrice

$$V_{z2} \approx 6,8 \text{ V}.$$

Pour un courant $I_{C13} = 39 \text{ mA}$, on a $V_{BE13} = 0,7 \text{ V}$.

La tension émetteur - masse de $T_{13} = V_{z2} - V_{BE13} = 6,1 \text{ V}$.

$$\text{d'où } R_{16} = \frac{6,1}{39} \cdot 10 = 156 \text{ ohms}.$$

On prévoit un potentiomètre $P_4 = 500 \text{ Ohms}$ pour les ajustements.

$$I_{B12} = \frac{I_{C12}}{\beta} = \frac{39}{105} = 0,37 \text{ mA}.$$

On considère qu'il passe $10 I_{B12}$ dans l'échantillonneur, soit $3,7 \text{ mA}$.

$$\text{d'où } R_{\text{Total}} = \frac{V_{CC}}{10 I_{B12}} = 6,5 \text{ k}.$$

$$V_{R14} = V_{Z1} + V_{BE12} = 7,3 \text{ V};$$

D'où $R_{14} = 1,97 \text{ k}$.

$$R_{15} = \frac{V_{CC} - V_{R12}}{10 I_{B12}} = 4,3 \text{ k}.$$

Finalement on prend un potentiel $P_3 = 1 \text{ k}$.

$$R_{14} = 1,2 \text{ k}.$$

$$R_{B11} = \frac{V_{CC} - V_{Ce12} - V_{Be11} - V_{Ce11} - V_{Z1}}{I_{B11}} = \frac{24 - (6,8 + 1 + 0,7 + 4)}{39 \cdot 10^{-3}} =$$

300 Ohms.

$$R_{C13} = \frac{V_{CC} - V_{Z1} - V_{Ce13}}{I_{C13}} = \frac{24 - 6,8 - 1}{39 \cdot 10^{-3}} = 240 \text{ Ohms}.$$

On prend $C_3 = 500 \text{ uF}$. $R_{19} = R_{20} = 2,2 \text{ k}$ et $R_{21} = 10 \text{ M}$.

C_2 et C_4 seront déterminés expérimentalement

C_1 est le condensateur de redressement.

On prend V_{eff} aux bornes de la moitié du secondaire soit $V_{\text{max}} = 34 \text{ V}$.

En réservant 3 V pour les pertes Ohmiques, on peut admettre un ronflement de 6 V crête à crête.

La fréquence est de 100 Hz d'où la période $T = 10 \text{ ms}$.

$$Q_{C1} = C_1 \cdot V_{C1} = I_{\text{Max}} \cdot T$$

On prévoit un courant I_{max} de 6 A par mesure de sécurité

$$\text{D'où } C_1 = \frac{I_{\text{max}} \cdot T}{V_{C1}} = \frac{6 \text{ A} \cdot 10 \text{ ms}}{6 \text{ V}} = 10 \text{ mF}.$$

$$I_{\text{eff}} = 4 \text{ A}.$$

B. CALCUL DU TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION.

Puissance au demi-secondaire

$$P = \frac{1}{2} VI = \frac{1}{2} 34 \cdot 6 = 102 \text{ W}.$$

Section réelle du circuit magnétique

$$S_r = \frac{1}{2} \sqrt{102} = 12 \text{ Cm}^2.$$

Il' ayant trouvé ni la carcasse, ni le fer adaptés on utilise un transformateur déjà construit .

On mesure au secondaire le nombre de spires par volt que l'on trouve égal à 3, 2
Ce qui correspond à une section de fer égale à $S = 16 \text{ cm}^2$.

La densité de courant est de 3,5 A par mm .

On déduit alors le diamètre du fil $\phi = 1,25 \text{ mm}$.

Ce diamètre n'existant pas on prend $\phi = 1,4 \text{ mm}$.

Nombre de tours au secondaire $N = 5,2 \cdot 24 = 76,8$.

Par mesure de sécurité on prend $N' = 1,2 N = 92$.

Après réalisation et mesure on trouve une tension au $\frac{1}{2}$ secondaire de 25 V.

Joindre le geste à la parole , concilier la théorie et la pratique, "mettre la main à la pâte ", je veux simplement dire que réaliser pratiquement un appareil n'est pas chose facile surtout quand on n'a pas soi-même l'expérience de réalisations semblables .

Cependant une fois le schéma théorique bien étudié , retouché , revu et que les calculs paraissent irréprochables il faut passer à la réalisation de la maquette qui doit passer au labo (mesures de tensions , de débits à chaque électrode, mesures de la puissance modulée, du taux de distorsion, de la tension de ronflement etc).

Lorsque ce sondage donne entière satisfaction il faut adopter le schéma définitif .

Pour la maquette il faut faire la liste de tout le matériel nécessaire, se le procurer et songer à tracer le châssis .

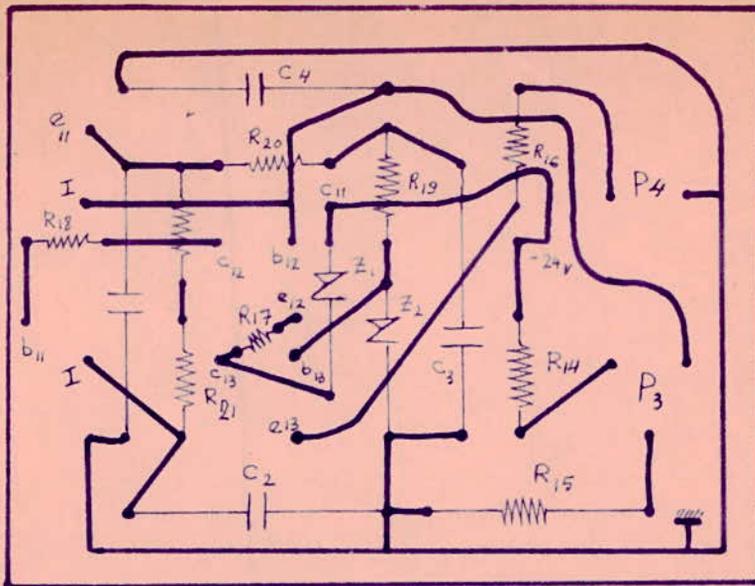
Le châssis à la forme d'un socle, c'est-à-dire qu'il est formé par une plaque de tôle horizontale, dont les quatre côtés sont rabattus et rivés. Sur la face avant du socle sont disposés les organes de commande (potentiomètre, interrupteur), les entrées et les sorties .

Sur la face arrière on placera les prises du secteur d'alimentation . Le châssis accueillera les pièces principales : Transformateur et ventilateur .

Juste au dessus 2 plaquettes de bois servent de fauteuils aux radiateurs des transistors de puissance et des diodes de redressement .

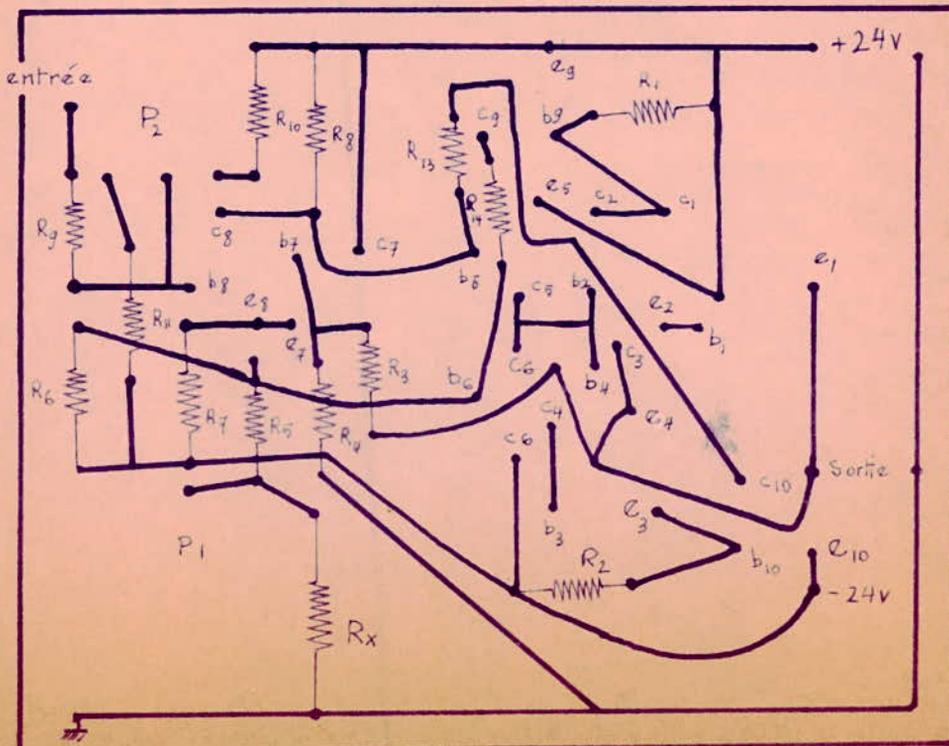
La protection des organes et la porte de visite sont assurées par un capot en tôle, percé d'orifices pour la ventilation des organes qui s'échauffent .

L'ensemble est complété par une poignée pour faciliter et permettre son transport.



CIRCUIT IMPRIME: ALIMENTATION - 24V

CIRCUIT IMPRIME: AMPLIFICATEUR 50W



--- REALISATION DU CIRCUIT ELECTRIQUE ---

Le circuit électrique est réalisé sur 3 plaques de circuits imprimés dont une pour l'amplificateur et deux pour l'alimentation (+ 24 V et - 24 V).

Pour cela nous avons fait en sorte que :

- Les organes de commande soient près des étages qu'ils contrôlent
- Les entrées, les sorties et l'alimentation soient les plus éloignées que possible les unes des autres .
- Les connexions les plus courtes possibles
- Les étages se suivent dans un ordre voisin du schéma théorique .

Evidemment un tel compromis est difficile à réaliser et il faut déplacer les papiers sur le papier , plusieurs fois avant de trouver la solution qui paraît la meilleure .

Au cours des essais de la maquette il faut parfois modifier la disposition de certains éléments et même changer complètement d'autres .

Les transistors de puissance et les diodes de redressement sont reliés par des fils au circuit imprimé .

Les soudures sont réalisées avec soin grâce à un fer chaud et bien propre .

L' amplificateur comme tous les montages complémentaires a l'inconvénient de nécessiter deux alimentations, mais ce défaut est largement comblé par :

- Une excellente amplification
- Une dérive compensée par :
 - . une alimentation stabilisée
 - . un montage DARLINGTON
 - . une contre- réaction
 - . une entrée à amplificateur différentiel
 - . un radiateur spécialement conçu pour le genre de transistor utilisé
- Une protection triple de la part
 - . de l'alimentation stabilisée
 - . de la contre- réaction de tension
 - . des transistors T_9 et T_{10} .

Il convient d'ajouter que

- L' amplification d'un signal d'entrée continu, ou plus exactement à variation très lente est fréquemment nécessaire dans les applications industrielles et scientifiques .

On fait appel à des amplificateurs à liaisons directes acceptant des signaux dont le spectre s'étend jusqu'à des fréquences voisines de zéro.

Dans les nombreuses applications il convient de citer :

- La commande des servo- moteurs à courant continu.
- Leur présence dans les dispositifs de mesure: industriels (pressions, température , débits, etc), et aussi pour les très faibles puissances:
- Leur utilité pour actionner un rélai, dans les systèmes de commande ou de signalisation automatique, dès que le signal continu atteint une valeur suffisante.

- L'avantage qu'ils offrent couramment en remplaçant des instruments de mesure à haute sensibilité, tels que les microampèremètres ou les voltmètres à haute impédance par des équipements plus robustes .

- Leurs applications courantes, dont les calculateurs analogiques et les électrocardiographes constituent des exemples types.

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

- I - M. MOUNIC :
- Transistors, 1^o Partie
 - Transistors, 2^o Partie
 - Fascicule I
 - Amplification, 1^o Partie
(Foucher, 1967)
- 2 - J.P. OEHMICHEN :
- Emploi rationnel des transistors
(Editions Radio , 1964)
- 3 - F. MILSANT :
- Cours d'électronique Tome I
 - " " Tome II
 - " " Tome III
- 4 - Les Ingénieurs de la TEXAS INSTRUMENTS Inc . /
- Calcul des circuits à transistors
(Béranger , Dunod , 1965 .)
- 5 - R. BESSON :
- Amplification B. F.
(Technique & Vulgarisation , 1966 .)
- 6 - ARRONSSOHN et PEPTA :
- Théories et pratique des semi- conducteurs
- 7- R. F. SHEA :
- Technique des circuits à transistors
- 8 - B. GRABOWSKI /
- Recueil d'exercices et de problèmes sur les circuits à transistors ,
- 9 - J. SLOSIAR :
- COURS DE THEORIE DES CIRCUITS .