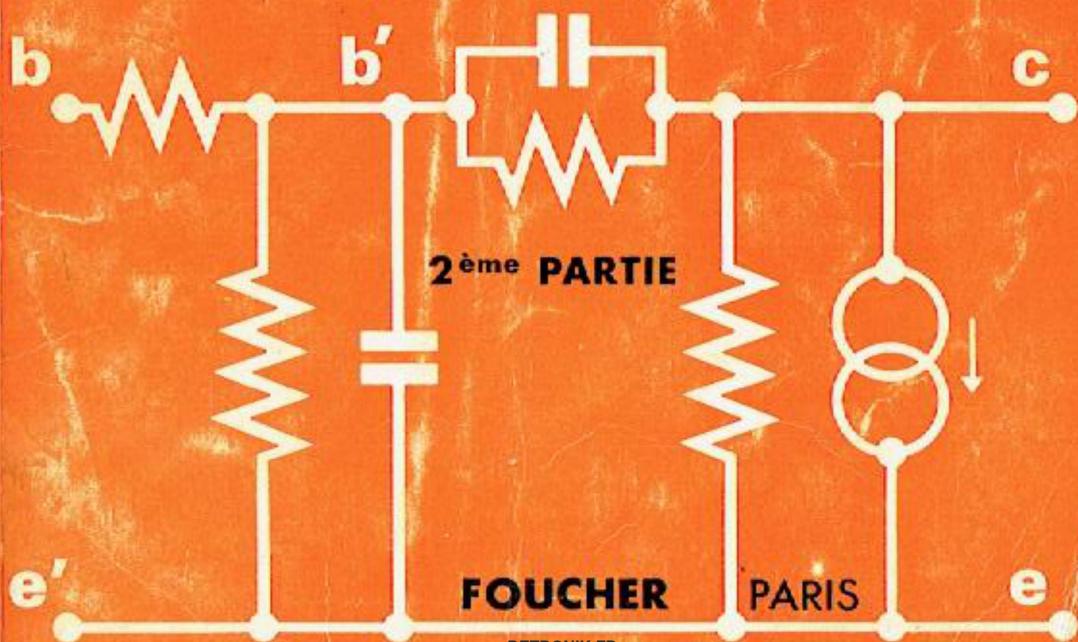


M. MOUNIC

SEMICONDUCTEURS

TRANSISTORS



SEMICONDUCTEURS

DEUXIÈME PARTIE

TRANSISTORS

Marcel MOUNIC

Agrégé de Physique,
Ancien Élève et Professeur de l'École Normale
Supérieure de l'Enseignement Technique.
Professeur au L. T. d'État de Puteaux.

SEMICONDUCTEURS

DEUXIÈME PARTIE

TRANSISTORS

à l'usage des Techniciens de l'Industrie
et des Élèves techniciens et techniciens supérieurs

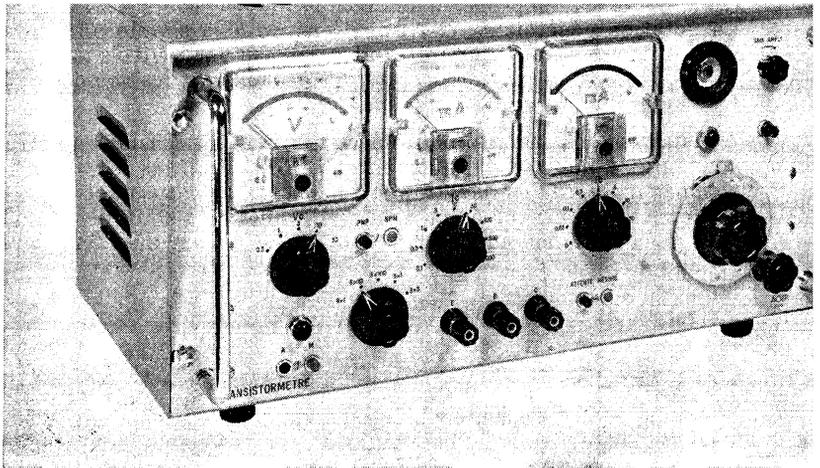
LES ÉDITIONS FOUCHER
128, rue de Rivoli — PARIS

Électronique

(Collection MOUNIC)

- Physique électronique (vide, gaz). Émissions. Tubes* par **MOUNIC**
- Semiconducteurs. 1^{re} Partie.* —
- Semiconducteurs. 3^e Partie : Thyristors* —
- Transistors. Problèmes avec solutions (2 fascicules)* —
- Amplification, fascicule 1* —
- Électronique industrielle : redressement; commande par grilles* —
- Solutions des problèmes (courants périodiques, redressement...)* par **MOUNIC**
et **MONFORT**
- Travaux pratiques d'électronique (4 fascicules)* par **MOUNIC**
et **RICARD**
- Impulsions* par **P. RIVÈRE**
Étude générale de la production, de la transmission et
du traitement des impulsions en vue de leur applica-
tion aux matériels électroniques modernes.
L'exposé des techniques de base s'appuie exclusive-
ment sur les circuits modernes à semiconducteurs.
- Électronique de base* par **THUREAU**
- Le dessin et le schéma en construction d'électronique* par **TINEL**
et **DE LUCA**
- Télévision* par **J. PARDIES**
1^{re} Partie : Émissions. — Réception. — Circuits
modernes de balayage.
2^e Partie : Électronique générale : Amplificateurs
à large bande. — Réponse transitoire.
— Relaxateurs.
- Servomécanismes (cours)* par **PEUTEMAN**
- Travaux pratiques de servomécanismes* par **MONTEILLER**
et **PEUTEMAN**
- Mathématiques* par **FRAÏSSÉ**
et **MOUNIC**
Fascicule 1 : Nombre. Fonction.
Fascicule 2 : Série. Exponentielle. Polynôme
- Solutions des problèmes de mathématiques, fascicule 1.* par **FRAÏSSÉ**
MOUNIC
et **BRAEMER**

FOUCHER - Éditeur



Transistormètre.

Document A. O. I. P.

Cet appareil mesure les paramètres principaux des transistors (jusqu'à 30 watts) : il facilite le choix pour un montage donné et permet le tri en fabrication.

Le gain et l'impédance d'entrée sont mesurés en émetteur commun, par des méthodes d'opposition en petits signaux alternatifs.

Précision : gain en courant, 4 %, résistance d'entrée, 4 %, courants résiduels I_{CBO} et I_{CEO} , 5 %.

Ce transistormètre mesure aussi les courants direct et inverse des diodes.

I. — TRANSISTOR : PETITS SIGNAUX

PROCÉDÉS DE CALCUL (audiofréquences)

Dans le cas de signaux d'amplitude petite par rapport aux polarisations continues, on assimile le transistor à un quadripôle linéaire.

Sont très utilisés :

- aux audiofréquences (A. F.) les paramètres hybrides ou paramètres h ;
- aux radiofréquences (R. F.) les admittances ou paramètres y .

Dans le cas de signaux forts, aux A. F., on procède par détermination graphique (Semiconducteurs, I^{re} Partie; y revoir aussi : principe du transistor à jonctions; caractéristiques et détermination graphique des paramètres; équations fondamentales; procédés de polarisation et de stabilisation thermique; calcul des facteurs de stabilité vis-à-vis de I_{CBO} et V_{BE} ...).

A. — Paramètres hybrides

I. — REPRÉSENTATION DU TRANSISTOR PAR UN QUADRIPOLE

Considérons par exemple le montage émetteur commun.

Pour simplifier, nous poserons chaque fois que cela sera possible, pour l'alternatif :

$$\begin{aligned} v_{be} &= v_1 : \text{tension d'entrée ou de commande ;} \\ i_b &= i_1 : \text{courant d'entrée ou de commande ;} \\ v_{ce} &= v_2 : \text{tension de sortie ;} \\ i_e &= i_2 : \text{courant de sortie.} \end{aligned}$$

Ces signaux sont superposés aux composantes continues V_{BE} , I_B , V_{CE} , I_C .

La notation générale v_1 , i_1 , v_2 , i_2 d'écriture plus simple offre un autre avantage : les résultats littéraux obtenus sont valables pour les trois montages (*B. C.*; *E. C.*; *C. C.*); il suffit de considérer, pour les paramètres, les valeurs numériques qui correspondent à chacun de ces montages.

Nous avons déjà adopté pour les courants et les tensions d'entrée et de sortie les conventions habituelles du quadripôle (fig. 1). Dans le cas de petits signaux — *signaux d'amplitudes petites par rapport aux polarisations continues* — on peut assimiler le transistor à un quadripôle linéaire : deux des grandeurs v_1 , i_1 , v_2 , i_2 sont des fonctions linéaires des deux autres autour du point de repos adopté.

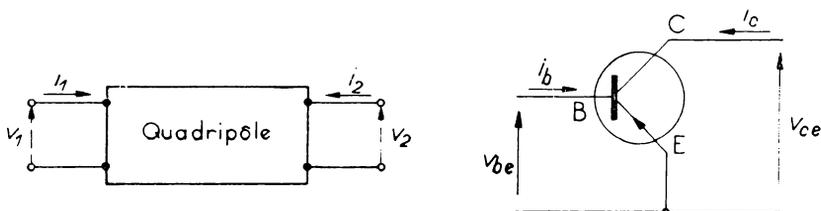
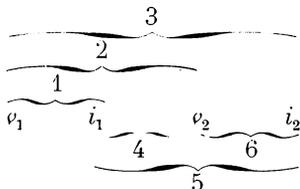


FIG. 1. — *A gauche* : notation générale du quadripôle. *A droite* : montage émetteur commun.

Il existe six façons de grouper 4 lettres 2 à 2 :



d'où six systèmes d'équations équivalentes pour représenter un quadripôle. On adopte, dans chaque cas particulier de quadripôle, le système le plus commode. Donnons trois exemples correspondant, pour les fonctions, aux groupements 2 (v_1 , v_2), 5 (i_1 , i_2) et 3 (v_1 , i_2).

Paramètres impédances :

$$\begin{aligned} v_1 &= z_{11} i_1 + z_{12} i_2 \\ v_2 &= z_{21} i_1 + z_{22} i_2. \end{aligned}$$

Le premier indice de chaque paramètre est celui de la fonction, le second celui de la variable. ♦

Pour le transistor, aux A. F., ces impédances sont des résistances pures.

Par exemple $z_{11} = r_{11} = \frac{v_1}{i_1}$ pour $i_2 = 0$: c'est donc la *résistance d'entrée, sortie ouverte* (pour l'alternatif). Interprétations analogues pour r_{12} , r_{21} , r_{22} .

Les paramètres impédances ne sont pratiquement plus employés par les fabricants.

Paramètres admittances :

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} v_1 + y_{12} v_2 \\ i_2 &= y_{21} v_1 + y_{22} v_2 \end{aligned}$$

Par exemple $y_{11} = \frac{i_1}{v_1}$ pour $v_2 = 0$: c'est donc l'*admittance d'entrée, sortie en court-circuit* (pour l'alternatif).

Les paramètres admittances sont employés pour les transistors aux radiofréquences ; aux audiofréquences on leur préfère les paramètres hybrides.

Lorsque les paramètres sont complexes, il en est de même des tensions et des courants qui seront alors représentés par des majuscules (ch. III).

2. — DÉFINITION DES PARAMÈTRES HYBRIDES

Adoptons v_1 et i_2 comme fonctions des deux variables i_1 et v_2 :

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

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

Les quatre coefficients ou paramètres h ne sont plus comme dans les deux cas précédents, de même nature physique, d'où le qualificatif *hybride* :

$h_{11} = \frac{v_1}{i_1}$ pour $v_2 = 0$: impédance d'entrée, sortie en court-circuit (pour l'alternatif) ;

$h_{12} = \frac{v_1}{v_2}$ pour $i_1 = 0$: rapport de transfert inverse de la tension, entrée ouverte (pour l'alternatif) ;

$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ pour $v_2 = 0$: rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit (pour l'alternatif) ; plus simplement : amplification ou gain en courant ;

$h_{22} = \frac{i_2}{v_2}$ pour $i_1 = 0$: admittance de sortie, entrée ouverte. Notons que

$h_{22} = \frac{1}{r_{22}}$, avec $r_{22} = \frac{v_2}{i_2}$ pour $i_1 = 0$: résistance de sortie, entrée ouverte.

Les paramètres h comprennent donc, en A. F. : une résistance : h_{11} ; une conductance : h_{22} ; deux nombres (sans dimension) : h_{12} et h_{21} .

Les paramètres h représentent des mesures relevées en fabrication et s'interprètent immédiatement sur les réseaux publiés par les constructeurs (§ 3).

Les mesures se font par source de courant constant, par pont... à l'aide d'un générateur A. F. et d'un millivoltmètre A. F. (Voir Trav. Prat.) Ces paramètres deviennent complexes au-dessus de quelques kilohertz ; leur valeur B. F. est mesurée à 1000 Hz afin d'éviter la partie réactive.

*Les paramètres h prennent des valeurs différentes avec le montage ; pour les distinguer, on ajoute les indices b, e, c respectivement pour les montages base commune, émetteur commun, collecteur commun. Par exemple : h_{21b} , h_{21e} , h_{21c} . Nous emploierons surtout les paramètres du montage **émetteur commun** avec les abréviations $h_{21e} = \beta$,*

$$\frac{1}{h_{22e}} = \rho.$$

3. — INTERPRÉTATION GÉOMÉTRIQUE DES PARAMÈTRES HYBRIDES

Les notations v_1, i_1, v_2, i_2 pourraient être remplacées par $\Delta V_1, \Delta I_1, \Delta V_2, \Delta I_2$: chaque paramètre h représente le taux de variation (dérivée) de l'une des fonctions V_1 et I_2 par rapport à l'une des variables V_2 et I_1 .

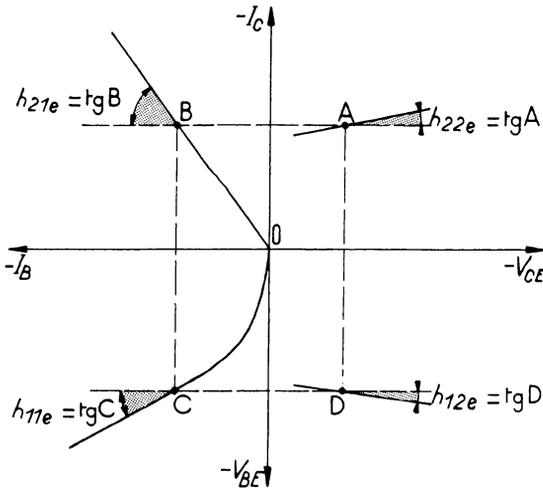


FIG. 2.

Or ces fonctions et ces variables sont les mêmes que dans les réseaux publiés par les constructeurs ; les quatre paramètres h représentent donc les pentes des caractéristiques, au point de repos du transistor, dans chacun des quadrants (fig. 2) :

h_{22} : pente de la caractéristique de sortie : quadrant 1 ;

h_{11} : pente de la caractéristique d'entrée : quadrant 3 ;

h_{21} : pente de la courbe I_2 (I_1) ou I_c (I_B) quadrant 2 ;

h_{12} : pente de la caractéristique V_1 (V_2) ou V_{BE} (V_{CE}) : quadrant 4.

Pour le montage émetteur commun, les réseaux montrent que ces quatre pentes sont positives : **les paramètres h sont tous positifs.**

EXEMPLE. — Transistor 2 N 929, silicium, planar, pour applications B. F.

Au point de repos : $V_{CE} = 5$ volts ; $I_c = 1$ mA ; $I_B = 5 \mu A$ et pour $f = 1\,000$ Hz, à $25^\circ C$: $h_{11e} = 5$ k Ω ; $h_{12e} = 2,5 \cdot 10^{-4}$; h_{21e} ou $\beta = 200$; $h_{22e} = 14 \mu A/V$. Nous utiliserons :

$$\rho = \frac{1}{h_{22e}} = \frac{1}{0,014} \approx 70 \text{ k}\Omega.$$

Pour le transistor **OC 75**, PNP, germanium, on a à $T_{amb} = 25^\circ C$ et pour $-V_{CE} = 2$ V, $-I_c = 3$ mA, $f = 1\,000$ Hz (p. 24) :

$$h_{11e} = 1,3 \text{ k}\Omega ; h_{21e} = 90 ; h_{22e} = 125 \mu A/V ; h_{12e} = 8 \cdot 10^{-4}.$$

On a donc autour de ce point de repos, pour de petits signaux :

$$\begin{aligned} v_{be} &= 1,3 i_b + 8 \cdot 10^{-4} v_{ce} & (\text{V, k}\Omega, \text{mA}) \\ i_c &= 90 i_b + 0,125 v_{ce} & \left(\text{mA}, \frac{\text{mA}}{\text{V}}, \text{V} \right). \end{aligned}$$

4. — SCHÉMA ÉQUIVALENT A DEUX GÉNÉRATEURS DÉDUIT DES PARAMÈTRES HYBRIDES

L'équation (1) : $v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2$ est celle de la loi d'Ohm (notation générale $U = RI + R'$) pour un récepteur de résistance interne h_{11} et de f. c. é. m. $h_{12} v_2$;

ce récepteur est le circuit d'entrée (fig. 3) auquel le générateur de commande fournit la puissance instantanée $v_1 i_1$ et la puissance moyenne $V_1 I_1$ (V_1, I_1 : valeurs efficaces ; A. F.).

Le générateur équivalent vu des bornes de la charge R_c (fig. 3) se déduit de l'équation (2), page 5, écrite :

$$h_{21} i_1 = i_2 + h_{22} (-v_2) = i_2 + \frac{(-v_2)}{r_{22}}.$$

Cette équation exprime que le courant $h_{21} i_1$ d'un générateur de courant se partage entre la charge (courant de sortie i_2) et la résistance interne $r_{22} = \frac{1}{h_{22}}$ de ce générateur.

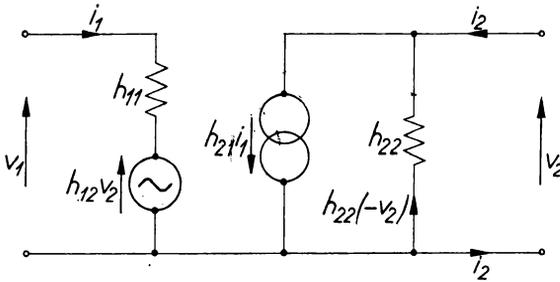


FIG. 3. — Schéma équivalent à deux générateurs, l'un de tension : $h_{12} v_2$, l'autre de courant : $h_{21} i_1$. En A. F. : h_{11} est une résistance et h_{22} une conductance.

Ce schéma est utile pour trouver les relations usuelles : gains en tension et en puissance, résistances d'entrée et de sortie... Il doit être complété, aux H. F., de même que le schéma équivalent de la triode doit l'être par les capacités interélectrodes.

REMARQUE. — On reconnaît, à droite, le schéma équivalent au générateur de courant employé pour un tube à vide. Dans bien des cas, h_{12} est assez faible pour que la suppression du générateur $h_{12} v_2$ constitue une approximation acceptable : en émetteur commun **le transistor est pratiquement équivalent à une pentode de résistance interne $\rho = \frac{1}{h_{22e}}$ et dont l'entrée serait shuntée par la résistance h_{11e} .**

Ce schéma montre bien que les paramètres h sont ceux qui rendent le mieux compte du fonctionnement physique du transistor : commande du courant de sortie par le courant d'entrée, réaction de la sortie sur l'entrée (terme $h_{12} v_2$).

Toutefois, aux radiofréquences, d'autres représentations correspondent à des mesures plus faciles (Ch. III).



B. — Gains, résistances d'entrée et de sortie

I. — ÉQUATIONS DE DÉPART (A. F.). CONDUITE DES CALCULS

Afin de simplifier la notation et d'obtenir des résultats valables pour les trois montages fondamentaux du transistor, adoptons la notation générale du quadripôle linéaire :

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

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

Nous supposons en outre :

— que la charge est une résistance pure R_c ; avec les conventions de signe adoptées pour v_2 et i_2 :

$$v_2 = -R_c i_2 ; \quad (3)$$

(Cette équation correspond terme à terme à l'équation bien connue $v_a = -R_a i_a$ de la triode et la pentode.)

— que l'impédance du générateur de commande est une résistance pure R_g ; soit e_g sa f. é. m. : $v_1 = e_g - R_g i_1$. Lorsque, pour calculer la résistance de sortie, on annule e_g , il reste :

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

Il faut alors attaquer le quadripôle par ses bornes de sortie, par un générateur de f. é. m. v_2 et qui débite le courant i_2 ; par définition, la résistance interne du quadripôle, vue de sa sortie, est $R_s = \frac{v_2}{i_2}$.

Pour calculer A_i , A_v , R_e , R_s , on procède aux éliminations convenables :

— soit directement entre les équations 1, 2, 3, 4 ;

— soit en utilisant un résultat déjà trouvé (A_i , R_e ...) pour abrégier le calcul.

En outre, on est amené à utiliser des abréviations (Δh , H ...) pour condenser certains résultats littéraires et faciliter les calculs numériques.

2. — CALCUL DE L'AMPLIFICATION EN COURANT A_i

Éliminons v_2 entre les équations (2) et (3) :

$$i_2 = h_{21} i_1 - h_{22} R_c i_2 ;$$

$$(1 + h_{22} R_c) i_2 = h_{21} i_1 ;$$

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_c}. \quad (5)$$

L'amplification en courant diminue lorsque la charge R_c augmente ; pour $R_c = 0$ on obtient : $A_i = h_{21e}$ (ou $A_i = -h_{21b}$), amplification maximale en courant.

On utilise les abréviations courantes :

— montage émetteur commun : $\beta = h_{21e} > 0$, $\rho = \frac{1}{h_{22e}}$; l'expression de A_i représente simplement le partage d'un courant principal (βi_b) entre deux dériva-
tions, R_c et ρ :

$$i_c = \beta i_b \frac{\rho}{\rho + R_c} = \frac{\beta i_b}{1 + \frac{R_c}{\rho}} ; \quad A_i = \frac{\beta}{1 + \frac{R_c}{\rho}} ;$$

— montage base commune : $\alpha = -h_{21b} > 0$ (rappelle que $i_2 = i_c$ et $i_1 = i_e$ sont de signes opposés).

Rappelons que $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$; par exemple, pour $\alpha = 0,98$, on a $\beta = \frac{0,98}{0,02} = 49$.

Exemple numérique. Transistor OC 75 en émetteur commun.

$$h_{21e} = \beta = 90 ; \quad \rho = 8 \text{ k}\Omega \text{ (voir § 3)}.$$

Pour $R_c = 1 \text{ k}\Omega$:

$$A_i = \frac{90}{1 + \frac{1}{8}} = \frac{90}{1,125} = 80.$$

Pour $R_c = 2 \text{ k}\Omega$:

$$A_i = \frac{90}{1 + 0,125 \times 2} = 72.$$

Le gain en courant pour les *faibles* charges est pratiquement égal au gain à sortie court-circuitée, ce qui simplifie parfois le calcul du gain en puissance, ainsi que le montre l'exercice suivant.

Exercice : *Un transistor attaque directement un transistor identique. Sachant que $h_{21e} = \beta = 30$, calculer l'amplification et le gain en puissance de ce transistor.*

Solution : Soient I_b l'intensité efficace du courant de commande et I_c celle du courant alternatif de sortie. La puissance d'entrée est $P_e = R_e I_b^2$ et la puissance de sortie, sur la charge R_e (résistance d'entrée du transistor suivant) est $P_s = R_e I_c^2$.

Amplification en puissance : $A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_e I_c^2}{R_e I_b^2} = \left(\frac{I_c}{I_b}\right)^2 \approx \beta^2$.

$$A_p = 30^2 = 900 \text{ (fois)}.$$

Gain en puissance : $G_p = 10 \log A_p = 10 \log 900 = 10 \times 2,95 = 29,5 \text{ dB}$.

Ce transistor, qui débite sur une charge égale à sa résistance d'entrée, possède un gain en courant égal à son gain en court-circuit et on voit que, dans ces conditions, $G_p = G_i$, tandis que $A_v = A_i$.

Notons qu'avec une liaison par transformateur on augmenterait considérablement le gain en puissance.

3. — EXPRESSION DE LA RÉSISTANCE D'ENTRÉE $R_e = \frac{v_1}{i_1}$

D'après les équations 1 et 3 :

$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} (-R_c i_2) = h_{11} - h_{12} R_c A_i i_1$$

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

Compte tenu de l'expression 5 de A_i :

$$R_e = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21} R_c}{1 + h_{22} R_c} = \frac{h_{11} + (h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}) R_c}{1 + h_{22} R_c}$$

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

$$\boxed{R_e = \frac{h_{11} + \Delta h R_c}{1 + h_{22} R_c}} \quad (6)$$

Notons que, pour $R_c = 0$, c'est-à-dire $v_2 = 0$, on retrouve $R_e = h_{11}$.

EXEMPLES. **OC 75**. — Au point de repos indiqué page 6 :

$$h_{11e} = 1,3 \text{ k}\Omega ; h_{21e} = 90 ; h_{12e} = 8 \cdot 10^{-4} ; h_{22e} = 0,125 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

On trouve : $\Delta h_e = 0,09$ et, pour $R_c = 2 \text{ k}\Omega$:

$$R_e = \frac{1,3 + 0,09 \cdot 2}{1 + 0,125 \cdot 2} = \frac{1,48}{1,25} = 1,18 \text{ k}\Omega$$

Comme le gain en courant, R_e est pratiquement le même aux charges usuelles qu'en court-circuit.

Après division des deux termes par R_c , la relation (6) donne pour R_c infinie :

$$R_e = \frac{\Delta h}{h_{22}} = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22}} < h_{11}$$

Avec les valeurs numériques précédentes :

$$R_e = \frac{\Delta h}{h_{22}} = \frac{0,09}{0,125} = 0,72 \text{ k}\Omega$$

Ainsi la résistance d'entrée décroît de $h_{11e} = 1,3 \text{ k}\Omega$ à $0,72 \text{ k}\Omega$ lorsque la charge croît de zéro à l'infini.

Transistor 2 N 929 (données p. 6). $\Delta h_e = 0,02$.

Pour $R_c = 5,6 \text{ k}\Omega$:

$$R_e = \frac{5 + 0,02 \cdot 5,6}{1 + \frac{5,6}{70}} \approx 4,7 \text{ k}\Omega$$

Notons que pour obtenir la résistance d'entrée de l'étage il faut tenir compte du circuit de polarisation de l'électrode d'entrée ; par exemple, dans le cas d'un pont de polarisation, R_1 , R_2 entre $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$, R_1 et R_2 sont, pour l'alternatif, en parallèle entre base et émetteur :

$$\frac{1}{(R_e)_{\text{étage}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{(R_e)_{\text{transistor}}}$$

4. — AMPLIFICATION EN TENSION A_v

On a :

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-R_c i_2}{R_e i_1} = \frac{R_c}{R_e} A_i ;$$

ou
$$A_v = - \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_c} \frac{R_c}{R_e} \quad (7)$$

Équation dans laquelle on peut remplacer R_e par son expression (6). On trouve :

$$A_v = \frac{-h_{21} R_c}{h_{11} + \Delta h R_e} \quad (7')$$

Le signe *moins* rappelle que :

- le montage émetteur commun ($h_{21e} = \beta > 0$) inverse la phase ;
- le montage base commune ($h_{21b} = -\alpha < 0$) ne l'inverse pas, non plus que le montage collecteur commun ($h_{21c} = -\gamma < 0$).

Pour le rapport des valeurs efficaces, nous prendrons $\frac{V_2}{V_1} = |A_v|$.

Notons que

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

augmente avec R_c : $|A_v|$ passe de 0 pour $R_c = 0$ à $|A_{v \max}| = \frac{|h_{21}|}{\Delta h}$ pour R_c infinie.

EXEMPLES. **2 N 929.** $R_c = 5,6 \text{ k}\Omega$:

$$A_v = \frac{-200 \cdot 5,6}{5 + 0,02 \cdot 5,6} \approx -220.$$

Pour le transistor **OC 75** au point indiqué § 3 :

$$\Delta h_e = 1,3 \times 0,125 - 8 \cdot 10^{-4} \cdot 90 \approx 0,09.$$

Pour $R_c = 1 \text{ k}\Omega$: $A_v = \frac{-90}{1,3 + 0,09 \cdot 1} = -65.$

EXERCICE. — Retrouver l'expression 7' en éliminant directement i_1 et i_2 entre (1), (2) et (3).

Pour $R_c = 2 \text{ k}\Omega$: $A_v = \frac{-90 \cdot 2}{1,3 + 0,09 \cdot 2} = -\frac{180}{1,48} = -122.$

5. — RÉSISTANCE DE SORTIE R_s

Pour la calculer en tenant compte du générateur de commande, nous laissons dans le circuit d'entrée la résistance interne de ce générateur, mais nous enlevons la f. é. m. e_g . Pour $e_g = 0$ (revoir le § B 1),

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

Alimentons le quadripôle, entre ses bornes de sortie, par un générateur de f. é. m. v_2 et soit i_2 le courant débité par ce générateur ; par définition :

$$R_s = \frac{v_2}{i_2}.$$

Compte tenu de (4), les équations du quadripôle s'écrivent :

$$-R_g i_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \quad (1)$$

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

Éliminons i_1 entre les équations 1 et 2 :

$$i_1 = \frac{-h_{12} v_2}{h_{11} + R_g},$$

$$i_2 = h_{21} \frac{-h_{12} v_2}{h_{11} + R_g} + h_{22} v_2$$

ou

$$i_2 = \frac{-h_{12} h_{21} + h_{11} h_{22} + h_{22} R_g}{h_{11} + R_g} v_2$$

$$i_2 = \frac{\Delta h + h_{22} R_g}{h_{11} + R_g} v_2.$$

$$\boxed{R_s = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g}} \quad (9)$$

EXEMPLE : OC 75 ; $R_g = R_e = 1,2 \text{ k}\Omega$ (voir § 3) :

$$R_s = \frac{1,3 + 1,2}{0,09 + 0,125 \cdot 1,2} = \frac{2,5}{0,24} \approx 10 \text{ k}\Omega.$$

Pour $R_g = 0$ (commande par tension) :

$$R_g = \frac{h_{11e}}{\Delta h_e} = \frac{1,3}{0,09} = 14,5 \text{ k}\Omega.$$

Pour R_g infini (commande par courant), (9) donne :

$$R_s = \rho = \frac{1}{h_{22e}} = \frac{1}{0,125} = 8 \text{ k}\Omega.$$

La résistance de sortie *décroit* de 14,5 kΩ à $\rho = 8 \text{ k}\Omega$ lorsque la résistance du générateur de commande croit de zéro à l'infini.

C. — Expression de l'amplification en puissance

I. — AMPLIFICATION EN PUISSANCE A_p DU TRANSISTOR

En désignant par V_1, I_1, V_2, I_2 , les valeurs efficaces, par P_s la puissance de sortie et P_e la puissance d'entrée :

$$A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{V_2}{V_1} \times \frac{I_2}{I_1} = |A_v| A_i.$$

On trouve donc, à l'aide des expressions (5) et (7) :

$$\boxed{A_p = \frac{h_{21}^2 R_c}{(h_{11} + \Delta h R_e) (1 + h_{22} R_e)}} \quad (8)$$

Il existe d'autres formes faciles à trouver :

$$A_p = A_i^2 \frac{R_c}{R_e} = A_v^2 \frac{R_e}{R_c} \dots\dots$$

Remarquons que, A_v étant une fonction croissante de R_c et, au contraire, A_i une fonction décroissante, leur produit A_p passe par un maximum.

2. — AMPLIFICATION MAXIMALE DU TRANSISTOR

Calculons la charge $R_{c \text{ opt}}$ qui correspond à $A_{p \text{ max}}$:

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

Le produit $\left(\frac{h_{11}}{R_c}\right) (h_{22} \Delta h R_c) = h_{11} h_{22} \Delta h$ reste constant lorsque R_c varie ; la somme de ces deux termes est donc minimale — et A_p maximale — lorsqu'ils sont égaux :

$$h_{22} \Delta h R_{c \text{ opt}} = \frac{h_{11}}{R_{c \text{ opt}}} \quad R_{c \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h}}$$

$$\text{D'où} \quad A_{p \text{ max}} = \frac{h_{21}^2}{(\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} h_{22}})^2}$$

3. — AMPLIFICATION DE TRANSFERT (OU AMPLIFICATION COMPOSITE)

a) **Définition** (fig. 4).

C'est le rapport $A_c = \frac{P_s}{P_{u \text{ max}}}$ de la puissance de sortie P_s du quadripôle (transistor dans le cas traité), à la puissance utile maximale $P_{u \text{ max}} = \frac{E_g^2}{4 R_g}$ du générateur de commande.

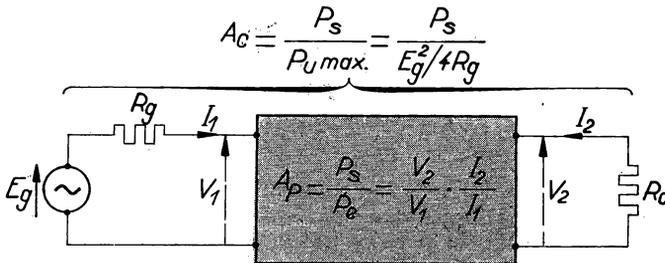


FIG. 4. — **Amplification en puissance** $A_p = \frac{P_s}{P_e}$: rapport de la puissance active de sortie P_s de l'amplificateur, à la puissance active P_e qu'il reçoit à l'entrée. Lorsque les déphasages entre courants et tensions correspondantes sont nuls : $P_e = V_1 I_1$; $P_s = V_2 I_2$; $P_e = V_1 I_1$.
Amplification composite en puissance : rapport de la puissance active P_s fournie à la charge, à la puissance active utilisable $\frac{E_g^2}{4 R_g}$ de la source de commande (ou puissance active maximale de la source).

b) **Relation entre A_c et A_p .**

$$A_p = \frac{P_s}{P_e} (\S 1) ;$$

$$\text{Or } P_e = R_e I_1^2 = R_e \frac{E_g^2}{(R_g + R_e)^2} = R_e \frac{4 R_g P_{u \max}}{(R_g + R_e)^2}.$$

$$\frac{P_e}{P_{u \max}} = \frac{4 R_g R_e}{(R_g + R_e)^2}$$

$$\text{Donc } A_c = \frac{P_s}{P_{u \max}} = \frac{P_s}{P_e} \frac{P_e}{P_{u \max}} = A_p \frac{4 R_g R_e}{(R_g + R_e)^2} < A_p \text{ lorsque } R_g \neq R_e.$$

En résumé :

$$\boxed{\frac{A_c}{A_p} = \frac{P_e}{P_{u \max}} = \frac{4 R_g R_e}{(R_g + R_e)^2}}$$

4. — A L'ADAPTATION : $A_{c \max} = A_{p \max}$

a) On voit que A_c se confond avec A_p lorsque l'entrée est adaptée ($R_g = R_e$) ; en particulier $A_{c \max}$ se confond avec $A_{p \max}$.

$$\text{Pour } R_c = R_{c \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h}} (\S 5), \text{ la relation (6) donne } R_{e \text{ opt}} = R_{g \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11} \Delta h}{h_{22}}}.$$

Pour $R_g = R_{g \text{ opt}}$, la relation 9 donne $R_s = R_{c \text{ opt}}$. Nous voyons donc que lorsque $R_c = R_{c \text{ opt}}$, la valeur $R_g = R_{e \text{ opt}}$ adapte à la fois l'entrée et la sortie.

b) **Second calcul.** Afin de préciser cette délicate question, calculons l'amplification composite maximale par un second procédé.

Elle est obtenue lorsqu'on adapte à la fois l'entrée et la sortie à l'aide de transformateurs (§ 6) :

— La résistance du générateur de commande est égale à la résistance d'entrée du transistor (charge R_c branchée) : $R_g = R_e$; la puissance utile du générateur de commande est alors maximale.

— La résistance de charge est égale à la résistance de sortie du transistor (résistance R_g branchée à l'entrée) : $R_c = R_s$; la puissance utile délivrée par le transistor est maximale. (R_g et R_c sont alors les impédances *images* du quadri-pôle.)

Les relations (6) et (9) deviennent, en y remplaçant R_e par R_g et R_s par R_c :

$$R_g = \frac{h_{11} + \Delta h R_c}{1 + h_{22} R_c} \quad (10) ; \quad R_c = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g} \quad (11)$$

Ce système de deux équations à deux inconnues a pour solution les valeurs optimales (adaptées pour obtenir la puissance maximale) de R_g et R_c , soit $R_{g \text{ opt}}$ et $R_{c \text{ opt}}$. Ces équations s'écrivent :

$$R_g + h_{22} R_g R_c = h_{11} + \Delta h R_c ; \quad (10')$$

$$R_g - h_{22} R_g R_c = -h_{11} + \Delta h R_c. \quad (11')$$

Par addition membre à membre, nous trouvons :

$$R_g = \Delta h R_c. \quad (12)$$

Éliminons R_g entre (10') et (12) :

$$\Delta h R_c + h_{22} \Delta h R_c^2 = h_{11} + \Delta h R_c ;$$

$$R_c^2 = \frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h} .$$

Cette valeur de R_c n'est autre que $R_{c \text{ opt}}$ (§ 5) :

$$R_{c \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h}} . \quad (13)$$

Portons ce résultat dans (12) ; il vient :

$$R_{g \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11} \Delta h}{h_{22}}} . \quad (14)$$

En remplaçant R_c par sa valeur $R_{c \text{ opt}}$ dans l'expression générale (8) de A_p , on trouve :

$$A_{c \text{ max}} = A_{p \text{ max}} = \frac{h_{21}^2}{(\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} h_{22}})^2} . \quad (15)$$

REMARQUE. — Si pour un type de transistor, on peut négliger $h_{12e} h_{21e} \ll h_{11e} h_{22e}$, on trouve $\Delta h_e = h_{11e} h_{22e}$ et $R_{c \text{ opt}} = \frac{1}{h_{22e}}$; $R_{g \text{ opt}} = h_{11e}$.

On retrouve ainsi l'équivalence de ce transistor avec une pentode de résistance interne $\rho = \frac{1}{h_{22e}}$ et dont l'entrée serait shuntée par la résistance h_{11e} .

5. — TABLEAU RÉCAPITULATIF (Page suivante)

Exemple numérique. Montage émetteur commun. Transistor « type » du chapitre II, émetteur commun : $h_{11e} = 2,8 \text{ k}\Omega$; $h_{12e} = 10^{-3}$; $h_{21e} = 99$; $h_{22e} = 0,05 \text{ mA/V}$ ($r_{22e} = \frac{1}{h_{22e}} = 20 \text{ k}\Omega$) ;

$$\Delta h_e = h_{11e} h_{22e} - h_{12e} h_{21e} = 0,041 .$$

$$\sqrt{\Delta h_e} = 0,202 ; \quad \sqrt{\Delta h_e} + \sqrt{h_{11e} h_{22e}} = 0,202 + 0,374 = 0,576 .$$

A l'adaptation :

$$A_i = 0,202 \frac{99}{0,576} = 34,8 \quad A_v = \frac{1}{0,202} \frac{99}{0,576} = 850$$

$$A_{p \text{ max}} = 850 \times 34,8 \approx 29 \text{ 600} .$$

$$R_{g \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11e} \Delta h_e}{h_{22e}}} = 1,51 \text{ k}\Omega \quad R_{c \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11e}}{h_{22e} \Delta h_e}} = 37 \text{ k}\Omega .$$

REMARQUE. — Si $y = \sqrt{ab}$, $\log y = \frac{\log a + \log b}{2}$: le logarithme de la moyenne géométrique de deux nombres est égal à la moyenne arithmétique des logarithmes de ces nombres.

Cette remarque permettra de situer les points figuratifs des adaptations sur les courbes R_e (R_c) et R_e (R_g), chapitre II.

5. — TABLEAU RÉCAPITULATIF

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

	A_i	A_p	A_p	R_e	R_s
Expression générale.	$\frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_c}$	$-\frac{h_{21} R_c}{h_{11} + \Delta h R_c}$	$\frac{h_{21}^2 R_c}{(h_{11} + \Delta h R_c)(1 + h_{22} R_c)}$	$\frac{h_{11} + \Delta h R_c}{1 + h_{22} R_c}$	$\frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g}$
Valeur pour : $R_c = 0.$	h_{21}	0	0	h_{11}	$R_g = 0 : \frac{h_{11}}{\Delta h}$
$R_c \rightarrow \infty.$	0	$-\frac{h_{21}}{\Delta h}$	0	$\frac{\Delta h}{h_{22}} = \Delta h r_{22}$	$R_g \rightarrow \infty : \frac{1}{h_{22}} = r_{22}$
	Ces valeurs sont des valeurs extrêmes ; en outre, A_p est maximale à l'adaptation.				
Adaptation. $(R_g \text{ opt} = R_e \text{ opt} ;$ $R_c \text{ opt} = R_s \text{ opt}).$	$\frac{h_{21} \sqrt{\Delta h}}{\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} h_{22}}}$	$\frac{h_{12}}{\sqrt{\Delta h}} \frac{1}{\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} h_{22}}}$	$A_p \text{ max} = \frac{h_{21}^2}{(\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} h_{22}})^2}$	$\sqrt{h_{11} \left(\frac{\Delta h}{h_{22}} \right)}$ $= \sqrt{h_{11} (\Delta h r_{22})}$	$\sqrt{\frac{h_{11}}{\Delta h} \frac{1}{h_{22}}}$ $= \sqrt{\frac{h_{11}}{\Delta h} r_{22}}$
	Moyennes géométriques des valeurs extrêmes.				

6. — **Adaptation par transformateur.** — Un générateur de f. é. m. E_1 , de résistance interne R_1 , attaque le primaire d'un transformateur de rapport $\frac{n_2}{n_1} = n$; le secondaire débite sur la charge R_2 comme le ferait un générateur ($n E_1$, $n^2 R_1$) chargé directement par R_2 (fig. 5).

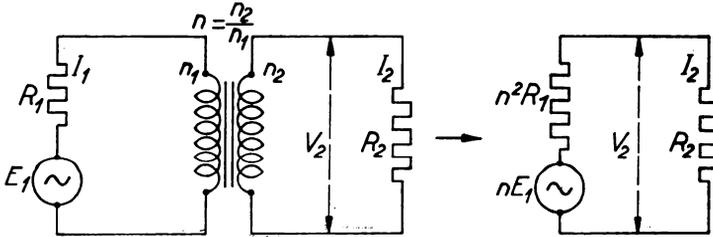


FIG. 5.

En effet, à vide, la tension secondaire est $n E_1$; en charge : $I_2 = \frac{I_1}{n}$, donc

$$R_1 I_1^2 = R_1 (n I_2)^2 = (n^2 R_1) I_2^2.$$

Calculons la puissance utile : $P_u = R_2 I_2^2 = R_2 \left(\frac{n E_1}{n^2 R_1 + R_2} \right)^2$.

Dans le cas important où R_1 et R_2 sont donnés, n est la variable. Divisons les deux termes par n^2 :

$$P_u = \frac{R_2 E_1^2}{\left(n R_1 + \frac{R_2}{n} \right)^2}.$$

Le numérateur est constant ; le produit $n R_1 \times \frac{R_2}{n} = R_1 R_2$ l'est aussi, le dénominateur est minimal, donc P_u maximal, lorsque les deux termes de la somme sont égaux :

$$n R_1 = \frac{R_2}{n} \quad \text{ou} \quad \boxed{n = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}} \quad P_{u \max} = \frac{E_1^2}{4 R_1}.$$

Pour cette valeur du rapport de transformation, la charge reçoit la puissance maximale ; on dit que le générateur et la charge sont adaptés. Le générateur est placé dans les mêmes conditions qu'une pile qui débite sur une résistance de charge égale à sa résistance interne.

EXEMPLE. — Soit un transistor tel que : $R_{e \text{ opt}} = 64 \text{ k}\Omega = R_1$; si la résistance de charge donnée est $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, on a $\frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{2}{64}} \approx \frac{1}{5,7}$: le transformateur d'adaptation est abaisseur de tension et son secondaire comporte 5,7 fois moins de spires que son primaire.

Ce même calcul s'applique pour adapter l'entrée d'un transistor lorsque $R_g = R_1 = 64 \text{ k}\Omega$ et $R_{e \text{ opt}} = R_2 = 2 \text{ k}\Omega$.

REMARQUE. — Plus rapidement, si l'on se rappelle la condition d'adaptation entre un générateur et sa charge : le transformateur ramène aux bornes du primaire la résistance $\frac{R_2}{n^2}$, d'où à l'adaptation : $R_1 = \frac{R_2}{n^2}$ et $n = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$

D. — Autres formes des résultats

I. — Abréviations : H , δ .

Les calculs sur les transistors et les résultats obtenus revêtent des formes très diverses dans la littérature technique. Par exemple :

a) En posant $H = \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} h_{22}}$, on trouve aisément que les relations 13, 14 et 15 deviennent (1) :

$$R_{c \text{ opt}} = R_s = \frac{1}{h_{22} \sqrt{1-H}}; \quad R_{g \text{ opt}} = R_e = h_{11} \sqrt{1-H}.$$

$$A_{p \text{ max}} = \frac{h_{21}^2}{h_{11} h_{22}} \frac{1}{(1 + \sqrt{1-H})^2}.$$

(Voir aussi problème n° 14.)

b) En utilisant les paramètres impédances (2), on trouve des formes analogues.

Nous poserons pour simplifier l'écriture $\delta = \frac{r_{12} r_{21}}{r_{11} r_{22}}$; les résultats précédents deviennent :

$$R_{c \text{ opt}} = r_{22} \sqrt{1-\delta}; \quad R_{g \text{ opt}} = r_{11} \sqrt{1-\delta}.$$

$$A_{p \text{ max}} = \frac{r_{21}^2}{r_{11} r_{22}} \times \frac{1}{(1 + \sqrt{1-\delta})^2}.$$

(Voir problème n° 13.)

2. — EXEMPLE NUMÉRIQUE. — Transistor OC 75; montage émetteur commun :

$h_{11e} = 1,3 \text{ k}\Omega = 1,3 \cdot 10^3 \Omega$; $h_{12} = 8 \cdot 10^{-4}$; $h_{21e} = 90$; $h_{22e} = 125 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}}$
 $= 0,125 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ (valeurs nominales pour : — $V_{CE} = 2 \text{ V}$; — $I_C = 3 \text{ mA}$;
 $f = 1\,000 \text{ Hz}$; $T_{amb} = 25^\circ \text{ C}$.)

Calculons successivement : H , $\sqrt{1-H}$, $R_{g \text{ opt}}$, $R_{c \text{ opt}}$, $A_{p \text{ max}}$:

$$H = \frac{h_{12e} h_{21e}}{h_{11e} h_{22e}} = \frac{8 \cdot 10^{-4} \times 90}{1,3 \times 0,125} = \frac{0,72}{1,625} = \mathbf{0,443}.$$

$$\sqrt{1-H} = \sqrt{1-0,443} = \sqrt{0,557} = 0,745.$$

$$R_{g \text{ opt}} = h_{11e} \sqrt{1-H} = 1,3 \cdot 0,745 = \mathbf{0,97 \text{ k}\Omega}.$$

(1) Calculs dus à MM. WEITZCH et ARONSSOHN, dans un travail publié par *La Radiotechnique* (Transistors à jonctions).

(2) Jean-Marie MOULON : *Les transistors dans les amplificateurs* (p. 24).

$$R_{c \text{ opt}} = \frac{1}{h_{22e} \sqrt{1-H}} = \frac{1}{0,125 \times 0,745} = 10,7 \text{ k}\Omega.$$

$$A_{p \text{ max}} = \frac{h_{21}^2}{h_{11} h_{22} (1 + \sqrt{1-H})^2} = \frac{90^2}{1,3 \cdot 0,125 (1 + 0,745)^2} \approx \frac{5\,000}{0,495} = 16\,300.$$

$$G_{p \text{ max}} = 10 \lg 16\,300 = 42 \text{ dB}.$$

On peut, sans diminution excessive du gain, adopter une résistance $R_g > R_{g \text{ opt}}$ pour se rapprocher de la commande par courant, qui introduit une distorsion plus faible et permet une adaptation de sortie avec une charge moins grande.

Souvent, les $R_{c \text{ opt}}$ sont trop grandes pour être insérées directement dans le collecteur : elles exigeraient des tensions d'alimentation trop élevées. Mais si la charge est une résistance donnée R , on obtiendra $R_{c \text{ opt}}$ en la couplant par un transformateur de rapport de transformation $n = \frac{n_2}{n_1}$; le primaire se comportera pour le transistor comme $R_{c \text{ opt}}$ si :

$$\frac{R}{n^2} = R_{c \text{ opt}}, \quad \text{c'est-à-dire si } n = \sqrt{\frac{R}{R_{c \text{ opt}}}}.$$

On voit donc que la liaison entre étages s'effectue comme pour les tubes, soit directement, soit par capacité et résistance, soit par transformateur. Toutefois, dans ce dernier cas, le transformateur augmente le gain en courant ($R < R_{c \text{ opt}}$; $n < 1$), tandis que, pour les tubes, il augmente le gain en tension ($n > 1$), pour les étages de tension.

Aux A. F., on évite presque toujours l'emploi de transformateurs aussi bien entre étages qu'à la sortie.

EXERCICES DU CHAPITRE I

1. (A titre d'introduction aux procédés de calcul appliqués au transistor.)

A. Dans la cellule en T de la figure I 1, on compte positivement les courants dans le sens des flèches; une tension est dite positive lorsqu'elle tend à produire un courant positif de même indice.

1° Trouver les expressions de U_1 et U_2 en fonction de R , R_1 , R_2 , I_1 et I_2 .

2° On ferme les bornes d'entrée A_1 , B_1 , sur un générateur de f. é. m. E_1 , de résistance interne nulle et les bornes de sortie A_2 , B_2 sur une résistance pure X .

a) Exprimer l'impédance d'entrée

$$y = \frac{E_1}{I_1} \text{ en fonction de } R, R_1,$$

R_2 et X , en utilisant les relations établies dans la question 1. Vérifier par un calcul direct.

b) Tracer la courbe représentant la variation de y lorsque X varie de zéro à l'infini dans le cas où $R = R_1 = R_2 = 10 \Omega$.

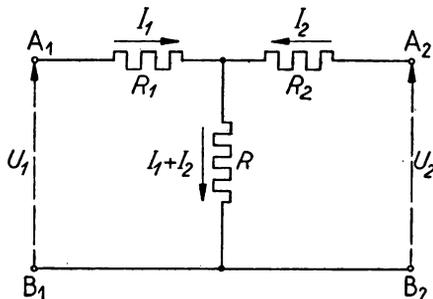


FIG. I 1.

3° Soit X_0 la valeur particulière de X pour laquelle l'impédance d'entrée y est égale à la résistance X .

a) Établir l'expression de X_0 en fonction de R , R_1 et R_2 .

b) Calculer numériquement X_0 lorsque $R = R_1 = R_2 = 10 \Omega$.

c) Vérifier le résultat à l'aide d'une détermination graphique sur la courbe $y(X)$.

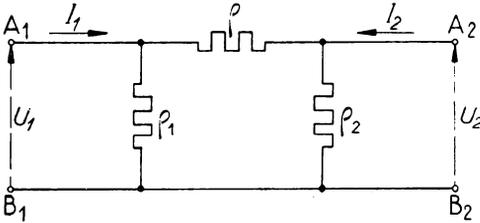


FIG. I 2.

B. On considère la cellule en π de la figure I 2.

1° Trouver les expressions de U_1 et U_2 en fonction de ρ , ρ_1 , ρ_2 , I_1 et I_2 .

2° En utilisant ces résultats, donner les expressions des résistances R , R_1 et R_2 de la cellule en T (question A) équivalente, en fonction de ρ , ρ_1 et ρ_2 . Application : $\rho = 50 \Omega$; $\rho_1 = 30 \Omega$; $\rho_2 = 20 \Omega$. Calculer R , R_1 et R_2 .

3° Vérifier les résultats de la question 2 par une comparaison directe du T (ou étoile) et du π (ou triangle).

Composition de Mathématiques. Concours de P. T. A. Radio-électricité.
(Proposé par l'auteur.)

2. On considère un transistor OC 75 en émetteur commun.

Déterminer, sur les caractéristiques du constructeur, les paramètres hybrides au point de fonctionnement : $-V_{CE} = 4 \text{ V}$; $-I_C = 3,5 \text{ mA}$; $I_B = 30 \mu\text{A}$.

Justifier les résultats par l'indication des lectures de courants et de tensions effectuées sur les caractéristiques. Que trouverait-on à l'aide des courbes Ψ (p. 28) et Φ (p. 29) ?

3. Pour mesurer l'admittance de sortie h_{22e} , on utilise le montage de la figure I 3; la résistance du générateur $R_g = 52 \text{ k}\Omega$ est assez élevée pour que l'on puisse considérer que l'entrée est ouverte pour l'alternatif; $R_E = 100 \Omega$.

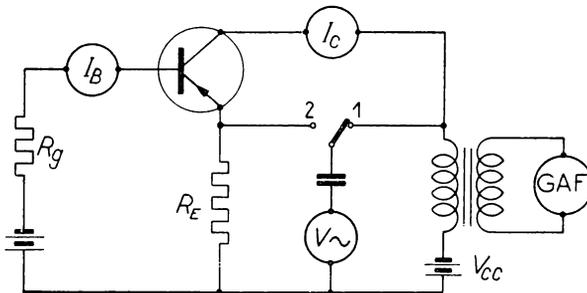


FIG. I 3.

Nous nous proposons de mesurer h_{22e} au point $-V_{CE} = 3 \text{ V}$; $-I_C = 3 \text{ mA}$, pour lequel nous trouvons $-I_B = 80 \mu\text{A}$.

1° Le voltmètre alternatif V indique :

- dans la position 1 : 86 mV;
- dans la position 2 : 0,8 mV.

Quelles sont les valeurs de l'admittance de sortie h_{22e} et de la résistance de sortie $\rho = \frac{1}{h_{22e}}$ à entrée ouverte au point de fonctionnement considéré ?

2° Pour vérifier, on règle à zéro le générateur AF et on mesure, en continu, les deux points suivants :

$$- I_B = 80 \mu\text{A}; \quad - V_{CE} = 5,0 \text{ V}; \quad - I_C = 3,2 \text{ mA.}$$

$$- I_B = 80 \mu\text{A}; \quad - V_{CE} = 1,0 \text{ V}; \quad - I_C = 2,8 \text{ mA.}$$

Que trouve-t-on pour h_{22e} ?

4. Les mesures ont donné pour un transistor fonctionnant au point $- V_{CE} = 2,3 \text{ V}$; $- I_C = 2,2 \text{ mA}$ ($t_{amb} \approx 20^\circ \text{ C}$) :

$$h_{11e} = 850 \Omega; \quad h_{12e} = 3 \cdot 10^{-4}; \quad h_{21e} = 29; \quad h_{22e} = 82 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}}.$$

Calculer, en utilisant les résultats littéraux du cours, pour une charge $R_C = 1 \text{ k}\Omega$:

1° La résistance d'entrée.

2° L'amplification en tension A_v et le gain en tension G_v (dB).

Réponses : 1° — $R_e \approx 840 \Omega$.

2° Une tension d'entrée de 25 mV donnait 0,84 V à la sortie.

5. On a mesuré sur un transistor OC 75 monté en émetteur commun pour $- V_{CE} = 2 \text{ V}$ et $- I_C = 3 \text{ mA}$: $h_{11e} = 1,3 \text{ k}\Omega$; $h_{12e} = 8 \cdot 10^{-4}$; $h_{21e} = 90$; $h_{22e} = 125 \mu\text{A/V}$. Calculer numériquement pour une charge purement résistive $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ (relations 5 à 9) :

1° L'amplification en courant.

2° La résistance d'entrée.

3° L'amplification en tension.

4° L'amplification en puissance.

5° La résistance de sortie sachant que la résistance interne du générateur de commande est $R_g = 500 \Omega$.

6. Mêmes questions pour un transistor 2 N 43 pour lequel on a trouvé, au point de repos utilisé :

$$h_{11e} = 1 500 \Omega; \quad h_{21e} = 49; \quad h_{22e} = 16,6 \cdot 10^{-6} \text{ mho}; \quad h_{12e} = 2,5 \cdot 10^{-4}.$$

7. On a trouvé, pour un transistor (ch. II, § A 4) :

$$h_{11e} = 2,8 \text{ k}\Omega; \quad h_{12e} = 10^{-3}; \quad h_{21e} = 99; \quad h_{22e} = 50 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}}.$$

1° Calculer en utilisant les relations en H (§ B), pour de petits signaux, autour de ce point de repos :

a) L'amplification maximale en puissance.

b) La résistance interne optimale du générateur de commande.

c) La résistance de charge optimale.

2° Établir l'expression de l'amplification en courant A_i , en fonction de H , dans le cas de l'amplification optimale de puissance, puis calculer numériquement A_i .

3° Même question pour l'amplification en tension A_v .

8. Adaptations d'impédances. Un transistor, donné par ses paramètres h , est chargé par la résistance R_C . On utilisera les expressions de A_i , A_v , R_e , R_s , connues, du quadripôle.

- 1° Attaque en tension (V_1 , donnée). Exprimer P_s ; pour quelle valeur R_{cv} de R_c elle maximale ?
- 2° Attaque en courant (I_1 , donné). Mêmes questions qu'au 1°; charge adoptée : R_{ci} .
- 3° Attaque par un générateur de f. é. m. E_g donnée, de résistance interne R_g donnée. Mêmes questions; charge adaptée : R_{ca} . Expression de l'amplification composite en puissance A_{PC} .
- 4° Dans les conditions du 3°, on fait varier R_g , la charge étant R_{ca} pour toute valeur de R_g .
 - a) Expression $R_{g\text{ opt}}$ de R_g pour laquelle A_{PC} est maximale.
 - b) Expression correspondante $R_{c\text{ opt}}$ de R_c .
 - c) Expression de $A_{PC\text{ max}}$ en fonction des h .

Application numérique : $h_{11e} = 2,8\text{ k}\Omega$; $h_{12e} = 10^{-3}$; $h_{21e} = 99$; $h_{22e} = 50\ \mu\text{A/V}$.

Réponses : 1° $R_{cv} = 68,3\text{ k}\Omega$; 2° $R_{ci} = 20\text{ k}\Omega$; 4° $R_{g\text{ opt}} = 1,51\text{ k}\Omega$;
 $R_{c\text{ opt}} = 37\text{ k}\Omega$; $A_{PC\text{ max}} = 29\ 600$.

9. Calcul de la résistance d'entrée R_e et de la résistance de sortie R_s d'un quadripôle à partir de l'expression de l'amplification composite en tension.

Soit (e_g, R_g) le générateur de commande, v_1 la tension qu'il applique aux bornes d'entrée du quadripôle défini par ses paramètres h , v_2 la tension de sortie, R_c la charge.

- 1° Trouver, à partir des équations du § B1, l'expression de l'amplification composite $A = \frac{v_2}{e_g}$
- 2° Soit A_o la valeur de A pour $R_g = 0$; e_g étant constante, quelle est, en fonction de A_o , la valeur de A pour $R_g = R_e$?
En déduire l'expression de R_e .
- 3° Soit A'_o la valeur de A pour R_c infinie; quelle est, en fonction de A'_o , la valeur de A pour $R_c = R_s$?
En déduire l'expression de R_s .

Réponse du 1° : $A = \frac{-h_{21} R_c}{h_{11} + R_g + (\Delta h + h_{22} R_g) R_c}$.

10. Soit $A = \frac{v_2}{e_g}$ l'amplification (composite) en tension (notation du cours). Montrer que :

— Si l'on écrit : $A = \frac{-h_{21} R_c}{a R_g + b}$, où a et b sont indépendants de R_g , on a : $R_e = \frac{b}{a}$.

— Si l'on écrit : $A = \frac{-h_{21} R_c}{a' R_c + b'}$, où a' et b' sont indépendants de R_c , on a : $R_s = \frac{b'}{a'}$.

(S'inspirer du problème précédent.)

11. Calculer, en fonction des paramètres résistances r_{11} , r_{12} , r_{21} et r_{22} d'un transistor monté en base commune :

- 1° L'amplification en courant et la résistance d'entrée à sortie en court-circuit. Application : $r_{11} = 237\ \Omega$; $r_{12} = 25\ \Omega$; $r_{21} = 0,90\ \text{M}\Omega$; $r_{22} = 0,95\ \text{M}\Omega$.
- 2° La résistance d'entrée et les amplifications en courant, en tension, en puissance pour une charge donnée R_c .
- 3° La résistance de sortie pour un générateur de commande de résistance donnée R_g .

Quelques réponses : 1° $\alpha = 0,95$; $R_{eo} = 213\ \Omega$; 2° $R_e = \frac{\Delta r + r_{11} R_c}{r_{22} + R}$;

$$3^\circ A_v = \frac{r_{21}}{r_{22} + R_c} \frac{R_e}{R_c}$$

12. Pour représenter les propriétés d'un quadripôle, on propose d'adopter quatre paramètres résistances, facilement mesurables aux audiofréquences :

- la résistance d'entrée r_{11} à sortie ouverte pour l'alternatif ;
- la résistance d'entrée r_{es} à sortie court-circuitée pour l'alternatif ;
- la résistance de sortie r_{22} à entrée ouverte pour l'alternatif ;
- la résistance de sortie r_{ss} à entrée court-circuitée pour l'alternatif.

1° Exprimer r_{11} , r_{es} , r_{22} et r_{ss} en fonction des paramètres hybrides h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} .

2° Les quatre paramètres r_{11} , r_{es} , r_{22} , r_{ss} ne sont pas indépendants : trouver la relation qu'ils vérifient.

3° Ces paramètres ne pouvant représenter toutes les propriétés du quadripôle, on remplace r_{ss} par h_{21} : exprimer les trois autres paramètres hybrides en fonction de r_{11} , r_{es} , r_{22} et h_{21} .

13. Un transistor est considéré comme un quadripôle d'impédances r_{11} , r_{12} , r_{21} et r_{22} .

1° On demande l'expression de l'impédance image d'entrée Z_1 et celle de l'impédance image de sortie Z_2 en fonction des impédances r_{11} ... r_{22} et de $\delta = \frac{r_{12} r_{21}}{r_{11} r_{22}} < 1$. On rappelle que Z_1 et Z_2 sont définies par les deux conditions : la sortie du quadripôle étant fermée sur Z_2 , l'impédance mesurée entre les bornes d'entrée est Z_1 ; l'entrée du quadripôle étant fermée sur Z_1 , l'impédance mesurée entre les bornes de sortie est Z_2 .

2° Le transistor étant monté en émetteur commun, trouver les expressions de r_{11e} , r_{12e} , r_{21e} , r_{22e} et δ en fonction de r_e , r_b , r_c et β (schéma équivalent en T). Calculer numériquement les impédances images Z_1 et Z_2 pour $r_e = 39 \Omega$; $r_b = 1\,000 \Omega$; $r_c = 1,43 \text{ M}\Omega$; $\beta = 30$.

3° Le générateur de commande a une résistance $R_g = Z_1$ et la charge est $R_c = Z_2$: montrer qu'on obtient la puissance utile maximale.

Réponses : 1° $Z_1 = r_{11} \sqrt{1 - \delta}$; $Z_2 = r_{22} \sqrt{1 - \delta}$.

14. On pose, pour alléger l'écriture : $H = \frac{h_{12} h_{22}}{h_{11} h_{22}}$; $L = \frac{R_c}{R_c + (1/h_{22})}$; $W = \frac{h_{11}}{h_{11} + R_g}$, abréviations dans lesquelles R_c est la résistance de charge du transistor et R_g la résistance du générateur de commande.

1° Établir en fonction des paramètres h , les expressions de H , L et W , de l'amplification en courant $\frac{i_2}{i_1}$, l'amplification en tension, la résistance d'entrée, la résistance de sortie de l'amplification en puissance A_p .

2° Quelles sont les conditions d'adaptation optimale ? Les écrire en fonction de H , L et W .

3° Trouver les expressions de $A_{p \max}$, $R_{c \text{ opt}}$ et $R_{g \text{ opt}}$.

4° Calculer numériquement les valeurs $A_{p \max}$, $R_{c \text{ opt}}$ et $R_{g \text{ opt}}$ pour un transistor monté en émetteur commun et qui présente les valeurs suivantes, au point de fonctionnement et à la température considérés :

$$h_{11e} = 850 \Omega ; h_{12e} = 7 \cdot 10^{-4} ; h_{21e} = \beta = 50 ; h_{22e} = 100 \mu \text{ A/V}.$$

Réponses : 1° $A_i = h_{21} (1 - L)$; $A_v = - \frac{1}{h_{12}} \frac{HL}{1 - HL}$; $R_e = h_{11} (1 - HL)$;

$$R_s = \frac{1}{h_{22} (1 - HW)} ; \quad A_p = \frac{h_{21}^2 (1 - L) L}{h_{11} h_{22} (1 - HL)}$$

**TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P-N-P)
(Applications BF)**

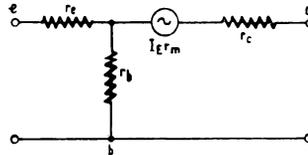
OC75

CARACTÉRISTIQUES (*)

(T_{amb} = 25° C)

Base commune

Mesures à : — V_{CB} = 2 V
 — I_C = 3 mA
 f = 1 000 Hz



	min	nom	max
r _e		6,4	Ω
r _b		720	Ω
r _c		715	KΩ
r _m		722	KΩ
h _{11b}		14	Ω
— h _{21b}		0,989	
h _{22b}		1,4	μA/V
h _{12b}		10 ⁻³	
— I _{CB0} (— V _{CB} = 4,5 V)		4,5	12 μA

Émetteur commun

Mesures à : — V_{CE} = 2 V
 — I_C = 3 mA
 f = 1 000 Hz

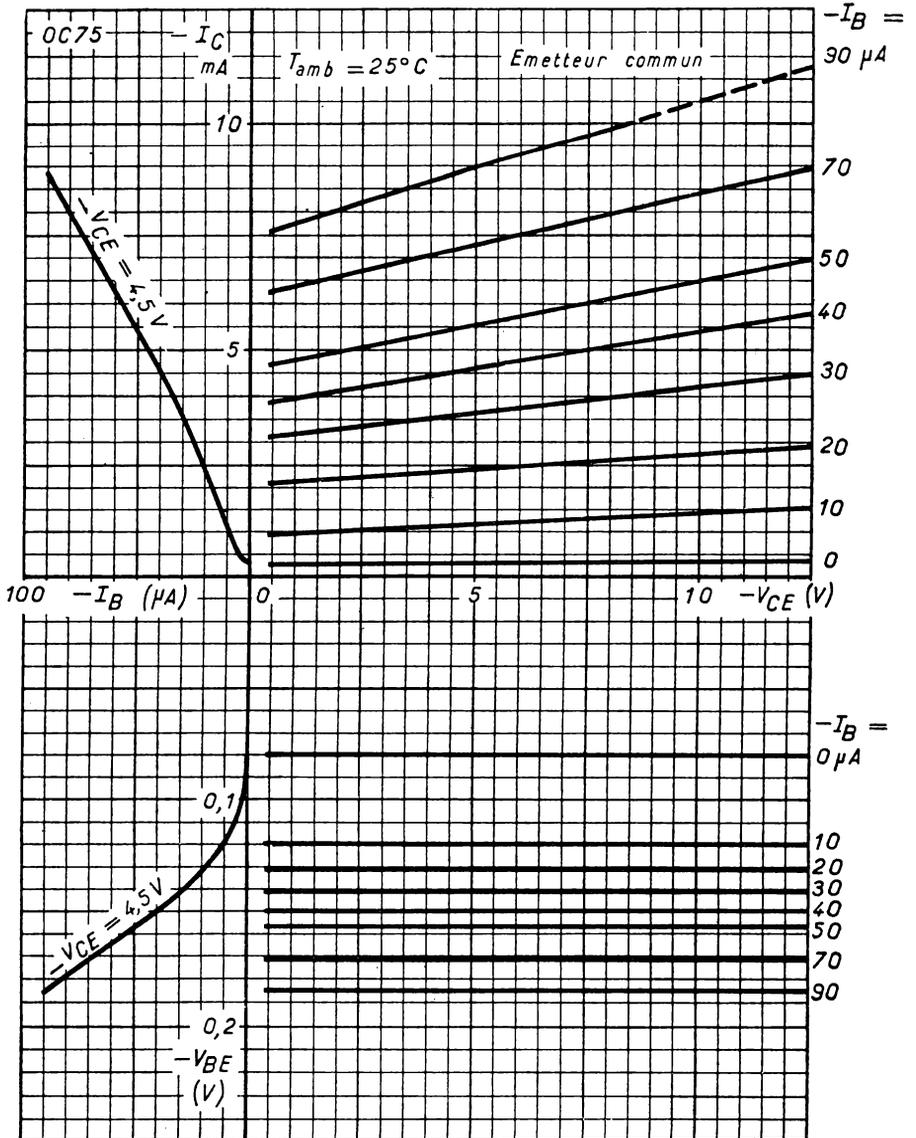
	min	nom	max
h _{11e}		1,3	KΩ
h _{21e}	65	90	130
h _{22e}		125	μA/V
h _{12e}		8.10 ⁻⁴	
fβ		8	kHz
F (1)		10	15 dB
— I _{CEO} (— V _{CE} = 4,5 V)		350	550 μA
— I _C { — V _{CE} = 4,5 V	0,75	1,1	1,9 mA
— V _{BE} { — I _B = 10 μA	90	120	175 mV
— I _C { — V _{CE} = 4,5 V	13,5	22	33 mA
— V _{BE} { — I _B = 250 μA	210	270	385 mV

(*) Caractéristiques provisoires.

(1) Facteur de bruit mesuré à 1 000 Hz avec une impédance de la source d'entrée de 500 Ω, avec — I_C = 0,5 mA.

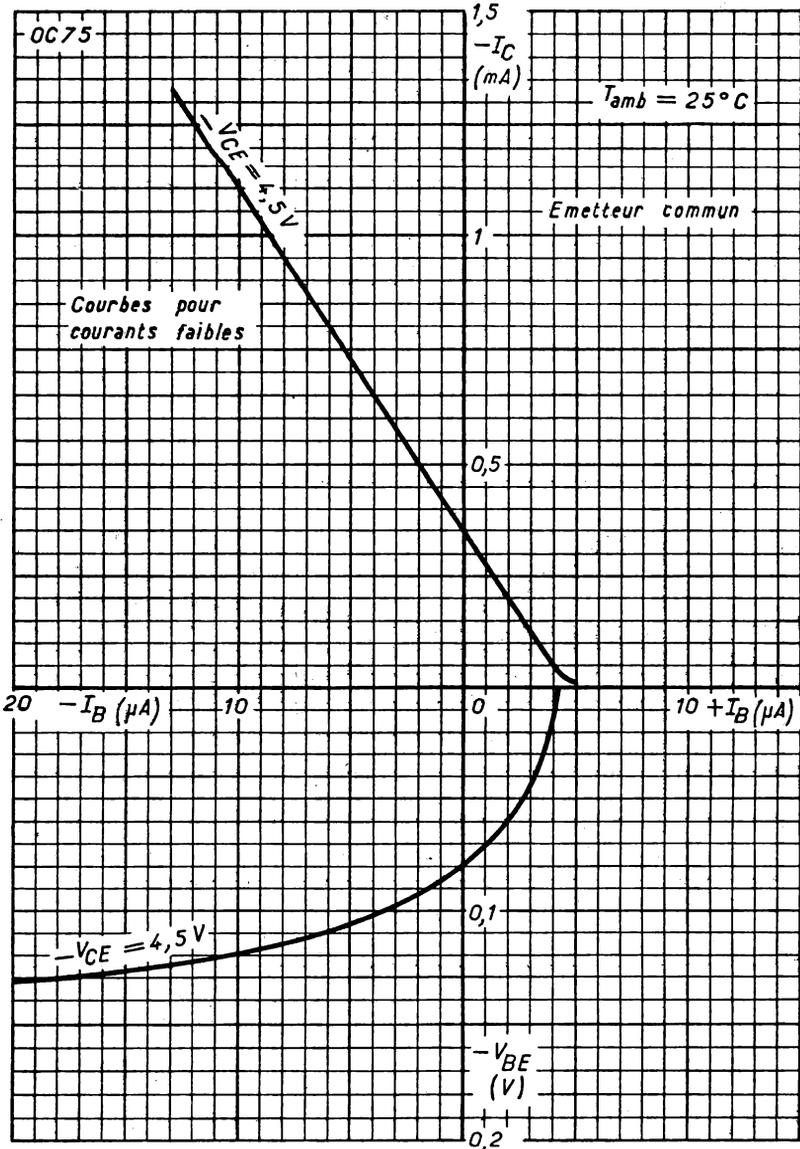
TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P-N-P)
(Applications BF)

OC 75



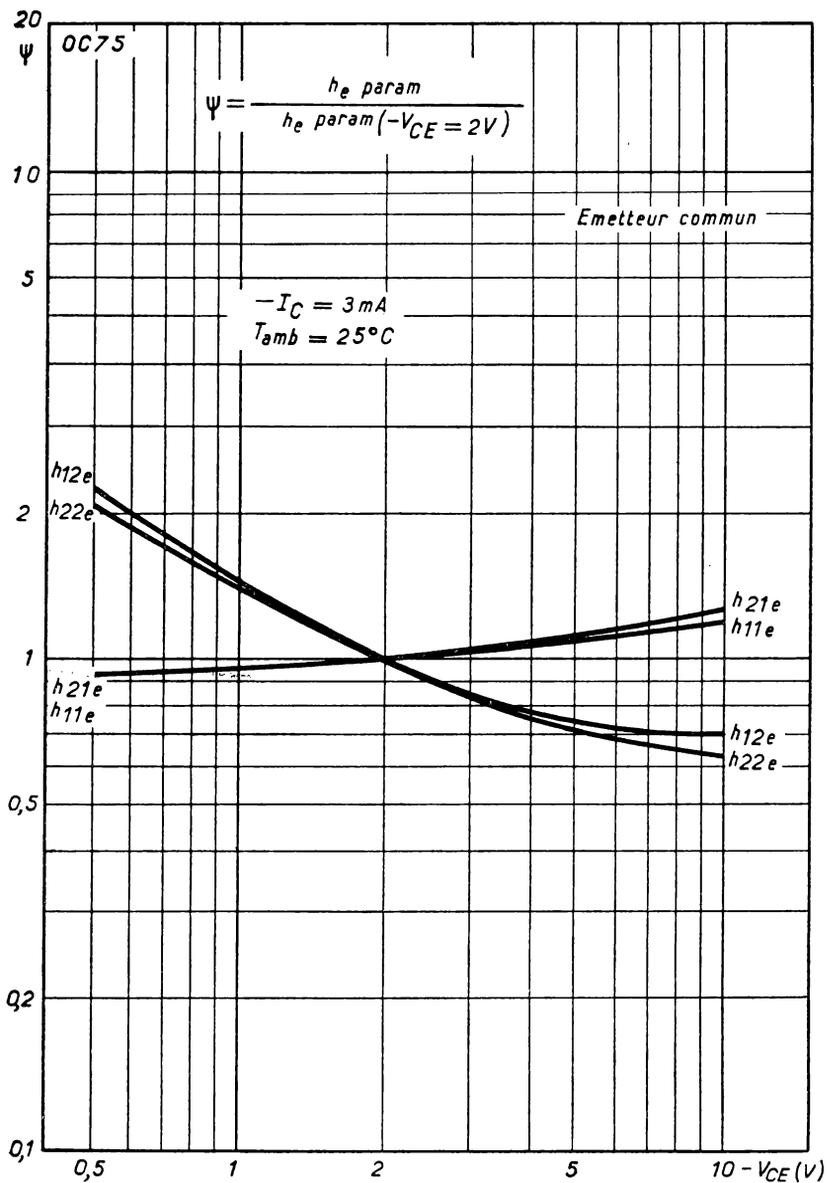
**TRANSISTOR
 AU GERMANIUM A JONCTIONS
 (P-N-P)
 (Applications BF)**

OC 75



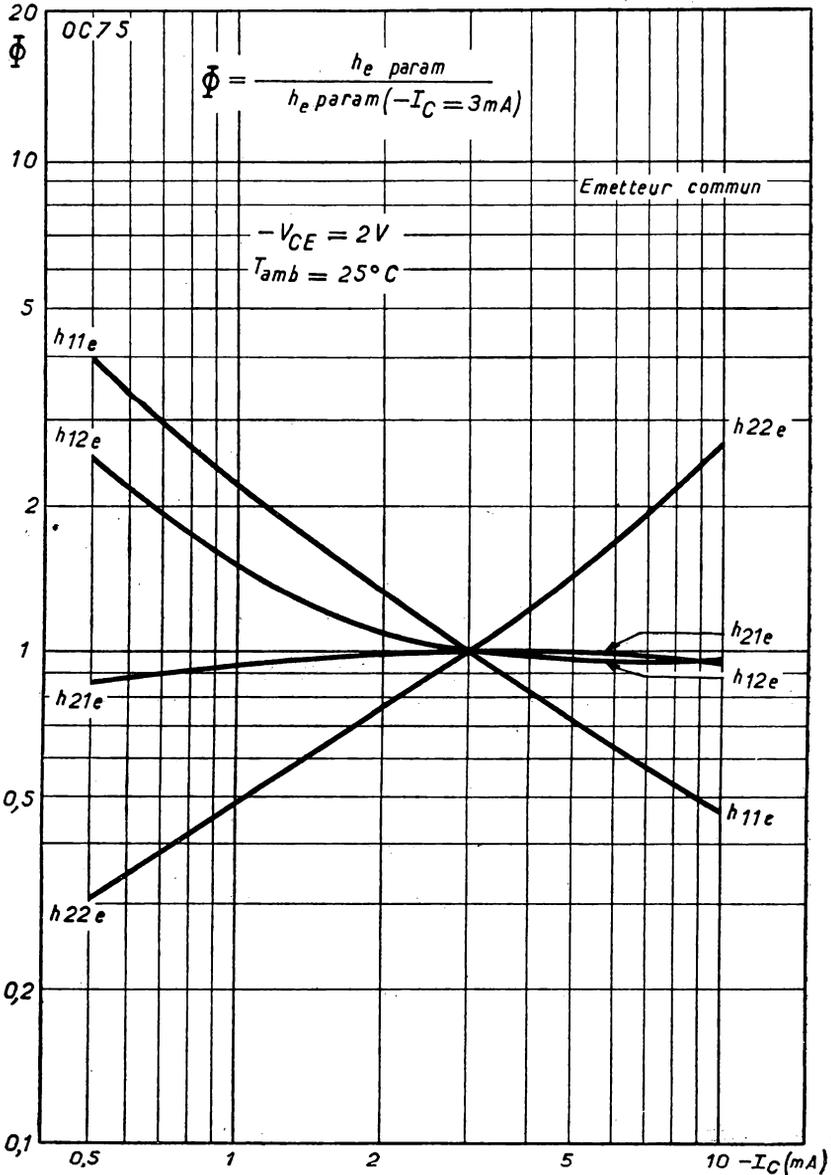
OC 75

TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P-N-P) (Applications BF)



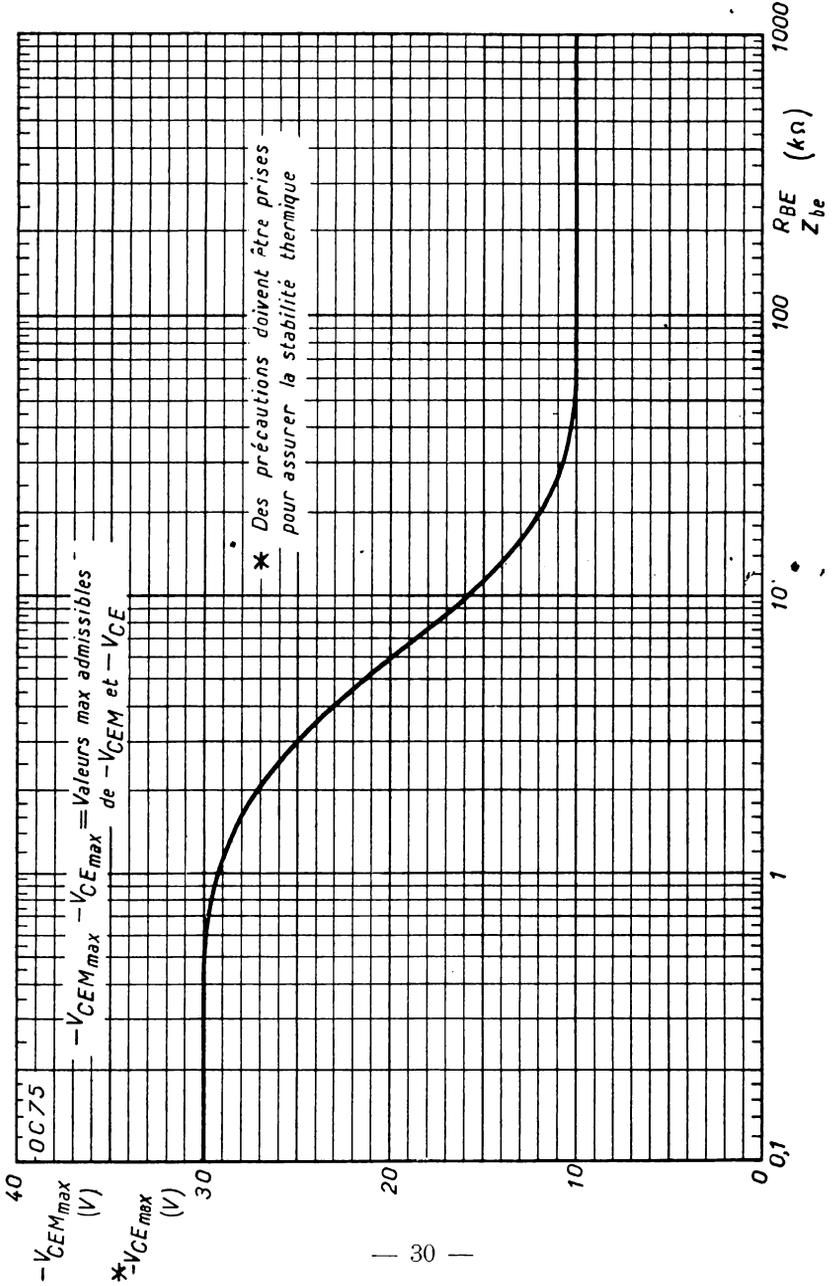
TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P-N-P)
(Applications BF)

OC75



**TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P-N-P)
(Applications BF)**

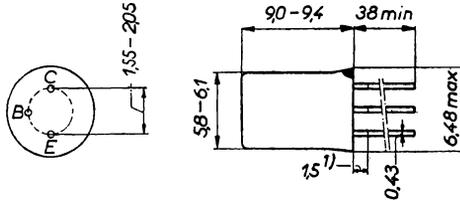
OC 75



TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
(Applications AF)

AC 125

DISPOSITION DES ÉLECTRODES ET ENCOMBREMENT



1) Non étamé

Boîtier métallique JEDEC TO-1
 Le point rouge indique le collecteur

VALEURS A NE PAS DÉPASSER

(Limites absolues)

- | | |
|---------------------------|----------------------|
| — V_{CB} = max 32 V | — I_C = max 100 mA |
| — V_{CE} = max 32 V (1) | — I_B = max 5 mA |
| — V_{EB} = max 10 V | |

P_c (à 25 °C) à l'air libre.....	max	0,17 W
T_j (en continu).....	max	75 °C
T_j (intermittent) (2).....	max	90 °C
T_{st} (d'emmagasinage).....	max +	75 °C
	min -	55 °C

Résistance thermique

de la jonction à l'air libre.....	$K_{J-a} \leq 0,3$ °C/mW
sur radiateur > 12,5 cm ²	$K_{J-a} \leq 0,09$ °C/mW

(1) Si $R_{th} < 1000 \Omega$.

(2) Durée totale max = 200 heures.

AC 125

TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P.N.P.) (Applications AF)

CARACTÉRISTIQUES (*)

($T_{amb} = 25\text{ °C}$)

	min	nom	max
$-I_{CBO}$ ($-V_{CB} = 10\text{ V}$, $I_E = 0$) ...			10 μA
$-I_{EBO}$ ($-V_{EB} = 5\text{ V}$, $I_C = 0$, $T_J = 75\text{ °C}$)			550 μA
$-V_{CB}$ ($-I_C = 500\text{ }\mu\text{A}$, $V_{BE} = 0$) ..	32		V
$-V_{EB}$ ($-I_E = 200\text{ }\mu\text{A}$, $I_C = 0$)	10		V
h_{21E} ($I_E = 2\text{ mA}$, $-V_{CB} = 5\text{ V}$)	65	130	
h_{21E} ($I_E = 50\text{ mA}$, $V_{CB} = 0$) ..		95	
h_{21E} ($I_E = 100\text{ mA}$, $V_{CB} = 0$) ..		80	
$-V_{BE}$ ($I_E = 2\text{ mA}$, $-V_{CB} = 5\text{ V}$)		105	mV
$-V_{BE}$ ($I_E = 100\text{ mA}$, $V_{CB} = 0$) ..			400 mV
f_1 ($-V_{CB} = 2\text{ V}$, $I_E = 10\text{ mA}$) ...	1,3	1,7	MHz
f_{α} ($-V_{CB} = 2\text{ V}$, $I_E = 10\text{ mA}$) ...	10	17	kHz
F ($-V_{CB} = 5\text{ V}$, $I_E = 0,5\text{ mA}$, $f = 1000\text{ Hz}$, $R_s = 500\text{ }\Omega$)		4	10 dB

Paramètres petits signaux

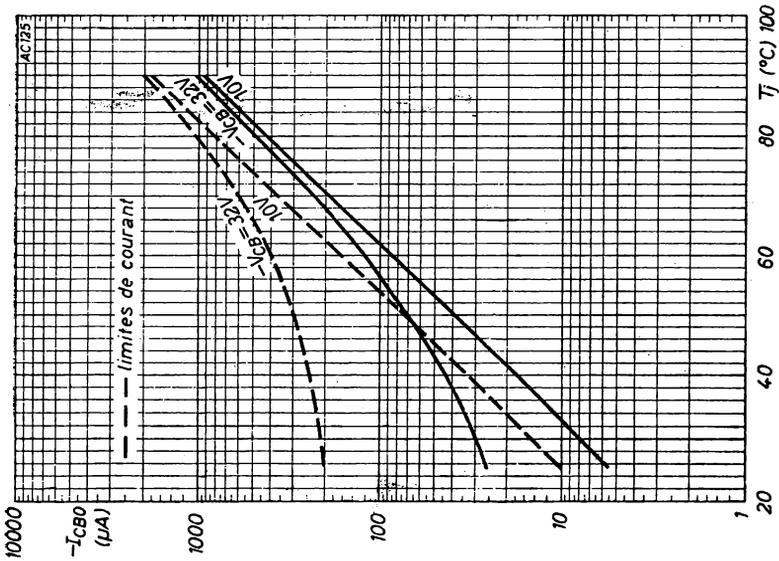
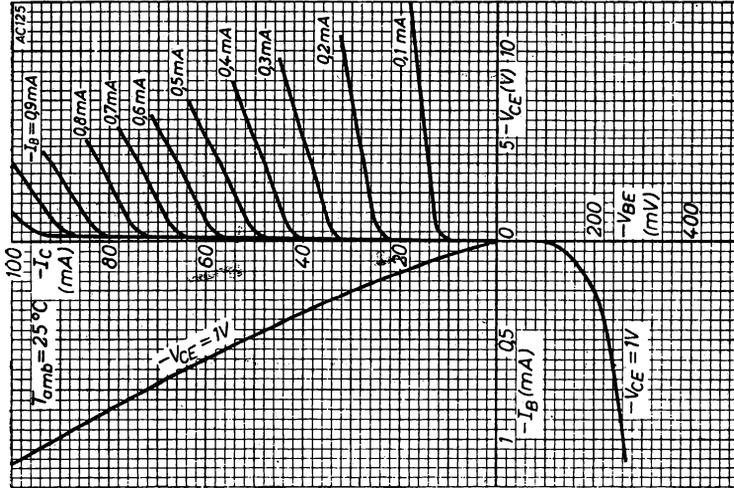
à $-V_{CB} = 5\text{ V}$, $I_E = 2\text{ mA}$, $f = 1\text{ kHz}$

h_{11e}	1,1	1,7	2,5 $\text{k}\Omega$
h_{12e}		$6,5 \times 10^{-4}$	$8,5 \times 10^{-4}$
h_{21e}	80	125	170
h_{22e}		80	110 $\mu\text{A/V}$

(*) Caractéristiques provisoires.

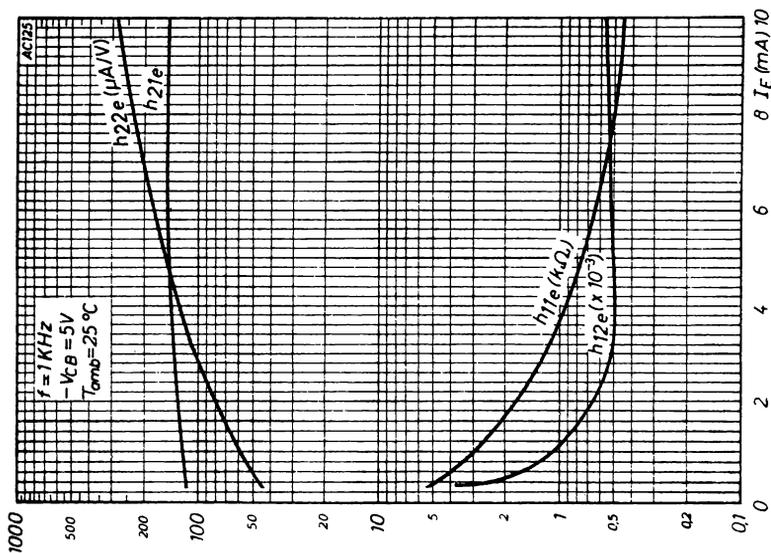
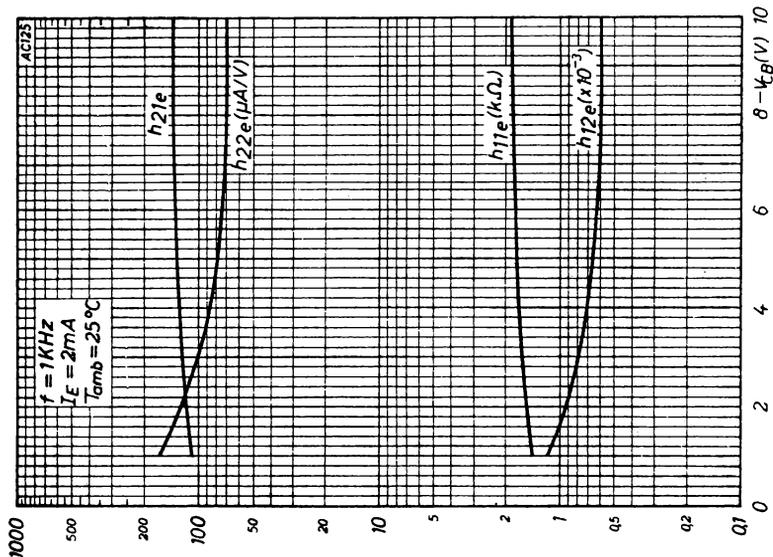
TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
(Applications AF)

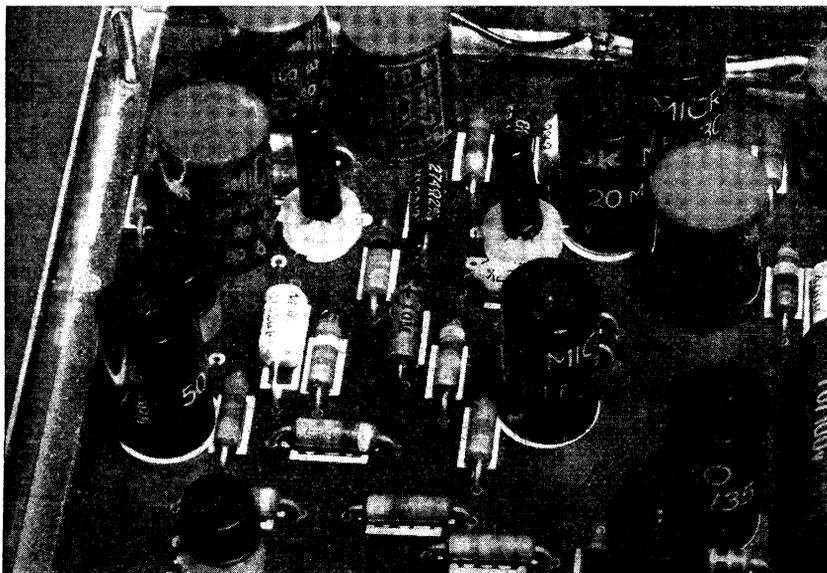
AC 125



AC 125

TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P.N.P.) (Applications AF)





Cliché MECI.

Préamplificateur à transistors pour asservissement (calcul des circuits de polarisation : *Semiconducteurs*, 1^{re} partie, chapitre IV, note).

II. – VARIATIONS DE A_v , A_i , A_p , R_e , R_s , ET COMPARAISON DES TROIS MONTAGES FONDAMENTAUX

Les amplifications en tension A_v , en courant A_i , en puissance A_p , et la résistance d'entrée R_e d'un transistor sont fonction de sa charge R_c ; la résistance de sortie R_s dépend au contraire de la résistance R_g du générateur de commande (chap. I).

En outre, ces variations diffèrent avec la nature du montage (E. C. ; B. C. ; C. C.).

Pour faciliter la comparaison des trois montages, les exemples numériques concernent tous le même transistor pour lequel nous avons adopté, par commodité, des valeurs arrondies. Notre transistor n'existe pas, mais il est typique, car il est voisin de plusieurs types actuels de transistors préamplificateurs (AC 125 par exemple, que nous utilisons au laboratoire).

A. — Base commune, collecteur commun : expressions des paramètres hybrides en fonction de h_{11e} , h_{12e} , h_{21e} , h_{22e}

Les constructeurs donnent les paramètres h du montage émetteur commun ; pour pouvoir appliquer aux trois montages les résultats du chapitre précédent, calculons les paramètres h des montages *base commune* et *collecteur commun* en fonction de ceux du montage émetteur commun.

I. — MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

Les équations en h du quadripôle linéaire s'écrivent (fig. 1) :

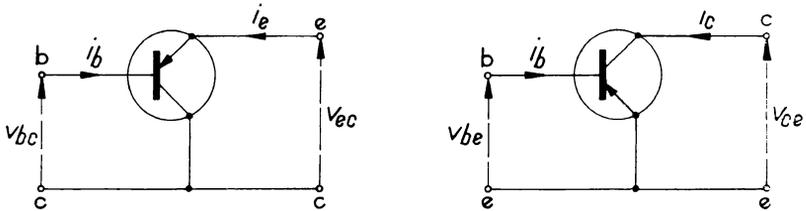


FIG. 1. — Tensions et courants d'entrée et de sortie des montages collecteur commun et émetteur commun.

— pour le montage *collecteur* commun :

$$v_{bc} = h_{11c} i_b + h_{12c} v_{ec} \quad (1 C)$$

$$i_c = h_{21c} i_b + h_{22c} v_{ec} ; \quad (2 C)$$

— pour le montage *émetteur* commun :

$$v_{be} = h_{11e} i_b + h_{12e} v_{ce} \quad (1 E)$$

$$i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} v_{ce}. \quad (2 E)$$

A l'aide des relations générales :

$$i_e + i_b + i_c = 0$$

$$v_{be} + v_{ec} + v_{cb} = 0,$$

transformons les équations 1 E et 2 E de façon qu'elles expriment v_{bc} et i_e , comme les équations 1 C et 2 C, en fonction de i_b et v_{ec} .

Remplaçons dans les équations 1 E et 2 E :

$$v_{ce} = -v_{ec} ; \quad i_c = -i_e - i_b ; \quad v_{be} = v_{bc} - v_{ec} ;$$

il vient après passage de v_{ec} et i_b dans les seconds membres :

$$v_{bc} = h_{11e} i_b + (1 - h_{12e}) v_{ec} \quad (1')$$

$$i_e = -(1 + h_{21e}) i_b + h_{22e} v_{ec}. \quad (2')$$

Par identification des égalités (1 C) et (1'), (2 C) et (2') :

$h_{11c} = h_{11e}$	$h_{12c} = 1 - h_{12e} \approx 1$
$h_{21c} = -(h_{21e} + 1) = -(\beta + 1)$	$h_{22c} = h_{22e} = \frac{1}{\rho}$

$$\Delta h_c = h_{11c} h_{22c} - h_{12c} h_{21c} = h_{11e} h_{22e} + (1 - h_{12e})(h_{21e} + 1)$$

$$\Delta h_c \approx \beta + 1 + \frac{h_{11e}}{\rho} \approx \beta + 1$$

$$(\text{car } h_{12e} \sim 10^{-3}; \quad h_{11e} h_{22e} \sim 0,1).$$

2. — MONTAGE BASE COMMUNE

$$v_{eb} = h_{11b} i_e + h_{12b} v_{cb} \quad (1 \text{ B})$$

$$i_c = h_{21b} i_e + h_{22b} v_{cb}. \quad (2 \text{ B})$$

Un calcul analogue donne, en utilisant la notation usuelle $\beta = h_{21e}$, $\alpha = -h_{21b}$:

$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{\beta + 1}$	$h_{12b} = \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{\beta + 1} = \frac{h_{11e}}{(\beta + 1)\rho} - h_{12e}$
$h_{21b} = -\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}} \text{ ou } \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$	$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{\beta + 1}$ ou : $r_{22b} = (\beta + 1)\rho$

$$\Delta h_b = h_{11b} h_{22b} - h_{12b} h_{21b} = \frac{\Delta h_e}{\beta + 1}.$$

CALCUL. — Transformons les équations 1 E et 2 E (§ 1), de façon qu'elles expriment v_{eb} et i_c , comme les équations 1 B et 2 B, en fonction de i_e et v_{cb} ; pour abrégier, posons pour la durée du calcul :

$$\begin{cases} v_{be} = a i_b + b v_{ce} & (1 \text{ E}) \\ i_c = c i_b + d v_{ce}. & (2 \text{ E}) \end{cases}$$

Remplaçons $v_{be} = -v_{eb}$; $i_b = -i_c - i_e$; $v_{ce} = v_{cb} - v_{eb}$:

$$\begin{cases} v_{eb} = -a(-i_c - i_e) - b(v_{cb} - v_{eb}) \\ i_c = c(-i_c - i_e) + d(v_{cb} - v_{eb}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} (1 - b)v_{eb} - a i_c = a i_e - b v_{cb} & (1' \text{ E}) \\ d v_{eb} + (c + 1) i_c = -c i_e + d v_{cb}. & (2' \text{ E}) \end{cases}$$

Réolvons ces deux équations ; par exemple éliminons i_c en multipliant 1' E par $c + 1$, 2' E par a et additionnant :

$$(c + 1 + ad - bc - b) v_{eb} = a i_e + (ad - bc - b) v_{cb},$$

c'est-à-dire, en revenant aux paramètres h :

$$(h_{21e} + 1 + \Delta h_e - h_{12e}) v_{eb} = h_{11e} i_e + (\Delta h_e - h_{12e}) v_{cb}. \quad (3)$$

Identifions 1 B et 3 :

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{h_{21e} + 1 + \Delta h_e - h_{12e}}, \quad h_{12b} = \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{h_{21e} + 1 + \Delta h_e - h_{12e}}.$$

En éliminant v_{eb} entre 1' E et 2' E, on trouve :

$$(h_{21e} + 1 + \Delta h_e - h_{12e}) i_c = - (h_{21e} + \Delta h_e) i_e + h_{22e} v_{cb} \quad (4)$$

Identifions avec 2 B :

$$h_{21b} = - \frac{h_{21e} + \Delta h_e}{h_{21e} + 1 + \Delta h_e - h_{12e}}; \quad h_{22b} = \frac{h_{22e}}{h_{21e} + 1 + \Delta h_e - h_{12e}}.$$

Mais on a Δh_e et $h_{12e} \ll 1$ d'où, avec une très bonne approximation, les relations pratiques du tableau ci-dessus.

REMARQUE 1. — La relation $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$ (ou $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$) est donc approchée ; on définit en effet :

$$\alpha = - h_{21b} = - \frac{i_c}{i_e} \quad \text{pour } v_{cb} = 0 ;$$

$$\beta = h_{21e} = \frac{i_c}{i_b} \quad \text{pour } v_{ce} = 0.$$

Mais l'approximation est excellente puisque v_{cb} et $v_{ce} \gg v_{be}$, c'est-à-dire $v_{cb} \approx v_{ce}$.

REMARQUE 2. — Le dernier tableau montre que :

$$\frac{h_{11e}}{h_{11b}} = \frac{h_{21e}}{|h_{21b}|} = \frac{h_{22e}}{h_{22b}} = \frac{\Delta h_e}{\Delta h_b} = \beta + 1.$$

En particulier :

$$1^\circ \frac{\Delta h_e}{h_{22e}} = \frac{\Delta h_b}{h_{22b}} \text{ représente } (R_e)_E = (R_e)_B, \text{ lorsque } R_c \text{ tend vers l'infini (§ C).}$$

$$2^\circ \frac{h_{11e}}{\Delta h_e} = \frac{h_{11b}}{\Delta h_b} \text{ représente } (R_s)_E = (R_s)_B \text{ lorsque } R_g = 0 \text{ (§ D).}$$

3. — LA VALEUR ABSOLUE DE $\frac{h_{21}}{h_{11}}$ EST LA MÊME POUR LES TROIS MONTAGES ;
IL EN EST DE MÊME POUR $\frac{h_{21}}{h_{22}}$ et $\frac{h_{11}}{h_{22}}$.

$$a) \quad \frac{-h_{21b}}{h_{11b}} = \frac{-h_{21c}}{h_{11c}} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} = s \text{ (pente).}$$

En effet, remplaçons les paramètres relatifs aux montages base commune et collecteur commun par leurs valeurs des tableaux ci-dessus ; utilisons $\beta = h_{21e}$:

$$\frac{h_{21b}}{h_{11b}} = -\frac{\beta}{\beta + 1} : \frac{h_{11e}}{\beta + 1} = -\frac{\beta}{h_{11e}}.$$

$$\frac{h_{21c}}{h_{11c}} = \frac{-(\beta + 1)}{h_{11e}} \approx -\frac{\beta}{h_{11e}}.$$

Cette propriété montre qu'en coordonnées logarithmiques, les courbes $|A_v| (R_c)$ des trois montages ont une asymptote commune ; en effet, d'après la relation 7', page 11, $|A_v|$ tend vers $s R_c$ lorsque R_c tend vers zéro.

REMARQUE. — D'après les équations générales du quadripôle :

$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \quad i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2,$$

$$\text{on a :} \quad \frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{i_2}{v_1} \quad \text{pour} \quad v_2 = 0 ;$$

c'est la *pente* du quadripôle à sortie en court-circuit. Cette pente est donc la même pour les trois montages d'un transistor.

$$b) \quad \frac{-h_{21b}}{h_{22b}} = \frac{-h_{21c}}{h_{22c}} = \frac{h_{21e}}{h_{22e}} = -\beta \rho.$$

En effet :

$$\frac{h_{21b}}{h_{22b}} = -\frac{\beta}{\beta + 1} : \frac{h_{22e}}{\beta + 1} = -\frac{\beta}{h_{22e}}$$

$$\frac{h_{21c}}{h_{22c}} = \frac{-(\beta + 1)}{h_{22e}} \approx -\frac{\beta}{h_{22e}}.$$

Cette propriété explique l'asymptote commune aux trois courbes $|A_i| (R_c)$.

En effet, d'après la relation 5, page 8, pour $h_{22} R_c \geq 1$, on a $A_i \approx \frac{h_{21}}{h_{22} R_c}$.

$$c) \quad \frac{h_{11b}}{h_{22b}} = \frac{h_{11c}}{h_{22c}} = \frac{h_{11e}}{h_{22e}} = h_{11e} \rho.$$

En effet :

$$h_{11c} = h_{11e} \quad ; \quad h_{22c} = h_{22e}$$

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{\beta + 1} \quad ; \quad h_{22b} = \frac{h_{22e}}{\beta + 1}.$$

CONSEQUENCE : les produits $R_{c\text{opt}} R_{g\text{opt}} (= R_{s\text{opt}} R_{e\text{opt}})$ sont égaux pour les trois montages. En effet :

$$R_{c\text{opt}} R_{g\text{opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h}} \sqrt{\frac{h_{11} \Delta h}{h_{22}}} = \frac{h_{11}}{h_{22}}.$$

Ce résultat explique que les segments EE' , BB' , CC' joignant les points figuratifs des adaptations sur les courbes $R_e (R_c)$ et $R_s (R_g)$, en coordonnées logarithmiques, aient le même milieu M (§ D).

4. — EXEMPLES NUMÉRIQUES

Considérons le transistor typique :

$$\begin{aligned} h_{11e} &= 2,8 \text{ k}\Omega; & h_{12e} &= 10^{-3}; & h_{21e} &= \beta = 99; \\ h_{22e} &= 5 \cdot 10^{-5} \text{ A/V} = 50 \text{ }\mu\text{A/V}; & \Delta h_e &= 0,041. \end{aligned}$$

a) Avec ces valeurs, les expressions ci-dessus donnent :

Pour le montage *collecteur* commun :

$$\begin{aligned} h_{11c} &= h_{11e} = 2,8 \text{ k}\Omega; & h_{12c} &= 1 - h_{12e} = 0,999 \approx 1. \\ h_{21c} &= -(\beta + 1) = -100; & h_{22c} &= h_{22e} = 50 \text{ }\mu\text{A/V} = 0,05 \text{ mA/V}. \\ \Delta h_c &= 2,8 \times 0,05 - 0,999 (-100) = 100. \end{aligned}$$

Pour le montage *base* commune :

$$\begin{aligned} h_{11b} &= \frac{h_{11e}}{\beta + 1} = \frac{2800}{100} = 28 \Omega; & h_{12b} &= \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{\beta + 1} = \frac{0,041 - 0,001}{100} = 4 \cdot 10^{-4}. \\ -h_{21b} &= \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = 0,99; & h_{22b} &= \frac{h_{22e}}{\beta + 1} = \frac{50}{100} = 0,50 \text{ }\mu\text{A/V}. \\ \Delta h_b &= \frac{\Delta h_e}{\beta + 1} = 4,1 \cdot 10^{-4}. \end{aligned}$$

REMARQUE. — Pour les lecteurs qui tiendraient encore à les considérer, les paramètres du schéma équivalent en \mathbf{T} sont, pour notre transistor type :

$$r_e = 20 \Omega; \quad r_b = 800 \Omega; \quad r_c = 2 \text{ M}\Omega; \quad \alpha = 0,99.$$

b) Transistor type : tableau récapitulatif.

	Émetteur commun.	Base commune.	Collecteur commun.
h_{11}	2,8 k Ω	28 Ω	2,8 k Ω
h_{12}	10^{-3}	$4 \cdot 10^{-4}$	0,999 ≈ 1
h_{21}	$\beta = 99$	$\left(\alpha = -\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = 0,99 \right)$	$\left(\gamma = -\frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = 100 \right)$
h_{22}	$50 \frac{\mu A}{V} = 0,05 \frac{mA}{V}$	$0,5 \frac{\mu A}{V} = 5 \cdot 10^{-4} \frac{mA}{V}$	$50 \frac{\mu A}{V} = 0,05 \frac{mA}{V}$
$r_{22} = \frac{1}{h_{22}}$	20 k Ω (ρ)	2 M Ω	20 k Ω
Δh	0,041 = $4,1 \cdot 10^{-2}$	$4,1 \cdot 10^{-4}$	100
Pente $\frac{h_{21}}{h_{11}}$ (s)	$\frac{99}{2,8} = 35,4 \text{ mA/V}$	$\frac{-0,99}{0,028} = -35,4 \text{ mA/V}$	$\frac{-100}{2,8} = -35,7 \text{ mA/V}$
$\frac{h_{21}}{h_{22}}$	1 980 k Ω	- 1 980 k Ω	- 2 000 k Ω

c) A titre d'exemple, l'expression générale de l'amplification en courant :

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_c}$$

devient, pour notre transistor type avec R_c en k Ω et h_{22} en mA/V :

$$(A_i)_E = \frac{99}{1 + 0,05 R_c}; \quad (A_i)_B = \frac{-0,99}{1 + 5 \cdot 10^{-4} R_c}; \quad (A_i)_C = \frac{-100}{1 + 0,05 R_c}$$

On peut alors tracer les courbes de variation de A_i en fonction de R_c pour chaque montage et comparer ces courbes entre elles; nous allons tracer de même les courbes $A_v(R_c)$, $A_p(R_c)$, $R_e(R_c)$ et $R_s(R_c)$.

B. — Variations de A_i , A_v , A_p en fonction de la résistance de charge R_c

Calculons pour les trois montages les valeurs absolues :

$$|A_i| = \frac{|h_{21}|}{1 + h_{22} R_c}, \quad |A_v| = \frac{|h_{21}| R_c}{h_{11} + \Delta h R_c} \quad \text{et} \quad A_p = |A_v A_i|;$$

pour des valeurs échelonnées de R_c , pour notre transistor type ; après ces exemples numériques, nous comparerons les montages et dégagerons quelques résultats généraux.

I. — MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN

$$h_{21e} = \beta = 99; \quad h_{22e} = 0,05 \text{ mA/V}; \quad h_{11e} = 2,8 \text{ k}\Omega; \quad \Delta h_e = 0,041.$$

Dans l'application numérique, exprimons les résistances en $\text{k}\Omega$:

$$A_i = \frac{99}{1 + 0,05 R_c}; \quad |A_v| = \frac{99 R_c}{2,8 + 0,041 R_c}.$$

On calcule, par leurs expressions du chapitre I :

$$R_{c \text{ opt}} = 37 \text{ k}\Omega; \quad A_{p \text{ max}} = 29 \text{ 600}.$$

Lorsque R_c tend vers l'infini, $|A_v|$ tend vers :

$$\frac{h_{21e}}{\Delta h_e} = \frac{\beta}{\Delta h_e} = \frac{99}{0,041} = 2 \text{ 415}.$$

$$G_{p \text{ max}} = 10 \lg A_{p \text{ max}} = 10 \lg 29 \text{ 600} = 44,7 \text{ dB}.$$

R_c (k Ω)	0	0,01	0,1	0,5	1	5	10	37	50	100	500	1 000	5 000	10 ⁴	∞
A_i	99 (β)	99	98,5	97,5	94,4	79,2	66	34,8	28,4	16,5	3,8	1,94	$\approx 0,4$	0,20	0
$ A_v $	0	0,354	3,5	17,5	35	164	310	850	1 020	1 430	2 130	2 260	2 380	2 400	2 415
$A_p = A_v A_i$	0	35	345	1 710	3 280	13 050	20 400	29 600	28 850	23 700	8 100	4 380	940	480	0

Courbes : fig. 2.

On constate que l'amplification A_i est pratiquement :

- constante ($A_i \approx$ gain en court-circuit) aux faibles charges ;
- inversement proportionnelle à R_c aux fortes charges.

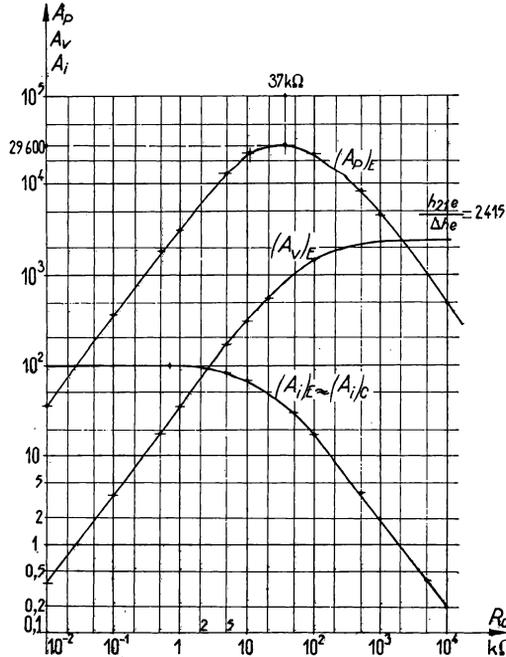


FIG. 2. — **Émetteur commun** : variations des amplifications en fonction de la charge R_c .
Coordonnées logarithmiques. Transistor type (données p. 41).

Au contraire $|A_v|$ croît d'abord — proportionnellement à la charge lorsque celle-ci est faible — puis tend vers une valeur constante $\left(\frac{h_{21}}{\Delta h}\right)$: le produit $|A_v| A_i = A_p$ passe donc par un maximum.

Ces remarques sont valables pour les deux autres montages.

2. — MONTAGE BASE COMMUNE

$$\begin{aligned} -h_{21b} &= \alpha = 0,99 ; & h_{22b} &= 0,5 \cdot 10^{-3} \frac{\text{mA}}{\text{V}} ; \\ h_{11b} &= 0,028 \text{ k}\Omega ; & \Delta h_b &= 0,41 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

R_c étant exprimé en $\text{k}\Omega$:

$$|A_i| = \frac{0,99}{1 + 0,5 \cdot 10^{-3} R_c} ; \quad A_v = \frac{0,99 R_c}{0,028 + 0,41 \cdot 10^{-3} R_c} = \frac{99 R_c}{2,8 + 0,041 R_c}.$$

L'expression de A_v est donc identique à celle du montage émetteur commun.

A la charge $R_c \text{ opt} = \sqrt{\frac{h_{11b}}{h_{22b} \Delta h_b}} = 370 \text{ k}\Omega,$

correspond $A_{p \text{ max}} = \frac{h_{21b}^2}{(\sqrt{\Delta h_b} + \sqrt{h_{11b} h_{22b}})^2} = 1\,705.$

$G_p \text{ max} = 10 A_{p \text{ max}} = 10 \lg 1\,705 = 32,4 \text{ dB}.$

Valeur limite : $A_v = \frac{h_{21b}}{\Delta h_b} = \frac{\alpha}{\Delta h_b} = \frac{0,99}{4,1 \cdot 10^{-4}} = 2\,415.$

R_c (kΩ)	0	0,01	0,1	0,5	1	5	10	50	100	370	500	1 000	5 000	10 ⁴	∞
$ A_t $	0,99 (α)	0,99	0,99	≈ 0,99	≈ 0,99	0,987	0,985	0,965	0,943	0,836	0,792	0,66	0,28	0,165	0
A_v	0	0,354	3,54	17,5	35	164	310	1 020	1 430	2 040	2 130	2 260	2 380	2 400	2 415
$A_p = A_v A_t $	0	0,35	3,5	17,3	34,6	162	304	984	1 350	1 705	1 680	1 490	670	394	

Courbes : figure 3.

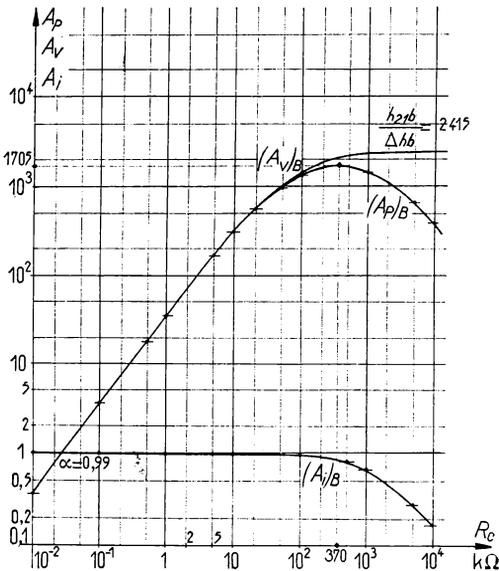


FIG. 3. — Base commune : amplifications.

3. — MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

$$-h_{21c} = \beta + 1 = 100; \quad h_{22c} = 0,05 \text{ mA/V}; \quad h_{11c} = 2,8 \text{ k}\Omega; \quad \Delta h_c = 100.$$

Exprimons R_c en $\text{k}\Omega$:

$$|A_i| = \frac{100}{1 + 0,05 R_c} \approx (A_i)_E; \quad A_v = \frac{100 R_c}{2,8 + 100 R_c} = \frac{R_c}{R_c + 0,028}.$$

Relation 13 : $R_{c \text{ opt}} = 0,75 \text{ k}\Omega$; relation 15 : $A_{p \text{ max}} = 93$.

Nous avons trouvé :

$$G_{p \text{ max}} = 10 A_{p \text{ max}} = 10 \lg 93 = 19,7 \text{ dB}.$$

R_c (k Ω)	0	0,01	0,1	0,5	0,75	1	5	10	50	100	500	1 000	5 000	10 ⁴	∞
$ A_i $	100 ($\beta + 1$)	≈ 100	99,5	97,5	96,4	95,2	80	66,7	28,6	16,7	3,84	1,96	0,4	0,2	0
A_v	0	0,26	0,78	0,947	0,964	0,972	0,995	0,997	0,999	≈ 1	1	1	1	1	1
$A_p = A_v A_i $	0	26	77,6	92,4	93	92,4	79,6	66,5	28,6	16,7	3,8	2	0,4	0,2	0

Courbes : figure 4.

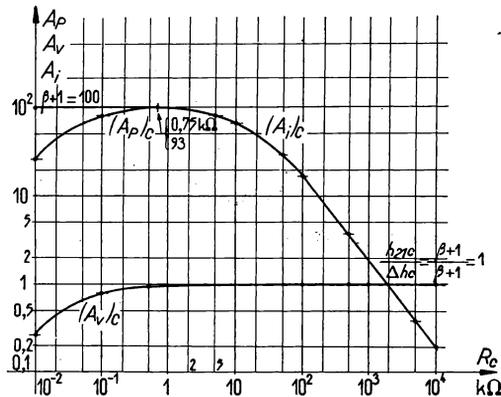


FIG. 4. — Collecteur commun : amplifications.

4. — COMPARAISON DE A_i , A_v , A_p DANS LES TROIS MONTAGES (Fig. 5)

a) Pour les trois montages, A_p croît avec la charge tandis que A_i décroît ; il en résulte que A_p passe par un maximum pour une certaine charge ($R_{c\text{opt}}$).

En outre : $(A_v)_E = (A_v)_B \gg (A_v)_C \sim 1$.
 $(A_i)_E \approx (A_i)_C \gg (A_i)_B \sim 1$.

Ces propriétés s'expliquent par la contre-réaction. (Voir *Amplification*, fasc. I.)

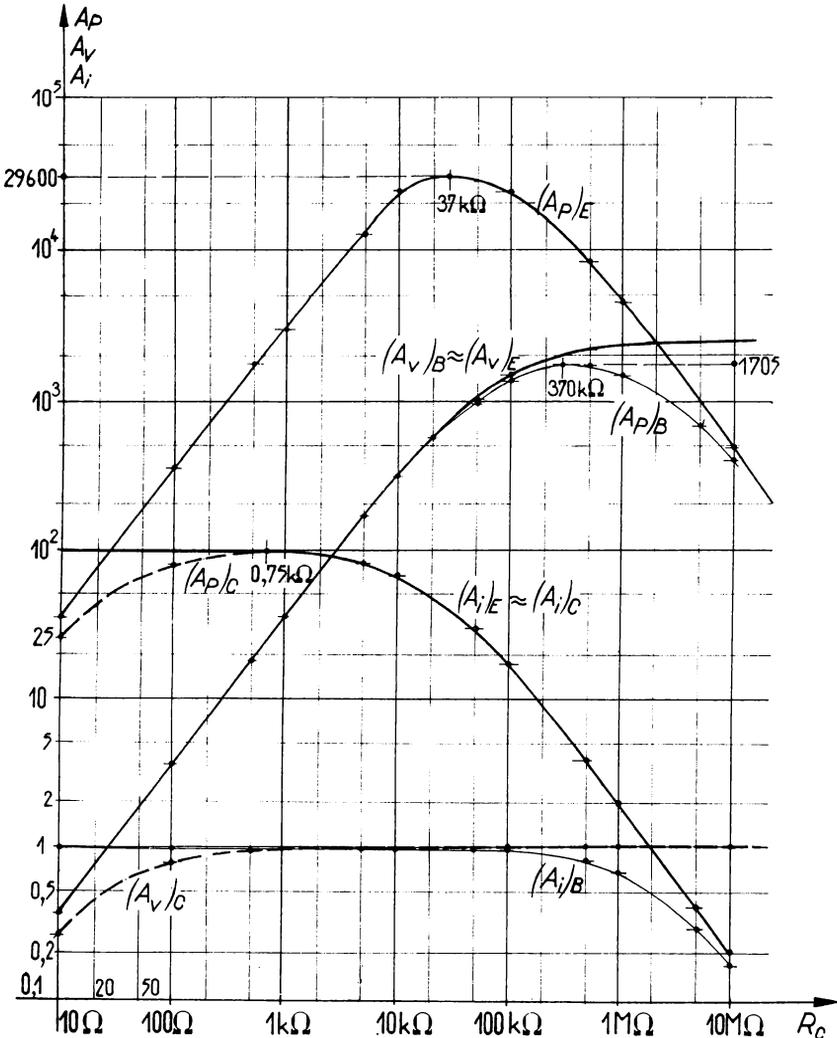


FIG. 5. — **Amplifications** : comparaison des trois montages fondamentaux. Transistor type : données numériques, p. 41.

b) **Les trois montages amplifient en puissance (définition de l'amplificateur), mais :**

- le montage base commune amplifie en *tension* sans amplifier en courant ;
- au contraire, le montage collecteur commun amplifie en *courant*, sans amplifier en tension ;
- le montage émetteur commun amplifie à la fois en *tension* et en *courant*.

Au montage *émetteur commun* correspond la plus grande amplification en puissance ; il présente, en effet, la grande amplification en tension du montage base commune et la grande amplification en courant du montage collecteur commun.

c) **Expression de A_v en fonction de la pente :**

$$A_v = \frac{h_{21} R_c}{h_{11} + \Delta h R_c} = \frac{\frac{h_{21}}{h_{11}} R_c}{1 + \frac{\Delta h}{h_{11}} R_c} = \frac{s R_c}{1 + \frac{\Delta h}{h_{11}} R_c}$$

Pour une charge R_c donnée, le numérateur a pratiquement la même valeur pour les trois montages, mais $\frac{\Delta h}{h_{11}} = 0,0146$ mA/V pour les montages *E. C.* et *B. C.*, tandis que $\frac{\Delta h}{h_{11}} = 35,7$ pour le montage collecteur commun (tableau § A 4) :

$$(A_v)_E = (A_v)_B = \frac{35,4 R_c}{1 + 0,0146 R_c} ; \quad (A_v)_C = \frac{35,7 R_c}{1 + 35,7 R_c}$$

L'expression simplifiée $|A_v| = s R_c$ correspondant à l'amplificateur parfait est acceptable pour les calculs rapides tant que $\frac{\Delta h}{h_{11}} R_c < 1$, soit $R_c < \frac{h_{11}}{\Delta h}$ (voir Note).

Pour le transistor considéré ci-après, on a :

- en émetteur commun : $\frac{h_{11e}}{\Delta h_e} = \frac{2\,800}{0,041} = 68\,300 \Omega$;
- en base commune : $\frac{h_{11b}}{\Delta h_b} = \frac{28}{4,1 \cdot 10^{-4}} = 68\,300 \Omega$;
- en collecteur commun : $\frac{h_{11c}}{\Delta h_c} = \frac{2\,800}{100} = 28 \Omega$ seulement.

Avec le montage usuel (*E. C.*) on pourra dans bien des cas effectuer les calculs approchés avec la relation simplifiée :

$$|A_v| = s R_c = \frac{\beta}{h_{11e}} R_c$$

d) **Asymptotes des courbes A_i (R_c).**

Les amplifications en courant des trois montages :

- sont constantes ($A_i \approx h_{21}$) aux *petites* valeurs de la charge ; en coordonnées logarithmiques, h_{21} correspond à l'ordonnée de l'asymptote horizontale ;

- sont inversement proportionnelles à la charge aux *grandes* valeurs de celle-ci ; pour $R_c \gg \frac{1}{h_{22}}$:

$$A_i \approx \frac{h_{21}}{h_{22}} \frac{1}{R_c}.$$

- sont égales aux grandes valeurs de la charge puisque $\frac{h_{21}}{h_{22}}$ a la même valeur (absolue) dans les trois montages ; en coordonnées logarithmiques, les trois courbes $A_i(R_c)$ ont donc une asymptote commune.

e) **Asymptotes des courbes $A_v(R_c)$.**

Les amplifications en tension des trois montages :

- sont constantes aux *grandes* valeurs de la charge $\left(R_c \gg \frac{h_{11}}{\Delta h}\right)$:

$$A_v = \frac{h_{21} R_c}{h_{11} + \Delta h R_c} = \frac{h_{21}}{\frac{h_{11}}{R_c} + \Delta h} \approx \frac{h_{21}}{\Delta h}.$$

- sont proportionnelles à la charge pour les *petites* valeurs de celle-ci $\left(R_c \ll \frac{h_{11}}{\Delta h}\right)$:

$$A_v = \frac{h_{21} R_c}{h_{11} + \Delta h R_c} \approx \frac{h_{21}}{h_{11}} R_c ;$$

- sont égales aux très petites valeurs de R_c , puisque $\frac{h_{21}}{h_{11}}$ a la même valeur (absolue) dans les trois montages ; les trois courbes $A_v(R_c)$ ont donc une asymptote commune.

C. — Variation de la résistance d'entrée

Rappelons l'expression générale :

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

Dans tous les montages :

- pour $R_c = 0$, on a : $R_e = h_{11}$;
- pour R_c infini : $R_e = \frac{\Delta h}{h_{22}}$.

A l'adaptation, $R_{e \text{ opt}}$ est égale à la moyenne géométrique de ces valeurs extrêmes (chap. I).

Le calcul numérique de R_e , pour R_c donné, est souvent plus rapide lorsqu'on écrit : $R_e = a + \frac{b}{c + R_c}$ $\left(= \frac{ac + b + a R_c}{c + R_c} \right)$ où a , b , c sont trois constantes numériques particulières à chaque montage.

I. — MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN

$$(R_e)_E = \frac{2,8 + 0,041 R_c}{1 + 0,05 R_c} = \frac{56 + 0,82 R_c}{20 + R_c} \quad (R_e \text{ et } R_c \text{ en k}\Omega).$$

On voit que $a = 0,82$; $c = 20$, d'où $ac = 16,4$ et $b = 56 - 16,4 = 39,6$:

$$(R_e)_C = 0,82 + \frac{39,6}{20 + R_c} \quad (R_e \text{ et } R_c \text{ en k}\Omega).$$

R_c (k Ω)	0	0,1	0,5	1	5	10	37	50	100	1 000 = 1 M Ω	10 ⁴ k Ω = 10 M Ω	∞
R_e (k Ω)	2,80 (h_{11e})	2,79	2,75	2,7	2,3	2,14	1,51	1,49	1,45	0,859	0,824	$\frac{\Delta h_e}{h_{22e}} = \mathbf{0,82}$

A la charge adaptée $R_{c\text{opt}} = 37$ k Ω correspond $R_{e\text{opt}} = R_{g\text{opt}} = 1,51$ k Ω .

Cette variation est représentée, en coordonnées logarithmiques, sur la figure 6.

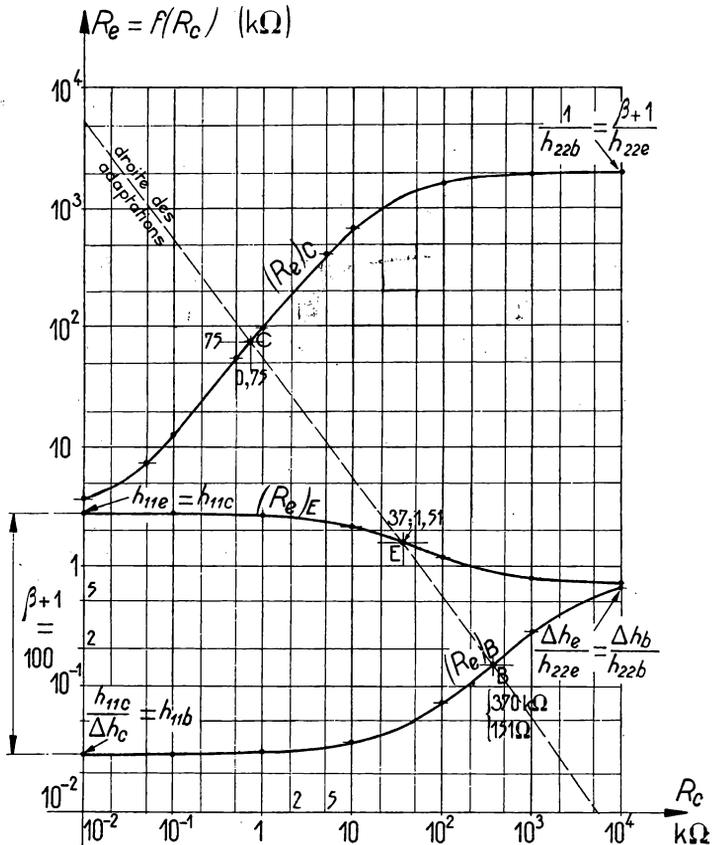


FIG. 6. — Résistances d'entrée des trois montages Transistor « type ».

2. — MONTAGE BASE COMMUNE

On trouve de façon analogue.

$$(R_e)_B = 820 - \frac{1,58 \cdot 10^5}{2000 + R_c} \quad (R_e \text{ en } \Omega ; R_c \text{ en k } \Omega).$$

A la charge $R_{c \text{ opt}} = 368 \text{ k}\Omega$ correspond $R_{e \text{ opt}} = R_{g \text{ opt}} = 151 \Omega$.

R_e (k Ω)	0	0,01	0,1	0,5	1	5	10	100	370	10^3	$5 \cdot 10^3$	10^4	∞
R_e (Ω)	28 (h_{11b})	28	28,05	28,2	28,4	30	32	65	151	290	594	807	820 = $\left(\frac{\Delta h_b}{h_{22b}}\right)$

Courbe R_e (R_c) : fig. 6.

3. — MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

Pour le transistor type étudié : $h_{11c} = 2,8 \text{ k}\Omega$; $\Delta h_c = 100$; $h_{22c} = 0,05 \text{ mA/V}$.

$$(R_e)_c = \frac{h_{11c} + \Delta h_c R_c}{1 + h_{22c} R_c} = \frac{2,8 + 100 R_c}{1 + 0,05 R_c} \quad (R_e \text{ et } R_c \text{ en k}\Omega).$$

Pour $R_c > 5 \text{ k}\Omega$, nous prendrons $(R_e)_c = \frac{100 R_c}{1 + 0,05 R_c}$.

A la charge $R_{c \text{ opt}} = 0,75 \text{ k}\Omega$ correspond $R_{e \text{ opt}} = R_{g \text{ opt}} = 75 \text{ k}\Omega$.

R_e (k Ω)	0	0,01	0,05	0,1	0,5	0,75	1	5	10	500	100	10^3	10^4	∞
R_e (k Ω)	2,8 (h_{11c})	3,8	5,8	12,7	51,6	75	96,1	400	667	1 920	1 667	1 960	1 996	$2 000 = \left(\frac{\Delta h_c}{h_{22c}}\right)$

Courbe : fig. 6.

Pour la comparaison des trois montages, se reporter au paragraphe D 4 et à la note en fin de chapitre sur les diagrammes asymptotiques en coordonnées logarithmiques.

REMARQUE. — On démontre (exercices nos 7 et 8) que les points B, C, E, figuratifs des adaptations sont alignés.

D. — Variation de la résistance de sortie

Rappelons l'expression générale :

$$R_s = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g} = \frac{\frac{h_{11}}{R_g} + 1}{\frac{\Delta h}{R_g} + h_{22}}$$

Dans les trois montages :

Pour $R_g = 0$, on a
$$R_s = \frac{h_{11}}{\Delta h};$$

Pour R_g infini :
$$R_s = \frac{1}{h_{22}} = r_{22}.$$

Pour les applications numériques on peut, soit conserver l'expression 9, soit faire disparaître R_g du numérateur :

$$R_s = \frac{1}{h_{22}} \frac{h_{11} + R_g}{\frac{\Delta h}{h_{22}} + R_g} = r_{22} \frac{h_{11} + R_g}{r_{22} \Delta h + R_g} = r_{22} \frac{h_{11} + R_g + r_{22} \Delta h - r_{22} \Delta h}{r_{22} \Delta h + R_g}$$

$$R_s = r_{22} \left(1 + \frac{h_{11} - r_{22} \Delta h}{r_{22} \Delta h + R_g} \right); \quad \boxed{R_s = r_{22} + \frac{r_{22} (h_{11} - r_{22} \Delta h)}{r_{22} \Delta h + R_g}}$$

I. — MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN

$$h_{11e} = 2,8 \text{ k}\Omega; h_{12e} = 10^{-3}; h_{21e} = \beta = 99; r_{22e} = \rho = \frac{1}{0,05} = 20 \text{ k}\Omega; \Delta h_e = 4,1 \cdot 10^{-2}.$$

Avec R_g et R_s en $\text{k}\Omega$:

$$R_s = \frac{2,8 + R_g}{0,041 + 0,05 R_g} \quad \text{ou} \quad R_s = 20 + \frac{20(2,8 - 20 \cdot 4,1 \cdot 10^{-2})}{20 \cdot 4,1 \cdot 10^{-2} + R_g};$$

$$\boxed{R_s = 20 + \frac{39,6}{0,82 + R_g}}$$

$$R_{g \text{ opt}} = 1,51 \text{ k}\Omega; \quad R_{s \text{ opt}} = 37 \text{ k}\Omega.$$

R_g (k Ω)	0	0,01	0,1	0,5	1	1,51	5	10	100	10^3 (1 M Ω)	10^4	∞
R_s (k Ω)	68,3	67,7	63	50	41,8	37	26,8	23,7	20,4	20,04	20,004	20

Courbe $R_s(R_g)$: figure 7.

2. — MONTAGE BASE COMMUNE

$$(R_s)_B = \frac{h_{11b} + R_g}{\Delta h_b + h_{22b} R_g} = \frac{0,028 + R_g}{4,1 \cdot 10^{-4} + 5 \cdot 10^{-4} R_g} = 10^4 \frac{0,028 + R_g}{4,1 + 5 R_g}$$

(R_s et R_g en $k\Omega$).

Aux fortes valeurs, on peut écrire :

$$(R_s)_B = 2000 - \frac{1584}{0,82 + R_g} \quad (R_g \text{ et } R_s \text{ en } k\Omega).$$

Pour $R_g = 0$: $(R_s)_B = \frac{h_{11b}}{\Delta h_b} = \frac{0,028}{4,1} \cdot 10^4 = 68,3 \text{ k}\Omega$;

Pour R_g infini : $(R_s)_B = \frac{1}{h_{22b}} = 2 \text{ M}\Omega$.

$$R_{g \text{ opt}} = 0,151 \text{ k}\Omega ; \quad R_{s \text{ opt}} = 370 \text{ k}\Omega.$$

R_g (k Ω)	0	0,01	0,1	0,151	1	5	10	100	10^3 (1 M Ω)	10^4	∞
R_s (k Ω)	68,3	91,6	279	370	1 130	1 730	\approx 1 850	1 985	1 999	\approx 2 000	2000

Courbe : figure 7.

3. — MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

L'application numérique donne, avec R_g et R_s en $k\Omega$:

$$(R_s)_c = \frac{h_{11c} + R_g}{\Delta h_c + h_{22c} R_g} = \frac{2,8 + R_g}{100 + 0,05 R_g} \approx 20 - \frac{4 \cdot 10^4}{2000 + R_g}$$

La seconde forme est utile pour les grandes valeurs.

$$R_{g \text{ opt}} = 75 \text{ k}\Omega ; \quad R_{s \text{ opt}} = 750 \Omega.$$

R_g (k Ω)	0	0,01	0,1	0,5	1	5	10	50	75	100	10^3 (1 M Ω)	10^4	∞
R_s	28	28,1	29	33	38	78	127	515	750	980	6,7	16,7	20
	Ω										$k\Omega$		

Courbe : figure 7.

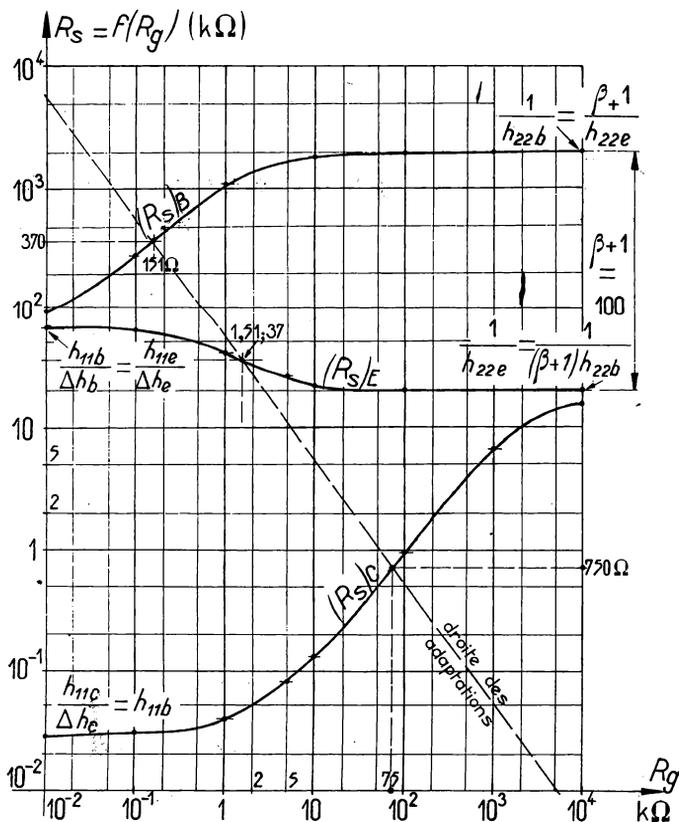


FIG. 7. — Résistances de sortie des trois montages.

REMARQUE. — On démontre (exercices nos 7 et 8) que les points B' , C' , E' , figuratifs des adaptations sont alignés.

4. — COMPARAISON DES RÉSISTANCES D'ENTRÉE ET DE SORTIE DES TROIS MONTAGES (Fig. 8)

a) Dans l'ordre B.C., E.C., C.C. :

— les résistances d'entrée augmentent : $(R_e)_B < (R_e)_E < (R_e)_C$;

— les résistances de sortie diminuent : $(R_s)_B > (R_s)_E > (R_s)_C$.

C'est pour le montage émetteur commun que R_e et R_s sont le moins éloignées : on peut coupler deux étages émetteur commun soit directement, soit par résistance et capacité. Ces propriétés s'expliquent en considérant que les montages $B. C.$ et $C. C.$ dérivent du montage $E. C.$ par des types opposés de contre-réaction. (Voir *Amplification*, fasc. I.)

b) **Les courbes $R_e (R_c)$ et $R_s (R_g)$ sont croissantes sauf pour le montage émetteur commun.**

c) **Les valeurs limites de R_e et R_s sont égales deux à deux (ce qui se voit directement sur les schémas) ; on peut les exprimer en fonction des paramètres d'un seul montage, par exemple ceux du montage usuel ($E. C.$) :**

$$\text{Pour } R_c = 0 \quad : (R_e)_C = (R_e)_E = h_{11e} ;$$

$$\text{Pour } R_g = 0 \quad : (R_s)_B = (R_s)_E = \frac{h_{11e}}{\Delta h_e} ;$$

$$\text{Pour } R_c = 0 \text{ ou } R_g = 0 : (R_e)_B = (R_s)_C = \frac{h_{11e}}{\beta + 1} .$$

$$\text{Pour } R_g \text{ infini} \quad : (R_s)_C = (R_s)_E = \frac{1}{h_{22e}} = r_{22e} ;$$

$$\text{Pour } R_e \text{ infini} \quad : (R_e)_B = (R_e)_E = \Delta h_e r_{22e} ;$$

$$\text{Pour } R_c \text{ ou } R_g \text{ infini} \quad : (R_s)_B = (R_e)_C = (\beta + 1) r_{22e} .$$

d) **Les six courbes ne présentent que deux points d'intersection relatifs aux montages $E. C.$ et $C. C.$:**

$$(R_e)_C \text{ coupe } (R_s)_E ; \quad (R_s)_C \text{ coupe } (R_e)_E .$$

Cela signifie que l'on peut adapter deux étages, l'un collecteur commun, l'autre émetteur commun sans transformateur et sans contre-réaction ; dans l'association la plus répandue, l'étage $E. C.$ est en tête, de sorte que la résistance de sortie est celle — très petite — de l'étage collecteur commun.

e) **La sensibilité à la charge R_c ou à la résistance du générateur de commande croît dans l'ordre $E. C.$, $B. C.$, $C. C.$; le rapport des valeurs extrêmes, pour un montage donné, est le même pour R_e et R_s . Pour notre transistor type ces rapports sont :**

$$E. C. : \quad \frac{2,8}{0,824} = \frac{68,3}{20} \approx 3,4 ;$$

$$B. C. : \quad \frac{820}{28} = \frac{2\,000}{68,3} = 29,3 ;$$

$$C. C. : \quad \frac{2\,000}{2,8} = \frac{20\,000}{28} = 715 .$$

On obtient les coordonnées du point E' en permutant celles de E : la pente du segment EE' est donc égale à -1 .

Sur un diagramme tracé avec exactitude, on trouve que les six points E, E', B, B', C, C' sont alignés et que les segments EE', BB', CC' ont même milieu en coordonnées logarithmiques ; aussi avons-nous cherché à démontrer que ces propriétés sont générales (exercice 8).

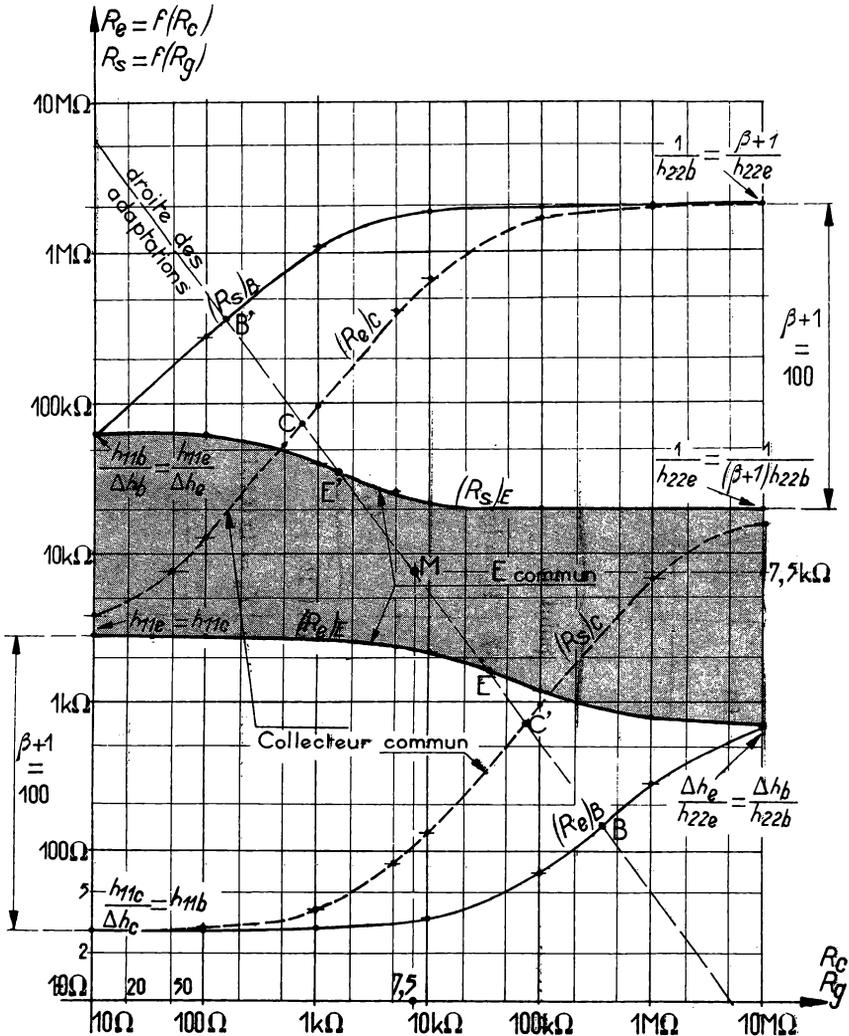


FIG. 8. — Résistances d'entrée et de sortie : comparaison des trois montages fondamentaux.

Les points B, B', C, C', E, E' représentent les adaptations à l'entrée et à la sortie ; sur ce graphique ces points sont alignés (sur une parallèle à la seconde bissectrice des axes), ce qui facilite la comparaison : E et E' sont plus rapprochés que C et C' ; B et B' sont les plus éloignés.

f) Tableau récapitulatif des adaptations (transistor type).

Adaptation :	$R_e = f(R_c)$		$R_g = f(R_g)$		$\frac{R_{s\text{opt}}}{R_{e\text{opt}}}$
	$R_{c\text{opt}}$ (k Ω)	$R_{e\text{opt}}$ (k Ω)	$R_{g\text{opt}}$ (k Ω)	$R_{s\text{opt}}$ (k Ω)	
Montage :	37	1,51	1,51	37	$\frac{37}{1,51} = 24,5$
	point E		point E'		
E. commun :	$X_B = \lg 37 = 1,57$	$Y_B = \lg 1,51 = 0,179$	$X_B' = Y_B$	$Y_B' = X_B$	
	370	0,151	0,151	370	
B. commune :	point B		point B'		$\frac{370}{0,151} = 2\,450$
	$X_B = \lg 370 = 2,57$	$Y_B = \lg 0,151 = 1,179$	$X_B' = Y_B$	$Y_B' = X_B$	
C. commun :	0,75	75	75	0,75	$\frac{0,75}{75} = \frac{1}{100}$
	point C		point C'		
	$X_C = \lg 0,75 = 1,875$	$Y_C = \lg 75 = 1,875$	$X_C' = Y_C$	$Y_C' = X_C$	

La colonne de droite montre que deux étages identiques ne peuvent être couplés sans transformateur que s'ils sont en émetteur commun; pour le premier la charge est pratiquement $R_e (\ll R_{c\text{opt}})$, de sorte que son amplification en courant est β .

Enfin, pour les trois montages :

$$R_{c\text{opt}} R_{g\text{opt}} = \frac{h_{11e}}{h_{22e}} = \frac{2,8,10^3}{0,05,10^{-3}} = 56,10^6 \Omega^2 = 56 \text{ (k}\Omega)^2.$$

E. — Approximations usuelles

1° $h_{12e} = 0$. On a, en émetteur commun :

$$A_i = \frac{\beta}{1 + \frac{R_c}{\rho}} \text{ (inchangée)}; \quad A_v = \frac{-sR_c}{1 + \frac{R_c}{\rho}}; \quad R_e = h_{11e}; \quad R_s = \rho.$$

(Voir aussi exercice R 16.)

2° $h_{12e} = 0$ et $h_{22e} = 0$. (Voir aussi exercice R 15.)

Les ordres de grandeur des paramètres h et des charges usuelles $R_c (\ll R_{e\text{op}})$, justifient souvent ces approximations qui entraînent :

$$h_{12b} = 0; \quad h_{22b} = 0; \quad h_{11c} = 1; \quad h_{22c} = 0,$$

ce qui simplifie considérablement les calculs.

On trouve, pour le montage émetteur commun :

$$\begin{aligned} \Delta h_e &= 0; & A_i &= \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} R_c} = h_{21e} = \beta. \\ A_v &= \frac{-h_{21e} R_c}{h_{11e} + \Delta h_e R_c} = -\frac{\beta}{h_{11e}} R_c. \\ R_e &= \frac{h_{11e} + \Delta h_e R_c}{1 + h_{22e} R_c} = h_{11e}; & R_s &= \frac{h_{11e} + R_g}{\Delta h_e + h_{22e} R_g} = \infty \\ \nu_{be} &= h_{11e} i_b + h_{12e} \nu_{ce} & \text{donne} & \nu_{be} = h_{11e} i_b; \\ i_c &= h_{12e} i_b + h_{22e} \nu_{ce} & \text{donne} & i_c = \beta i_b. \end{aligned}$$

En examinant de même les autres montages fondamentaux, on obtient le tableau suivant. Nous notons s la pente $\frac{h_{21}}{h_{11}}$ de même valeur pour les trois montages (p. 39) :

	h_{12}	h_{22}	Δh	A_i	A_v	R_e	R_s
E. C.	0	0	0	$h_{21e} = \beta$	$-sR_e$	h_{11e}	∞
B. C.	0	0	0	$h_{21b} = -\alpha$	sR_e	$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{\beta + 1}$	∞
C. C. (charge notée R_x)	1	0	$\beta + 1$	$h_{21c} = -(\beta + 1)$	$\approx \frac{sR_x}{1 + sR_x}$	$\frac{h_{11e} + (\beta + 1) R_x}{h_{11e} + (\beta + 1) R_x}$	$\frac{\beta h_{11}}{\beta + 1} = \frac{h_{11e}}{\beta + 1}$

REMARQUE. — Pour tous les montages :

$$i_c = \beta i_b = -\alpha i_e; \quad i_e = -(i_c + i_b) = -(\beta + 1) i_b.$$

Presque tous les auteurs emploient ces relations entre courants, même lorsqu'ils n'utilisent pas les autres approximations (sur A_v et R_s).

EXERCICES DU CHAPITRE II

Certains exercices concernent un transistor noté T_1 pour abrégé; il est donné par ses paramètres hybrides du montage émetteur commun, pour un certain point de fonctionnement; les exercices correspondent à ce point.

T_1 (voisin du type OC 75) :

$$h_{11e} = 1 \text{ k}\Omega; \quad h_{12e} = 0,75 \cdot 10^{-3}; \quad h_{21e} = \beta = 100; \quad h_{22e} = 0,1 \text{ mA/V}.$$

On pourra répéter ces exercices avec un second transistor T_2 :

T_2 (voisin du type OC 70) :

$$h_{11e} = 1,75 \text{ k}\Omega; \quad h_{12e} = 10^{-3}; \quad h_{21e} = \beta = 49; \quad h_{22e} = 40 \mu \text{ A/V}.$$

1. Transistor T_1 . Calculer les valeurs numériques des paramètres h , r_{22} , Δh , $\frac{h_{21}}{h_{11}}$, $\frac{h_{21}}{h_{22}}$:
 - 1° Pour le montage base commune.
 - 2° Pour le montage collecteur commun.
 Dresser un tableau récapitulatif de ces valeurs pour les trois montages.
2. Transistor T_1 : montage émetteur commun.
 - 1° Calculer numériquement la charge optimale (adaptation à la sortie) $R_{c \text{ opt}}$, puis les valeurs correspondantes des amplifications A_v , A_i , $A_{p \text{ max}}$.
 - 2° Calculer A_v , A_i , A_p pour des valeurs échelonnées de la charge R_c (s'inspirer du tableau du § B).
 - 3° Tracer en coordonnées logarithmiques les courbes de A_v , A_i , A_p en fonction de R_c .
3. T_1 : mêmes questions pour le montage base commune. Utiliser les résultats de l'exercice 1.
4. T_1 : mêmes questions pour le montage collecteur commun.
5. T_1 : résistance d'entrée.
 - 1° Calculer, pour les trois montages ($E. C.$; $B. C.$; $C. C.$), la résistance d'entrée R_e pour des valeurs échelonnées de la résistance de charge (on pourra adopter pour R_c les valeurs du § C).
 - 2° Tracer sur le même graphique, en coordonnées logarithmiques, les courbes représentant les variations de R_e pour les trois montages.
6. T_1 : résistance de sortie.
 - 1° Calculer pour les trois montages ($E. C.$; $B. C.$; $C. C.$) la résistance de sortie R_s pour des valeurs échelonnées de la résistance R_g du générateur de commande (on pourra adopter pour R_g les valeurs du § D).
 - 2° Tracer sur le même graphique, en coordonnées logarithmiques, les courbes représentant les variations de R_s pour les trois montages.
7. On considère les valeurs numériques, relatives au transistor type du texte, des coordonnées X_E , $X_{E'}$... des points figuratifs des adaptations sur les courbes R_e (R_c), et R_s (R_g) en coordonnées logarithmiques (tableau du § D).
 - 1° Vérifier à l'aide de ces valeurs numériques que les segments EE' , BB' , CC' :
 - a) ont même milieu 0;
 - b) ont la même pente, égale à -1 .

- 2° Les six points E, E', \dots, C' sont donc alignés sur une parallèle à la seconde bissectrice des axes, dont on demande l'équation. On pose $X = \lg R_c = \lg R_g$; $Y = \lg R_e = \lg R_s$.
- 3° Déterminer les points d'intersection de cette « droite des adaptations » avec l'horizontale $10^{-2} \text{ k}\Omega$ et la verticale $10^{-2} \text{ k}\Omega$.

8. Droite des adaptations.

On considère, pour un transistor quelconque donné par ses paramètres h , les courbes $R_e (R_c)$ et $R_s (R_g)$ tracées en coordonnées logarithmiques sur un même graphique. Les points E, E', B, B', C, C' figurent les adaptations à l'entrée et à la sortie pour les trois montages émetteur commun, base commune, collecteur commun. Soit $X_E, X_{E'}, \dots, X_{C'}$ les coordonnées de ces points; par exemple (chap. I) :

$$X_E = \lg \sqrt{\frac{h_{11e}}{h_{22e} \Delta h_e}}; \quad X_B = \lg \sqrt{\frac{h_{11b}}{h_{22b} \Delta h_b}}$$

- 1° Montrer que les segments EE', BB', CC' :

- a) ont même milieu 0 (utiliser les expressions des h_b et h_c en fonction des h_e);
 b) ont la même pente, égale à -1 .

- 2° En déduire que :

- a) les six points E, E', \dots, C' sont alignés;
 b) les produits $R_{e \text{ opt}} R_{s \text{ opt}}$ des trois montages sont égaux;
 c) si l'intersection des axes gradués correspond à la même valeur de la résistance sur les deux axes (voir figures des § C et D), le milieu 0 est situé sur la première bissectrice de ces axes gradués.

9. On considère une étoile de trois résistances R_1, R_2, R_3 , réunies au nœud N où convergent les courants i_1, i_2, i_3 ; les autres extrémités de R_1, R_2, R_3 sont A_1, A_2, A_3 . On constitue un quadripôle dans lequel A_3 est commun à l'entrée entre A_1 et A_2 et à la sortie, entre A_2 et A_3 (fig. 1).

1° On pose $\alpha = -\frac{i_2}{i_1}, \beta = \frac{i_2}{i_3}, \gamma = \frac{i_1}{i_3}$.

Montrer que $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ et que $\gamma = -(\beta + 1)$.

- 2° Calculer, en fonction de R_1, R_2, R_3 , les paramètres $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ du quadripôle.

- 3° Soit R_c la résistance de charge et R_g celle du générateur de commande : calculer à l'aide des paramètres h , lorsque l'entrée et la sortie sont adaptées :

- a) $R_{c \text{ opt}} = R_{s \text{ opt}}$,
 b) $R_{g \text{ opt}} = R_{e \text{ opt}}$.

Vérifier par un calcul direct faisant intervenir une propriété générale des quadripôles.

- 4° Soit E_3 le point d'ordonnée $R_{e \text{ opt}}$ sur la courbe $R_e = f(R_c)$, en coordonnées logarithmiques et S_3 le point d'ordonnée $R_{s \text{ opt}}$ sur la courbe $R_s = g(R_g)$ (échelle commune pour R_c et R_g en abscisses, pour R_e et R_s en ordonnées); montrer que :

- a) le segment $E_3 S_3$ a pour pente -1 ,
 b) le milieu de ce segment est situé sur la première bissectrice des axes (on suppose que leur intersection correspond à un même nombre d'ohms).

- 5° Soient E_1, S_1 , les points figuratifs des adaptations lorsque A_1 est en point commun; E_2, S_2 lorsque A_2 est en point commun; montrer que :

- a) les segments $E_1 S_1, E_2 S_2, E_3 S_3$ ont même milieu,
 b) les six points $E_1, S_1, E_2, S_2, E_3, S_3$ sont alignés.

NOTE

DIAGRAMMES ASYMPTOTIQUES EN COORDONNÉES LOGARITHMIQUES

(Revoir, à titre d'introduction, l'exercice n° 7, p. 39, *S. C. 1^{re} partie.*)

I. — REPRÉSENTATION DES FONCTIONS $y = ax$ ET $y = \frac{a}{x}$ EN COORDONNÉES LOGARITHMIQUES

Étant donnée une fonction $y = f(x)$, considérons deux axes de coordonnées logarithmiques ; posons par commodité $X = \lg x$ et $Y = \lg y$.

Droite $y = a$.

Une horizontale $y = a$ dans les axes arithmétiques est aussi représentée par une horizontale $y = \lg a$ dans les axes logarithmiques.

Droite $y = ax$.

On a :

$$\lg y = \lg a + \lg x$$

soit :

$$Y = \lg a + X.$$

En coordonnées logarithmiques la courbe représentative reste une droite, mais cette droite est parallèle à la première bissectrice des axes.

Remarquons que :

$$y = k(ax)$$

correspond à :

$$Y = \lg k + \lg a + X,$$

droite se déduisant de la précédente par la translation $\lg k$, parallèle à l'axe des y .

Hyperbole $y = \frac{a}{x}$.

On a :

$$\lg y = \lg a - \lg x$$

soit :

$$Y = \lg a - X.$$

A l'hyperbole $y = \frac{a}{x}$ correspond en coordonnées logarithmiques une droite parallèle à la seconde bissectrice des axes, ce qui apporte une simplification remarquable.

Comme dans le cas précédent, la multiplication par un nombre k correspond à la translation verticale $\lg k$.

Pour retrouver les cas simples ci-dessus ($y = a$; $y = ax$; $y = \frac{a}{x}$) avec les fonctions qui nous intéressent dans divers chapitres d'électricité et d'électronique, des approximations sont presque toujours nécessaires : c'est pourquoi certaines des droites obtenues en coordonnées logarithmiques représentent des asymptotes.

Si, en coordonnées logarithmiques, on remplace certains arcs d'une courbe par des demi-droites asymptotiques, parfois reliées par un segment, on obtient un diagramme asymptotique ; ce diagramme :

- se trace plus rapidement que la courbe ;
- éclaire la signification des diverses régions de cette courbe ;
- fixe des limites raisonnables aux approximations dans les calculs.

Indiquons la méthode sur un exemple simple : $A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_c}$ puis donnons plus rapidement les autres diagrammes asymptotiques correspondant au chapitre II.

2. — AMPLIFICATION EN COURANT

$$a) A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_c} \text{ est de la forme } y = \frac{a}{1 + bx}.$$

Prenons les logarithmes des deux membres :

$$\lg y = \lg a - \lg (1 + bx).$$

Lorsque x tend vers zéro : $\lg y = \lg a = c^{\text{te}}$.

Lorsque $bx \gg 1$:

$$\lg y = \lg a - \lg bx = \lg \frac{a}{b} - \lg x$$

ou :
$$Y = \lg \frac{a}{b} - X.$$

En coordonnées logarithmiques les asymptotes à la courbe $Y = f(X)$ sont donc l'horizontale $y = \lg a$ et une parallèle à la seconde bissectrice des axes.

Ces deux asymptotes se coupent au point A tel que :

$$\lg a = \lg \frac{a}{b} - X, \quad \text{soit} \quad X = \lg \frac{1}{b} \quad \text{et} \quad x = \frac{1}{b} \quad (\text{fig. 1}).$$

Il en résulte que pour remplacer la courbe réelle par son diagramme asymptotique, il suffit :

- de négliger bx devant 1 lorsque $bx < 1$, c'est-à-dire $x < \frac{1}{b}$; on obtient $y = a$ et $\lg y = \lg a$ (horizontale) ;

— de négliger 1 devant bx lorsque $bx > 1$ c'est-à-dire $x > \frac{1}{b}$; on obtient $y = \frac{a}{bx}$

et $\lg y = \lg \frac{a}{b} - \lg x$ (parallèle à la deuxième bissectrice des axes $\lg - \lg$).

Notons qu'il est souvent plus clair, pour graduer les axes, d'utiliser le module 2 (octave) au lieu du module 10 (décade).

Nous tracerons les diagrammes pour les trois montages, avec les valeurs du transistor type considéré dans le chapitre. A_i n'est positive qu'en émetteur commun; pour les autres montages, nous considérons la valeur absolue.

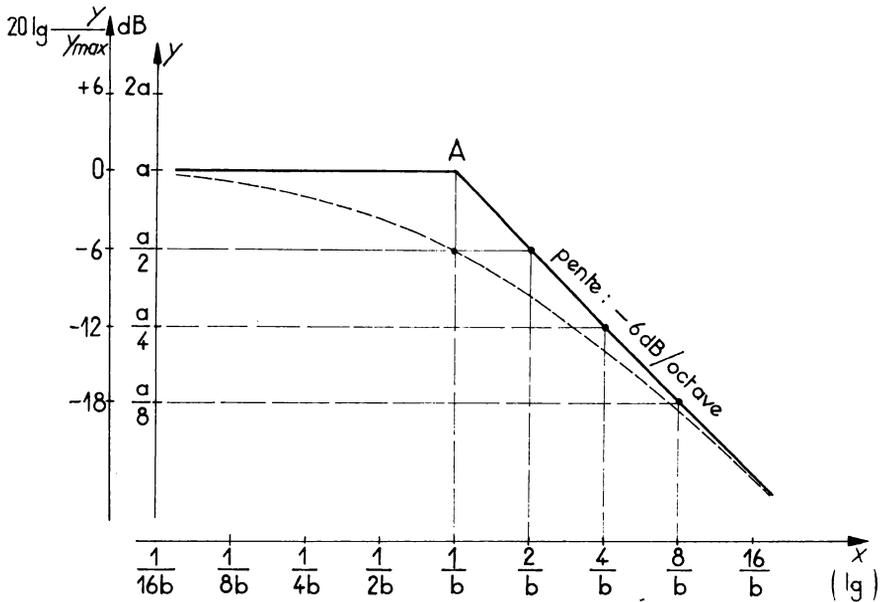


FIG. 1.

b) Émetteur commun :

$$h_{22e} = 99; \quad r_{22e} = \frac{1}{h_{22e}} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$(A_i)_E = \frac{99}{1 + \frac{R_c}{20}}$$

L'intersection des asymptotes correspond à $R_c = 20 \text{ k}\Omega$ (fig. 2), l'asymptote horizontale à $A_i = 99$; sur l'autre asymptote, A_i est divisée par 2 lorsqu'on remplace l'amplification A_i par le gain $G_i = 20 \lg A_i$, la pente est donc de -6 décibels par octave.

En pointillé : la courbe réelle.

c) **Collecteur commun.**

Nous avons trouvé :

$$(A_i)_c = \frac{100}{1 + \frac{R_c}{20}}$$

Le diagramme asymptotique est pratiquement le même qu'en émetteur commun puisque la seule modification concerne le niveau de l'asymptote horizontale, 100 au lieu de 99, cette différence étant inférieure à l'épaisseur du trait (fig. 2).

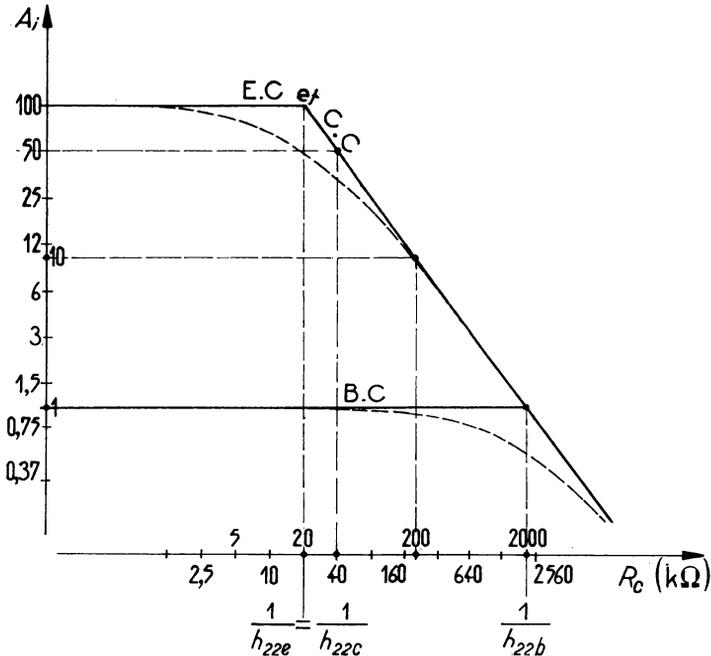


FIG. 2.

d) **Base commune :**

$$(A_i)_B = \frac{0,99}{1 + \frac{R_c}{2000}}$$

Asymptote horizontale de niveau 0,99 jusqu'à $R_c = 2000 \text{ k}\Omega$ l'autre asymptote étant la même que dans les deux autres montages (fig. 2) ; en effet, pour $h_{22} R_c \gg 1$ on a :

$$A_i \approx \frac{h_{21}}{h_{22}} \frac{1}{R_c}$$

et nous savons que $\frac{h_{21}}{h_{22}}$ a la même valeur dans les trois montages (p. 39).

REMARQUE. — On sait qu'aux faibles valeurs de la charge, A_i est pratiquement indépendante de celle-ci et égale au gain du transistor à sortie en court-circuit.

Dans le diagramme asymptotique, cette approximation est faite jusqu'à $R_c = r_{22} = \frac{1}{h_{22}}$; il convient donc de ne jamais faire cette approximation pour $R_c > r_{22}$.

3. — DIAGRAMME ASYMPTOTIQUE DE L'AMPLIFICATION EN TENSION

$$A_v = \frac{h_{21} R_c}{h_{11} + \Delta h R_c} = \frac{\frac{h_{21}}{h_{11}} R_c}{1 + \frac{\Delta h}{h_{11}} R_c} = \frac{s R_c}{1 + \frac{\Delta h}{h_{11}} R_c}$$

s : pente, en mA/V ; h_{11} et R_c en k Ω .

Lorsque $\frac{\Delta h}{h_{11}} R_c < 1$, négligeons-le ; on trouve $A_v = s R_c$ et $\lg A_v = \lg s + \lg R_c$.

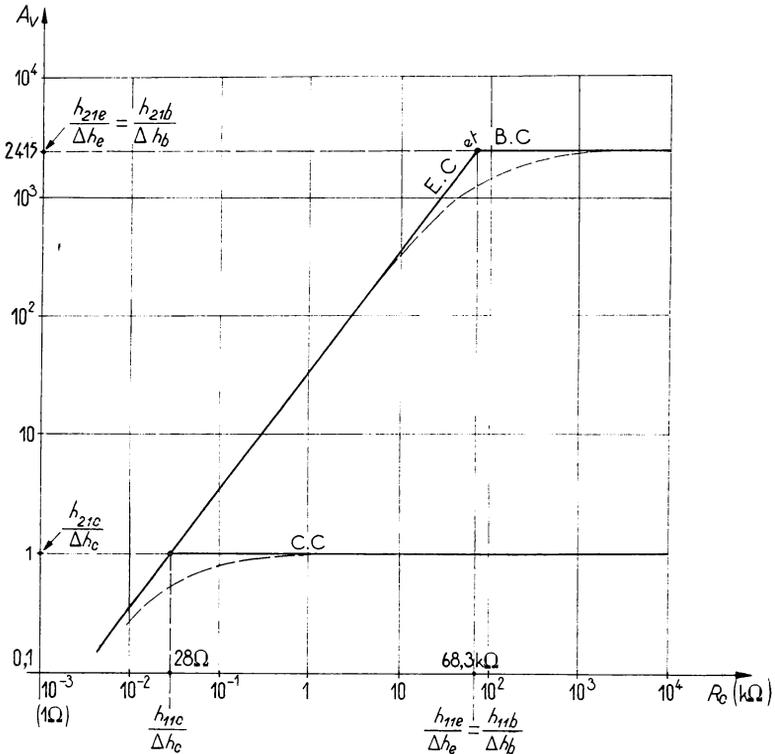


FIG. 3.

Dans l'approximation du diagramme asymptotique en coordonnées logarithmiques, pour $R_c < \frac{h_{11}}{\Delta h}$, la variation de A_v , proportionnelle à R_c , est représentée par une parallèle à la première bissectrice des axes ; cette parallèle est la même pour les trois montages puisqu'ils admettent, en un même point de fonctionnement, la même pente (ch. II § A 3).

Lorsque $R_c > \frac{h_{11}}{\Delta h}$, négligeons 1 devant $\frac{\Delta h}{h_{11}} R_c$:

$$A_v = \frac{h_{21}}{\Delta h} ;$$

l'amplification en tension est alors constante.

Dans le cas de notre transistor type (fig. 3) :

Montage :	$\frac{h_{11}}{\Delta h} (\Omega)$	$A_v = \frac{h_{21}}{\Delta h} \left(\text{pour } R_c > \frac{h_{11}}{\Delta h} \right)$
Émetteur commun :	$\frac{2\,800}{0,041} = 68\,300$	$\frac{99}{0,041} = 2\,415$
Base commune :	$\frac{28}{4,1 \cdot 10^{-4}} = 68\,300$	$\frac{0,99}{4,1 \cdot 10^{-4}} = 2\,415$
Collecteur commun :	$\frac{2\,800}{100} = 28$	$\frac{100}{100} = 1$

4. — RÉSISTANCE D'ENTRÉE

Elle correspond à une hyperbole d'équation :

$$y = \frac{m x + n}{p x + q} = \frac{n \left(1 + \frac{m}{n} x \right)}{q \left(1 + \frac{p}{q} x \right)} = c \frac{1 + a x}{1 + b x}$$

en posant : $c = \frac{n}{q}$, $a = \frac{m}{n}$, $b = \frac{p}{q}$. Pour trouver le diagramme asymptotique, il faut, en supposant $a > b$ pour fixer les idées, considérer les trois intervalles :

1° $x < \frac{1}{a} < \frac{1}{b}$; on néglige ax et bx devant 1, donc $y = c$ (horizontale) ;

2° $\frac{1}{a} < x < \frac{1}{b}$; on néglige 1 devant ax , bx devant 1, donc $y = cax$ (pente 6 dB/octave). Notons que pour $\frac{1}{a} > \frac{1}{b}$, la pente serait — 6 dB/octave.

3° $\frac{1}{a} < \frac{1}{b} < x$; on néglige 1 devant ax et bx , donc $y = \frac{ca}{b}$ (horizontale).

Nous nous bornerons à l'étude numérique de :

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

avec les valeurs numériques de notre transistor type.

Montage émetteur commun :

$$h_{11e} = 2,8 \text{ k}\Omega; \frac{h_{11e}}{\Delta h_e} = \frac{2,8}{0,041} = 68,3 \text{ k}\Omega; r_{22e} = \frac{1}{h_{22e}} = 20 \text{ k}\Omega;$$

$$R_e = 2,8 \frac{1 + \frac{R_c}{68,3}}{1 + \frac{R_c}{20}} \quad (R_e \text{ et } R_c \text{ en k}\Omega).$$

$$\lg R_e = \lg 2,8 + \lg \left(1 + \frac{R_c}{68,3} \right) - \lg \left(1 + \frac{R_c}{20} \right).$$

a) $R_c < 20 \text{ k}\Omega$. Négligeons les deux termes en R_c devant 1; il reste :

$$R_e = 2,8 \text{ k}\Omega; \quad \lg R_e = \lg 2,8.$$

C'est la première asymptote horizontale, qui remplace la courbe réelle pour $R_c < 20 \text{ k}\Omega$.

b) $R_c > 68,3 \text{ k}\Omega$. Négligeons, au contraire, 1 devant les termes en R_c :

$$R_e = \frac{2,8 R_c}{68,3} : \frac{R_c}{20} = \frac{2,8 \times 20}{68,3} = 0,82 \text{ k}\Omega.$$

En coordonnées logarithmiques, $\lg R_e = \lg 0,82$ est la seconde asymptote horizontale, qui remplace la courbe réelle pour $R_c > 68,3 \text{ k}\Omega$.

c) $20 \text{ k}\Omega < R_c < 68,3 \text{ k}\Omega$. Négligeons $\frac{R_c}{68,3}$ devant 1 et, au contraire, 1 devant $\frac{R_c}{20}$; il reste :

$$R_e = 2,8 : \frac{R_c}{20} = \frac{56}{R_c}$$

$$\lg R_e = \lg 56 - \lg R_c.$$

En coordonnées logarithmiques, avec la même échelle graphique pour R_c et R_e , cette fonction est représentée par un segment parallèle à la seconde bissectrice des axes (— 6 dB/octave); ce segment relie les deux asymptotes (fig. 4). Notons que la courbe réelle passe par le milieu de ce segment, qui correspond à l'adaptation (abscisse $R_{c \text{ opt}}$; ordonnée $R_{e \text{ opt}}$). A partir de ce diagramme asymptotique, il est possible de tracer à main levée, avec une précision très satisfaisante, la courbe réelle (en pointillé sur la figure 4).

Traçons de façon analogue les diagrammes asymptotiques de R_e pour les montages base commune et collecteur commun (fig. 4).

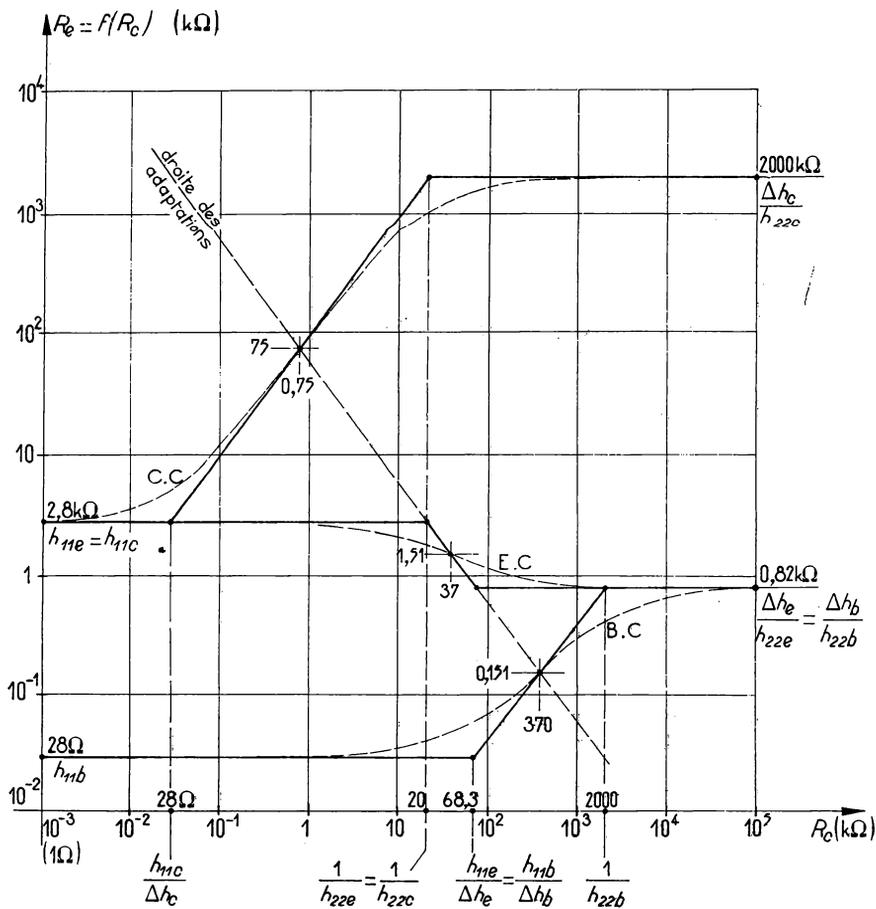


FIG. 4.

Ces courbes montrent que :

- la variation de la résistance d'entrée d'un montage se produit pratiquement pour les valeurs de R_c comprises entre $r_{22} = \frac{1}{h_{22}}$ et $\frac{h_{11}}{\Delta h}$.
- les trois intervalles $\frac{1}{h_{22}}$ à $\frac{h_{11}}{\Delta h}$ se succèdent sans interruption dans l'ordre collecteur commun, émetteur commun, base commune lorsque R_c croît ;
- $(R_e)_B < (R_e)_E < (R_e)_C$.

L'adaptation à l'entrée correspond au milieu du seul segment incliné du diagramme puisque :

$$\frac{1}{2} \left(\lg \frac{1}{h_{22}} + \lg \frac{h_{11}}{\Delta h} \right) = \lg \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h}} = \lg R_{c \text{ opt.}}$$

5. — RÉSISTANCE DE SORTIE

$$R_s = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g} = \frac{h_{11}}{\Delta h} \frac{1 + \frac{R_g}{h_{11}}}{1 + \frac{h_{22}}{\Delta h} R_g} = \frac{h_{11}}{\Delta h} \frac{1 + \frac{R_g}{h_{11}}}{1 + \frac{R_g}{\Delta h r_{22}}}$$

Comme pour la résistance d'entrée, nous devons donc considérer trois intervalles de valeurs pour la variable ; le diagramme asymptotique, en coordonnées logarithmiques, comprend deux horizontales reliées par une parallèle à l'une des bissectrices des axes (c'est encore la deuxième bissectrice pour le montage E. C.).

Montage émetteur commun :

$$h_{11e} = 2,8 \text{ k}\Omega; \quad \frac{\Delta h_e}{h_{11e}} = \frac{2,8}{0,041} = 68,3 \text{ k}\Omega;$$

$$\Delta h_e r_{22e} = \Delta h_e \rho = 0,041 \times 20 = 0,82 \text{ k}\Omega.$$

D'où :

$$R_s = 68,3 \frac{1 + \frac{R_g}{2,8}}{1 + \frac{R_g}{0,82}} \quad (R_s \text{ et } R_g \text{ en k}\Omega).$$

a) $R_g < 0,82 \text{ k}\Omega$. Négligeons les termes en R_g devant 1, il reste $R_s = 68,3 \text{ k}\Omega$ première asymptote horizontale en coordonnées logarithmiques.

b) $R_g > 2,8 \text{ k}\Omega$. Négligeons au contraire 1 devant les termes en R_g

$$R_s = \frac{68,3 \times 0,82}{2,8} = 20 \text{ k}\Omega \text{ seconde asymptote horizontale.}$$

c) $0,82 \text{ k}\Omega < R_g < 2,8 \text{ k}\Omega$. Négligeons $\frac{R_g}{2,8}$ en numérateur et 1 en dénominateur :

$$R_s = \frac{68,3 \times 0,82}{R_g} = \frac{56}{R_g}$$

$$\lg R_s = \lg 56 - \lg R_g.$$

Cette parallèle à la seconde bissectrice des axes $\lg - \lg$ relie les deux asymptotes horizontales précédentes (fig. 5).

Montages base commune et collecteur commun.

Traçons, de façon analogue, les diagrammes asymptotiques pour ces deux montages (fig. 5).

Ces courbes montrent que :

- la variation de la résistance de sortie d'un montage se produit pratiquement pour les valeurs de R_g comprises entre :

$$\frac{\Delta h}{h_{22}} = \Delta h r_{22} \quad \text{et} \quad h_{11},$$

$R_s = f(R_g)$ (k Ω) valeurs extrêmes de la résistance d'entrée R_e du transistor ;

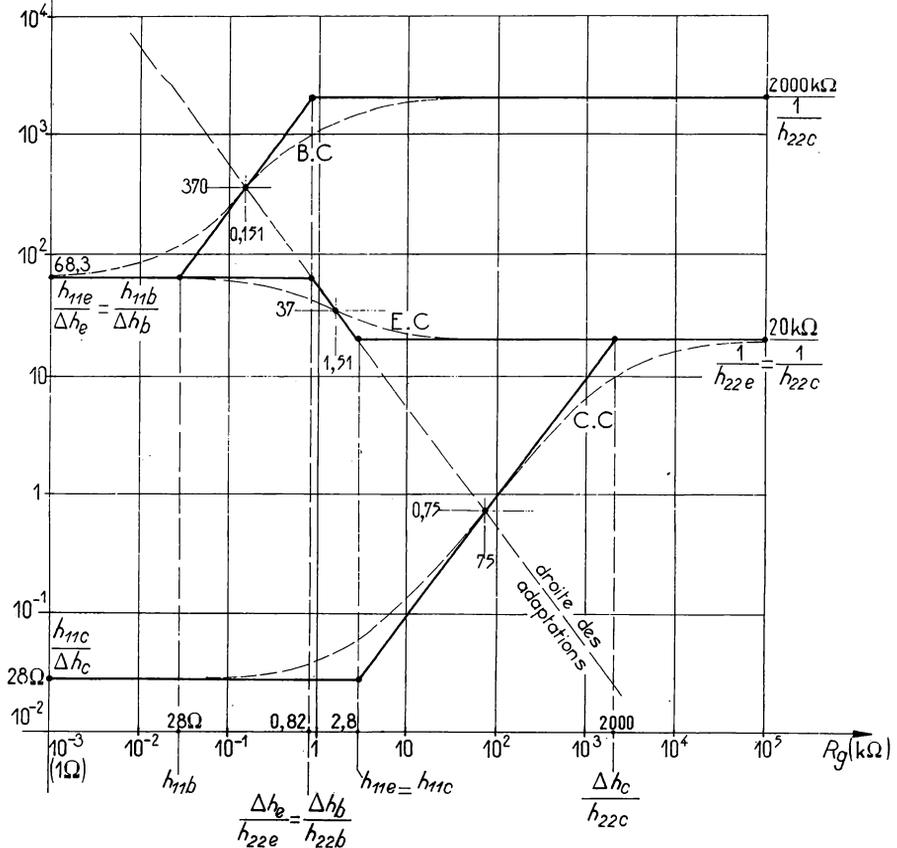


FIG. 5.

- les trois intervalles $\Delta h r_{22}$ à h_{11} se succèdent sans interruption dans l'ordre base commune, émetteur commun, collecteur commun lorsque R_g croît ;
- $(R_s)_B > (R_s)_E > (R_s)_C$;
- l'adaptation à la sortie correspond au milieu du seul segment incliné d'un diagramme puisque :

$$\frac{1}{2} \left(\lg \frac{\Delta h}{h_{22}} + \lg h_{11} \right) = \lg \sqrt{\frac{h_{11} \Delta h}{h_{22}}} = \lg R_{g \text{ opt.}}$$

6. — GRADUATION EN DÉCIBELS DE L'AXE DES ORDONNÉES

Considérons pour fixer les idées l'amplification en courant $A_i (R_c)$ et soit G_i le gain en courant, en décibels :

$$G_i = 20 \lg A_i.$$

Nous pouvons conserver la courbe $\lg A_i = f(\lg R_c)$ du § 2, à condition de remplacer chaque valeur de A_i par la valeur correspondante de G_i (fig. 6).

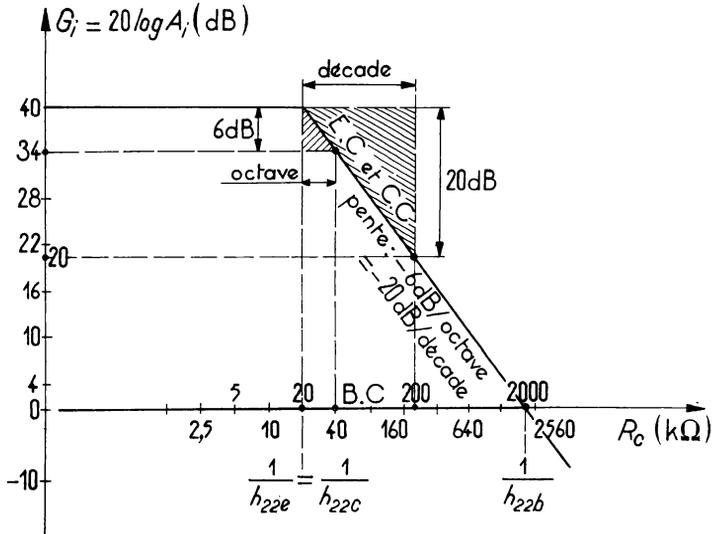


FIG. 6.

Pour $R_c \ll 20 \text{ k}\Omega$, on a $G_i = 20 \lg 100 = 40 \text{ dB}$.

Pour $R_c = 1\,280 \text{ k}\Omega$, après un intervalle de 6 octaves pour R_c , on a $G_i = 20 \lg 1,56 = 20 \times 0,2 = 4 \text{ dB}$.

La pente est de 6 dB par octave, ce qui caractérise la proportionnalité inverse, soit 20 dB/décade.

C'est sur la verticale de l'intersection des deux asymptotes que la courbe s'éloigne le plus de ces asymptotes.

On a :

$$G_i = 20 \lg A_i = 20 \lg \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_c}.$$

Pour $h_{22} R_c = 1$, le diagramme asymptotique correspond à :

$$G'_i = 20 \lg \frac{h_{21}}{2} = 20 \lg h_{21} - 20 \lg 2$$

$$G'_i = G_i - 6 \text{ dB}.$$

La courbe exacte s'écarte au plus de 6 dB du diagramme asymptotique.

Il en est de même pour les courbes $R_e (R_c)$ et $R_s (R_u)$.

**7. — QUELQUES AUTRES EXEMPLES DE DIAGRAMMES ASYMPTOTIQUES :
EXERCICES N^{os} 2, 3 et 4 CI-APRÈS, R 5 p. 168.**

EXERCICES DU CHAPITRE II, Note

N. 1. Transistor T_1 (données p. 58) : tracer les diagrammes asymptotiques :

1° Des amplifications en courant $(A_i)_E$, $(A_i)_B$, $(A_i)_C$.

2° Des amplifications en tension $(A_v)_E$, $(A_v)_B$, $(A_v)_C$.

3° Des résistances d'entrée $(R_e)_E$, $(R_e)_B$, $(R_e)_C$.

4° Des résistances de sortie $(R_s)_E$, $(R_s)_B$, $(R_s)_C$.

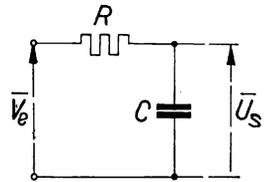
Les trois courbes de chaque question seront tracées sur un même graphique.

N. 2. On considère le circuit RC de la figure ci-contre et sa

transmittance $\bar{T} = \frac{\bar{U}_s}{\bar{V}_e}$. Tracer les diagrammes asymptotiques du module T et de l'argument φ de la transmittance.

Abscisses : $\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$ avec $\omega_0 = \frac{1}{RC}$.

Ordonnées : pour T , décibels.



N. 3. Mêmes questions sur le circuit obtenu en permutant R et C sur la figure ci-dessus.

N. 4. Soit la fonction $y = \frac{x}{1 + ax}$ dans laquelle $ax > 0$, donc y et x ont même signe ; pour fixer les idées, on considérera x , y et a positifs.

Tracer le diagramme asymptotique du rapport $\frac{y}{x}$ en fonction de ax .

Abscisses logarithmiques ($ax = 0,01 ; 0,1 ; 1 ; 10 ; 100 ; 1\ 000$).

Ordonnées : $20 \lg \frac{y}{x}$ décibels.

(Cette fonction se rencontre dans l'étude de la contre-réaction : $A' = \frac{A}{1 + BA}$)

N. 5. On considère un réseau comportant entre les points A et G une résistance R_s et une capacité C_s en série ; entre les points G et M , une résistance $R_p \gg R_s$ et une capacité C_p en parallèle. La tension d'entrée V_e est appliquée entre A et M , la tension de sortie U_s est recueillie entre G et M (fig. 4 p. 72).

Les éléments du montage sont choisis de façon qu'aux B. F. (~ 100 Hz) on ait :

$$\frac{1}{C_s \omega} \gg R_s ; \quad \frac{1}{C_p \omega} \gg R_p, \quad (1)$$

tandis qu'aux H. F. (~ 100 kHz et plus) :

$$\frac{1}{C_s \omega} \ll R_s ; \quad \frac{1}{C_p \omega} \ll R_p. \quad (2)$$

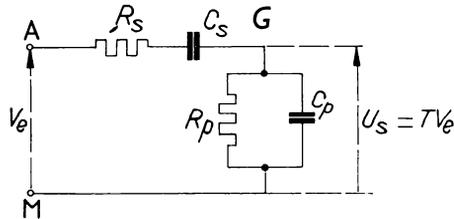
1° Tracer les schémas équivalents à ce montage :

a) Aux B. F. ; b) Aux H. F.

2° Établir l'expression de la transmittance complexe $T = \frac{U_s}{V_e}$:

a) Aux B. F. ; b) Aux H. F.

3° Trouver l'expression des fréquences de coupure f_1 (B. F.), f_2 (H. F.) à -3 dB, fréquences auxquelles le module de la transmittance est $|T| = \frac{|T_{\max}|}{\sqrt{2}}$.



4° Application numérique : $R_s = 13 \text{ k}\Omega$; $R_p = 300 \text{ k}\Omega$; $C_s = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$; $C_p = 50 \text{ pF}$.

a) Vérifier, à $f = 100 \text{ Hz}$, les inégalités (1).

b) Vérifier, à 100 kHz , les inégalités (2).

c) Calculer f_1 et f_2 .

d) Tracer, en coordonnées logarithmiques, le diagramme asymptotique de $|T|$ en dB, en fonction de f et celui de l'argument φ de \bar{T} .

5° Effectuer le calcul complet de la transmittance complexe à une pulsation ω quelconque, puis :

a) En déduire les expressions de T_{\max} , f_1 et f_2 . Application numérique avec les données du 4° ; comparer aux résultats du 3°.

b) Expression de la fréquence f_0 à laquelle $|T| = T_{\max}$. Montrer que $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$.

Réponses du 3° :

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R_p C_s} = 53 \text{ Hz} ; f_2 = \frac{1}{2 \pi R_s C_p} = 245 \text{ kHz}.$$

$$\begin{aligned} \text{du 5° : } \bar{T} &= \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_p} + \frac{C_p}{C_s} + j \left(R_s C_p \omega - \frac{1}{R_p C_s \omega} \right)} \\ &= \frac{R_o}{R_s} \frac{1}{1 + \frac{R_o C_p}{R_s C_s} + j \left[R_o C_p \omega - \frac{1}{(R_s + R_p) C_s \omega} \right]} \end{aligned}$$

avec $R_o = R_s // R_p$

N. 6. Tracer les diagrammes asymptotiques de $20 \lg y$ (dB) en fonction de $x > 0$ (échelle logarithmique pour les fonctions) :

$$1^\circ y = 1 + \frac{x^2}{4} ; \quad y = \frac{1}{1 + x^2}.$$

$$2^\circ y = 1 + \frac{x^3}{8} ; \quad y = \frac{1}{1 + x^3}.$$

N. 7. On considère la fonction $y = ax^n$ où a et n sont deux constantes positives :

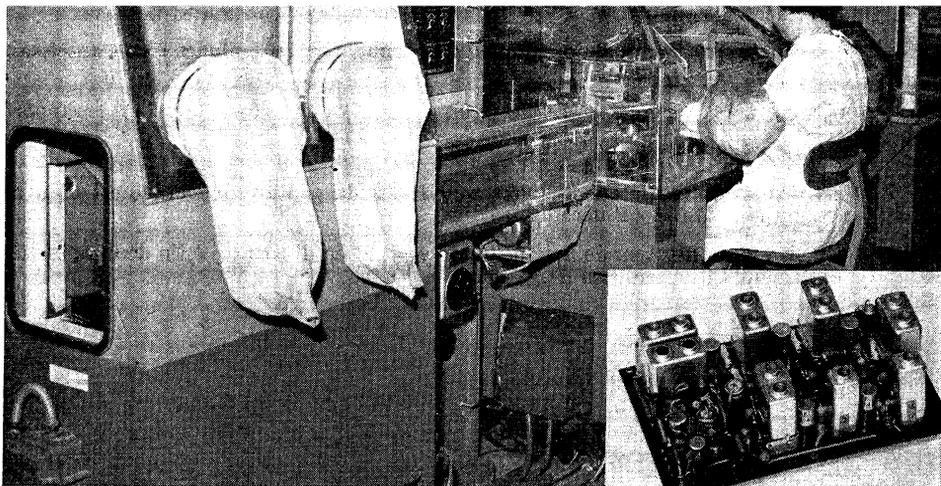
1° Tracer le graphe de cette fonction en coordonnées logarithmiques : x en abscisses, $20 \lg y$ dB en ordonnées.

2° On considère les points $A (1,0)$, $B (2,0)$, $C (10,0)$, de l'axe des x : quel est le rapport $\frac{AC}{AB}$ des longueurs des segments AC et AB ?

En déduire immédiatement, pour $n = 1$, que la pente 6 dB/octave est équivalente à la pente 20 dB/décade.

3° Quelle est, en fonction de n , la pente de $y = ax^n$ en dB/octave ? En déduire immédiatement cette pente en dB/décade.





(Photo La Radiotechnique.)

Fabrication des transistors HF professionnels. Machine de fermeture semi-automatique sous atmosphère contrôlée.

En bas, à droite : sous-ensemble H. F. de téléviseur.

III. — TRANSISTORS : RADIOFRÉQUENCES

Les paramètres hybrides des chapitres précédents sont utilisés aux basses fréquences. Aux radiofréquences, on leur préfère les admittances (paramètres y) plus facilement mesurables à ces fréquences; leur partie réelle peut d'ailleurs se représenter par une résistance au lieu de l'habituelle conductance.

Le schéma équivalent universellement adopté est dit schéma équivalent naturel ou schéma de Giacoletto; il représente convenablement le comportement du transistor à base uniforme, en émetteur commun, jusqu'à la fréquence de coupure f_c (plusieurs dizaines de mégahertz pour les transistors R. F.).

A. — Paramètres admittances

I. — DÉFINITIONS

Dans le cas de petits signaux I_1, I_2, V_1, V_2 , superposés aux polarisations continues, un quadripôle, transistor par exemple, peut être considéré comme linéaire. Exprimons les courants en fonction des tensions :

$$I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2 \quad (1)$$

$$I_2 = y_{12} V_1 + y_{22} V_2 \quad (2)$$

Chaque paramètre y , de valeur numérique déterminée en un point de repos donné, est défini comme le quotient d'un courant par une tension lorsque l'autre tension est nulle, ce qui correspond à un court-circuit pour l'alternatif :

$y_{11} = \frac{I_1}{V_1}$ pour $V_2 = 0$: admittance d'entrée, sortie en court-circuit ;

$y_{12} = \frac{I_1}{V_2}$ pour $V_1 = 0$: admittance de réaction inverse, entrée en court-circuit ;

$y_{21} = \frac{I_2}{V_1}$ pour $V_2 = 0$: admittance de transfert direct, sortie en court-circuit ;

y_{21} est donc la pente ;

$y_{22} = \frac{I_2}{V_2}$ pour $V_1 = 0$: admittance de sortie, entrée en court-circuit.

Dans le cas d'un transistor, on distingue les paramètres y des trois montages en ajoutant l'indice b , e ou c , comme pour les paramètres h .

Aux radiofréquences, les paramètres y sont complexes ; par suite I_1 , I_2 , V_1 , V_2 le sont aussi.

Alors que les paramètres h_{12} et h_{22} sont définis à entrée ouverte, les quatre paramètres y se mesurent en court-circuitant l'entrée (y_{12} , y_{22}) ou la sortie (y_{11} , y_{21}). Or un circuit ouvert pour l'alternatif exige un circuit résonnant de très grande surtension, tandis qu'un court-circuit s'obtient avec une bonne capacité, ce qui est bien plus facile ; c'est l'une des raisons qui font préférer, aux radiofréquences, les paramètres y aux paramètres h .

2. — SCHÉMA ÉQUIVALENT A DEUX GÉNÉRATEURS DE COURANT

L'équation (1) signifie que I_1 est la somme de deux courants :

$y_{11} V_1$ dans l'admittance y_{11} soumise à la tension V_1 , c'est-à-dire connectée entre les bornes d'entrée ;

$y_{12} V_2$ produit par un générateur de courant en parallèle avec y_{11} .

Une interprétation analogue pour I_2 conduit au schéma équivalent de la figure 1.

Aux H. F. : $y_{11} = g_{11} + jC_1\omega$; $y_{22} = g_{22} + jC_2\omega$. (Voir p. 107 et 110.)

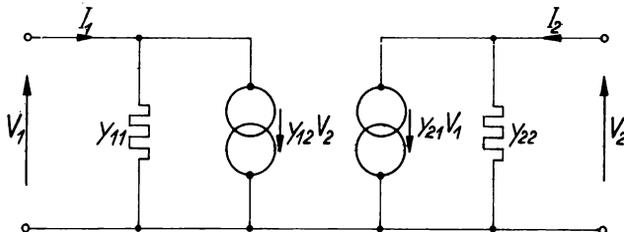


FIG. 1. — Schéma équivalent à deux générateurs de courant.

Il représente les deux équations du transistor écrites avec les paramètres y .

3. — SCHÉMA ÉQUIVALENT EN π A UN SEUL GÉNÉRATEUR

Pour fixer les idées, considérons le montage émetteur commun.

On peut supprimer le générateur $y_{12} V_2$ connecté entre les bornes d'entrée à condition de jeter un pont entre l'entrée et la sortie (y_{bc} dans la figure 2 qui représente le montage émetteur commun).

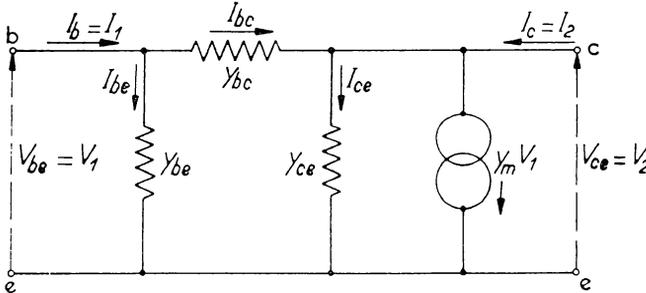


FIG. 2. — Transistor : schéma équivalent à un seul générateur de courant.

A sortie en court-circuit : $y_m V_1 = I_c$; $y_m = \frac{I_c}{V_1}$: pente (à sortie en c. c.).

Calcul des admittances du schéma équivalent en π en fonction des admittances du quadripôle.

Exprimons les nouvelles admittances en fonction de y_{11} , y_{12} , y_{21} , y_{22} . On a :

$$I_{be} = y_{be} V_1; \quad I_{bc} = y_{bc} (V_1 - V_2); \quad I_{ce} = y_{ce} V_2.$$

D'où :

$$\begin{cases} I_1 = I_{be} + I_{bc} = y_{be} V_1 + y_{bc} (V_1 - V_2) \\ I_2 = y_m V_1 + I_{ce} - I_{bc} = y_m V_1 + y_{ce} V_2 - y_{bc} (V_1 - V_2). \end{cases}$$

Groupons les termes en V_1 et les termes en V_2 :

$$\begin{cases} I_1 = (y_{be} + y_{bc}) V_1 - y_{bc} V_2 & (1') \\ I_2 = (y_m - y_{bc}) V_1 + (y_{ce} + y_{bc}) V_2. & (2') \end{cases}$$

Par identification des équations 1' et 1, 2' et 2 (p. 75) :

$y_{11e} = y_{be} + y_{bc}$	$y_{12e} = -y_{bc}$
$y_{21e} = y_m - y_{bc}$	$y_{22e} = y_{ce} + y_{bc}$

Inversement, on en déduit :

$$\begin{aligned} y_{bc} &= -y_{12e} \\ y_{be} &= y_{11e} - y_{bc} = y_{11e} + y_{12e} \\ y_m &= y_{21e} + y_{bc} = y_{21e} - y_{12e} \\ y_{ce} &= y_{22e} - y_{bc} = y_{22e} + y_{12e}. \end{aligned}$$

$y_{be} = y_{11e} + y_{12e}$	$y_{bc} = -y_{12e}$
$y_{ce} = y_{22e} + y_{12e}$	$y_m = y_{21e} - y_{12e} \approx y_{21e}$

Aux R. F. ces admittances sont complexes : on peut alors les décomposer en une conductance (ou une résistance) et une réactance en parallèle. Dans le cas du transistor dit « idéal », on peut prendre (fig. 3) :

$$y_{be} = g_{be} + j C_{be} \omega = \frac{1}{r_{be}} + j C_{be} \omega$$

$$y_{bc} = g_{bc} + j C_{bc} \omega = \frac{1}{r_{bc}} + j C_{bc} \omega$$

$$y_{ce} = g_{ce} = \frac{1}{r_{ce}}$$

$$y_m = g_m \text{ (pente, à sortie en court-circuit).}$$

Les paramètres y_{11} , y_{12} ... peuvent aussi se représenter comme une somme :

$$y_{11} = g_{11} + j C_{11} \omega \dots$$

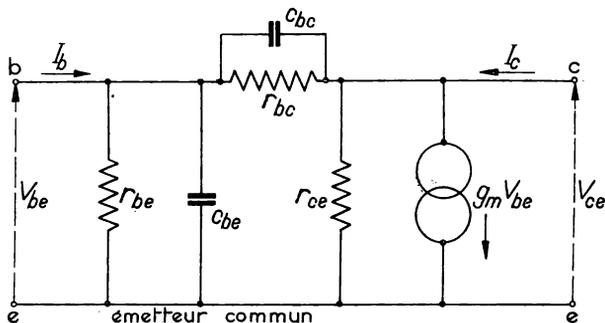


FIG. 3. — Schéma équivalent à un transistor « idéal ».

Les admittances y_{ce} et y_m (fig. 2) sont réelles ; la résistance intrinsèque de base (fig. 4 et 5) est nulle.

4. — EXPRESSIONS DE A_v , A_i , A_p , R_e , R_s EN FONCTION DES PARAMÈTRES y (Fig. 1) AUX BASSES FRÉQUENCES

a) Exemple de calcul : amplification en tension.

Soit R_c la charge de l'étage ; si la sortie ne débite pas, R_c est la résistance en série dans le collecteur ; si la sortie débite, par exemple sur la résistance d'entrée R_e de l'étage suivant, R_c est la résistance équivalente à la résistance en série dans le collecteur et R_e en parallèle.

La tension et le courant de sortie sont liés par la relation

$$V_2 = -R_c I_2,$$

que nous associons à la seconde équation du quadripôle :

$$I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2.$$

D'où :

$$-\frac{V_2}{R_c} = y_{21} V_1 + y_{22} V_2$$

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-y_{21} R_c}{1 + y_{22} R_c}.$$

Si l'on considère l'admittance de charge $y_c = \frac{1}{R_c}$.

$$A_v = \frac{-y_{21}}{y_{22} + Y_c}.$$

b) Autres résultats.

Des calculs analogues à ceux du chapitre I, avec les paramètres h , donnent :

$$A_i = \frac{y_{21} Y_c}{\Delta y + y_{11} Y_c} \quad A_p = \frac{y_{21}^2 Y_c}{(y_{22} + Y_c)(\Delta y + y_{11} Y_c)}$$

$$R_e = \frac{y_{22} + Y_c}{y_{11} Y_c + \Delta y} \quad R_s = \frac{y_{11} + Y_g}{\Delta y + y_{22} Y_g}$$

$$Y_{c \text{ opt}} = \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}} \Delta y} \quad R_{e \text{ opt}} = \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}} \Delta y}$$

$$A_{p \text{ max}} = \frac{y_{21}^2}{(\sqrt{\Delta y} + \sqrt{y_{11} y_{22}})^2}.$$

Pour les calculs numériques, il est souvent avantageux de faire apparaître R_c et R_g ; par exemple :

$$A_i = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y R_c}.$$

Ces résultats sont analogues à ceux du chapitre I donnés en fonction des paramètres h .

B. — Relations entre les paramètres y et les paramètres h

I. — EXPRESSION DES h EN FONCTION DES y

Transformons les équations en y pour exprimer V_1 et I_2 en fonction de I_1 et V_2 comme dans les équations en h .

L'équation (1) : $I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2$ s'écrit :

$$V_1 = \frac{1}{y_{11}} I_1 - \frac{y_{12}}{y_{11}} V_2. \quad (1')$$

L'équation (2) : $I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2$ devient, avec l'expression (1') :

$$I_2 = \frac{y_{21}}{y_{11}} I_1 + \left(y_{22} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{11}} \right) V_2$$

$$I_2 = \frac{y_{21}}{y_{11}} I_1 + \frac{\Delta y}{y_{11}} V_2. \quad (2')$$

Par comparaison avec les équations en h , on trouve :

$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$	$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}$	$\Delta h = \frac{y_{22}}{y_{11}}$
$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$	$h_{22} = \frac{\Delta y}{y_{11}} = y_{22} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{11}}$	

2. — EXPRESSION DES y EN FONCTION DES h

Par le procédé inverse, ou à partir des résultats du § 1, on trouve immédiatement :

$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$	$y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}$	$\Delta y = \frac{h_{22}}{h_{11}}$
$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$ (pente)	$y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}} = h_{22} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11}}$	

Pour notre transistor type, en émetteur commun (aux B. F.) :

$$\begin{aligned} h_{11e} &= 2,8 \text{ k}\Omega ; & h_{12e} &= 10^{-3} ; & h_{21e} &= \beta = 99 ; \\ h_{22e} &= 0,05 \text{ mA/V} ; & \Delta h_e &= 0,041. \end{aligned}$$

A partir de ces valeurs, on calcule ($1 \frac{\text{mA}}{\text{V}} = 1 \text{ millimho}$) :

$$\begin{aligned} y_{11e} &= \frac{1}{2,8} = 0,357 \text{ mA/V} ; & y_{12e} &= \frac{10^{-3}}{2,8} = -0,357 \cdot 10^{-3} \text{ mA/V} \\ y_{21e} &= \frac{99}{2,8} = 35,4 \text{ mA/V} ; & y_{22e} &= \frac{0,041}{2,8} = 0,0146 \text{ mA/V}. \\ \Delta y_e &= 0,018 \left(\frac{\text{mA}}{\text{V}} \right)^2. \end{aligned}$$

Rappelons que y_{21} est la pente : $y_{21} = \frac{I_2}{V_1}$ pour $V_2 = 0$ et qu'elle conserve la même valeur numérique dans les trois montages aux B. F. (chap. II).

3. — EXERCICES

1. Exprimer numériquement l'amplification en tension pour le transistor précédent, en émetteur commun.

Nous avons trouvé (§ A) :

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-y_{21} R_c}{1 + y_{22} R_c} \\ (A_v)_E &= \frac{-35,4 R_c}{1 + 0,0146 R_c} \quad (R_c \text{ en k}\Omega). \end{aligned}$$

Ce résultat est évidemment identique à celui du chapitre I, établi avec les paramètres h .

2. A partir de son expression en fonction des paramètres y , retrouver l'expression de l'amplification en courant en fonction des paramètres h .

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{y_{21} Y_c}{\Delta y + y_{11} Y_c} = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y R_c} \\ A_i &= \frac{\frac{h}{h_{11}}}{\frac{1}{h_{11}} + \frac{h_{22}}{h_{11}} R_c} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_c}. \end{aligned}$$

C. — Schéma équivalent naturel (ou de Giacoletto)

Nous nous limiterons au montage usuel, émetteur commun.

Le schéma équivalent précédent (fig. 3) rend compte de bien des propriétés, mais conduit à une impédance d'entrée nulle pour une fréquence très élevée, puisque l'entrée est alors court-circuitée par la capacité C_{be} entre base et émetteur ; or, les mesures montrent qu'il reste une résistance d'entrée.

I. — RÉSISTANCE DE BASE

Nous appliquons la tension d'entrée V_{be} (souvent notée V_1), mais la tension qui commande réellement le courant de collecteur est $V_{b'e}$ correspondant au point inaccessible B' entre les deux jonctions. Entre le contact de base B et la base réelle B' , le courant I_b traverse le matériau semiconducteur qui lui offre une résistance $r_{bb'}$; la tension réelle de commande $V_{b'e}$ est plus petite que V_{be} et sa phase est différente (fig. 4).

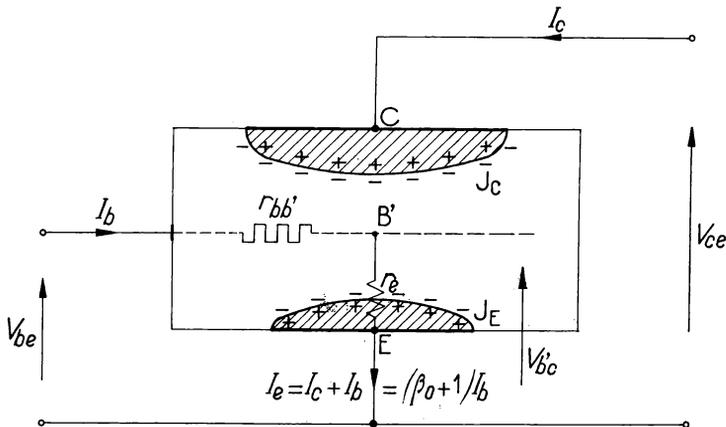


FIG. 4. — Résistance intrinsèque de base $r_{bb'}$

C'est la tension $V_{b'e}$ entre base interne B' et émetteur qui commande le courant alternatif I_e .

$s = \frac{I_c}{V_{be}}$: pente externe ; $\frac{I_c}{V_{b'e}} = g_m$: pente interne ; r_e : résistance directe de la jonction d'émetteur.
(Voir p. 91.)

$r_{bb'}$ est appelée, suivant les auteurs : résistance de base, résistance intrinsèque de base, résistance interne de base ; elle est de l'ordre de 100 Ω pour beaucoup de transistors R. F. mais peut s'élever à 500 et même 1 000 Ω . Elle dissipe de l'énergie et limite donc l'amplification en puissance ; on montre que cette amplification lui est inversement proportionnelle.

La résistance $r_{bb'}$ est indépendante de la fréquence, mais augmente lorsque l'épaisseur de la base diminue ; elle augmente donc avec la tension de collecteur, en raison de l'effet Early (§ D).

2. — TRANSISTOR R. F. A BASE UNIFORME EN ÉMETTEUR COMMUN : SCHÉMA ÉQUIVALENT DE GIACOLETTO (Fig. 5)

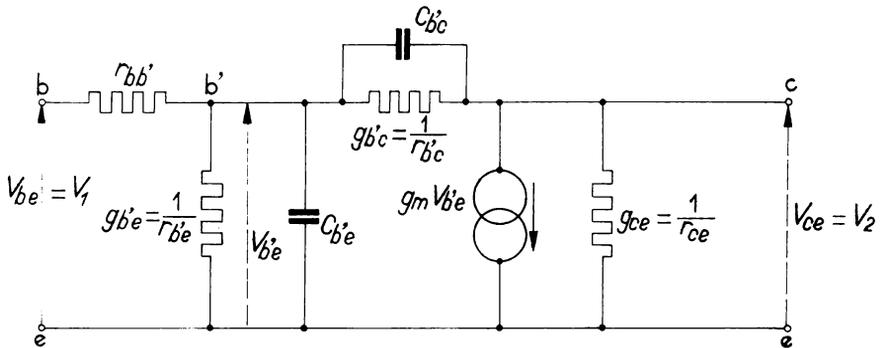


FIG. 5. — Schéma équivalent naturel du transistor (ou schéma de Giacioletto).

L'impédance entre b' et c ($r_{b'c}$ en parallèle avec $C_{b'c}$) est très supérieure aux autres ; c'est pourquoi beaucoup de calculs négligent le courant qui la traverse.

C'est celui du transistor « idéal » (fig. 3) complété par la résistance de base ; les éléments situés entre la base réelle B' et les autres électrodes sont notés : $r_{b'e} = \frac{1}{g_{b'e}}$,

$$C_{b'e}, r_{b'c} = \frac{1}{g_{b'c}}, C_{b'c}, V_{b'e}.$$

Le schéma de Giacioletto représente bien le comportement du transistor jusqu'à des fréquences de plusieurs dizaines de mégahertz (f_α), avec une précision de 10 à 15 % suffisante en pratique : il est souvent adopté par les fabricants et par les utilisateurs pour l'étude des amplificateurs haute fréquence.

On le qualifie souvent de schéma naturel parce que tous ses éléments ont une signification physique (§ D).

Toutes les conductances et toutes les capacités sont proportionnelles au courant continu d'émetteur et indépendantes de la fréquence (jusqu'à f_α) ; seule la résistance $r_{bb'}$ est constante (elle varie, mais très peu, avec la tension de collecteur).

Pour obtenir rapidement l'ordre de grandeur des éléments non réactifs en fonction des h_e , plaçons-nous aux B. F. et négligeons $r_{bb'} \ll r_{b'e}$, $g_{b'c} \ll g_{b'e}$; nous retrouvons le schéma relatif aux h_e dans l'approximation $h_{12e} = 0$, donc :

$$r_{b'e} \sim h_{11e} ; \quad r_{ce} \sim \rho = \frac{1}{h_{22e}} ; \quad g_m \sim s = \frac{\beta_o}{h_{11e}} .$$

Rétablissons $r_{b'c}$ et alimentons par la sortie, à entrée ouverte :

$$\begin{aligned} v_{be} &= v_{ce} \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{b'c}} \approx v_{ce} \frac{r_{b'e}}{r_{b'c}} \\ h_{12e} &= \left| \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right| i_b = 0 \approx \frac{r_{b'e}}{r_{b'c}} ; \quad r_{b'c} \approx \frac{r_{b'e}}{h_{12e}} \sim \frac{h_{11e}}{h_{12e}} . \end{aligned}$$

EXEMPLE NUMÉRIQUE (1). $I_E = 1 \text{ mA}$; $V_{CE} = -5 \text{ volts}$; $T_{amb} = 25^\circ \text{ C}$.

$\beta_o = 50$ (soit $\alpha_o \approx 0,98$) ; $r_{bb'} = 100 \ \Omega$; $g_{m0} \approx 40 \text{ mA/V}$

$r_{ce} = \frac{1}{g_{ce}} = 125 \text{ k}\Omega$; $r_{b'c} = \frac{1}{g_{b'c}} = 6 \text{ M}\Omega$; $r_{b'e} = \frac{1}{g_{b'e}} = 1,25 \text{ k}\Omega$;

$C_{b'c} = 10 \text{ pF}$; $C_{b'e} = 400 \text{ pF}$.

3. — LA RÉSISTANCE DE BASE $r_{bb'}$ OBLIGE A DISTINGUER LA PENTE EXTERNE

$$s = \frac{I_2}{V_1} \text{ ET LA PENTE INTERNE } g_m = \frac{I_2}{V_{b'e}}$$

Comme d'habitude, ces pentes sont définies à sortie en court-circuit (pour l'alternatif).

Pour trouver la relation entre s et g_m , on peut négliger $r_{b'c} \gg r_{b'e}$ (§ 1) et $C_{b'c}$ puisque $\frac{1}{C_{b'c} \omega} \gg \frac{1}{C_{b'e} \omega}$; le circuit d'entrée $r_{bb'}$, $r_{b'e}$, $C_{b'e}$ intervient seul.

Aux B. F., s et g_m sont réelles et notées s_o et g_{m0} .

a) Relation entre s_o et g_{m0} .

Aux B. F. on peut négliger $C_{b'e}$ et $r_{b'c} \gg r_{b'e}$:

$$\frac{V_{b'e}}{V_1} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{bb'}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}} .$$

(1) A. PETITCLERC : *Electronique physique des semiconducteurs*, p. 227.

Or :

$$s_o = \frac{I_2}{V_1} = \frac{I_2}{V_{b'e}} \frac{V_{b'e}}{V_1}, \quad \text{soit } \boxed{s_o = \frac{g_{m_o}}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}}}$$

Dans l'exemple numérique du § 2 :

$$s_o = \frac{40}{1 + \frac{100}{1250}} = \frac{40}{1,08} = 37 \text{ mA/V.}$$

b) Relation entre s et s_o : fréquence de coupure de la pente externe.

C'est la fréquence f_s à laquelle le module de s a diminué jusqu'à 0,707 fois sa valeur aux fréquences basses (soit -3 dB).

Il se trouve que f_s est très inférieure à la fréquence de coupure de g_m , de sorte qu'aux fréquences utilisées, nous pouvons conserver g_{m_o} dans le calcul.

L'impédance de $r_{b'e}$ et $C_{b'e}$ en parallèle est :

$$Z_{b'e} = \frac{r_{b'e}}{1 + j r_{b'e} C_{b'e} \omega}.$$

$Z_{b'e}$ remplace $r_{b'e}$ du § a, de sorte que :

$$s = \frac{g_{m_o}}{1 + \frac{r_{bb'}}{Z_{b'e}}} = \frac{g_{m_o}}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} (1 + j r_{b'e} C_{b'e} \omega)} :$$

$$s = \frac{g_{m_o}}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} + j r_{bb'} C_{b'e} \omega}.$$

Divisons les deux termes par $1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} = \frac{r_{b'e} + r_{bb'}}{r_{b'e}}$:

$$s = \frac{s_o}{1 + j \frac{r_{bb'} r_{b'e} C_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \omega} = \frac{s_o}{1 + j r C_{b'e} \omega}$$

en posant $r = \frac{r_{bb'} r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}}$, résistance équivalente à $r_{bb'}$ et $r_{b'e}$ en parallèle. Le module de s est divisé par $\sqrt{2}$ à la pulsation ω_s telle que :

$$r C_{b'e} \omega_s = 1.$$

La fréquence de coupure de la pente externe est donc :

$$f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{1}{2\pi r C_{b'e}}$$

et

$$s = \frac{s_0}{1 + j \frac{f}{f_s}}$$

Dans le cas numérique du § 2 : $r_{bb'} = 100 \Omega$; $r_{b'e} = 1\,250 \Omega$; $C_{b'e} = 400 \text{ pF}$, on trouve :

$$r = \frac{100 \times 1\,250}{1\,350} = 92,5 \Omega ;$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi r C_{b'e}} = \frac{1}{2\pi \cdot 92,5 \cdot 4 \cdot 10^{-10}} = \frac{1\,590 \cdot 10^6}{370} = 4,3 \text{ MHz.}$$

f_s (ou $f_{y_{21e}}$) est inférieure à f_α (ou $f_{h_{21b}}$), de l'ordre de 10 MHz.

En résumé :

Dans une *attaque par tension* c'est la fréquence de coupure f_s de la pente externe qui limite la fréquence atteinte ; dans une *attaque par courant* c'est $f_\beta < f_s$ (voir § 5 et exercice de révision n° 14).

4. — AUTRES RÉSULTATS

a) **Nous venons de voir, à titre d'exemple, un calcul simple sur le schéma de Giacoletto.** Ce schéma est le point de départ de nombreux calculs, en particulier :

- admittance d'entrée, sortie en court-circuit ; son expression montre que pour ω infinie (en pratique très élevée), l'impédance d'entrée se réduit à $r_{bb'}$. C'est d'ailleurs évident sur le schéma puisque $C_{b'e}$ constitue alors un court-circuit ; on mesure donc $r_{bb'}$ à très haute fréquence, comme limite de la résistance d'entrée des montages B. C. et E. C ;
- admittances de sortie, de transfert ; gains, qui diminuent quand la fréquence augmente en raison des capacités $C_{b'e}$ et $C_{b'c}$.

(Divers calculs sont proposés en exercices.)

b) **Pour les limitations en fréquence, on considère f_s (ci-dessus) et :**

- la fréquence de coupure « base commune » $f_{h_{21b}}$ (souvent notée f_α par commodité) ;

- la fréquence de coupure « émetteur commun » $f_{h_{21e}}$ (souvent notée, contrairement aux recommandations FNIE, f_β , ancienne notation plus courte) (fig. 6) ;
- la fréquence unité f_1 , fréquence à laquelle le module de h_{21e} (ou β) est égal à l'unité ;
- la fréquence maximale d'oscillation f_{\max} , fréquence maximale à laquelle un transistor peut fonctionner en oscillateur dans un circuit adapté (f_{\max} correspond à $A_p = 1$).

Pour un transistor R. F. donné : $f_\beta < f_s < f_1 < f_\alpha$.

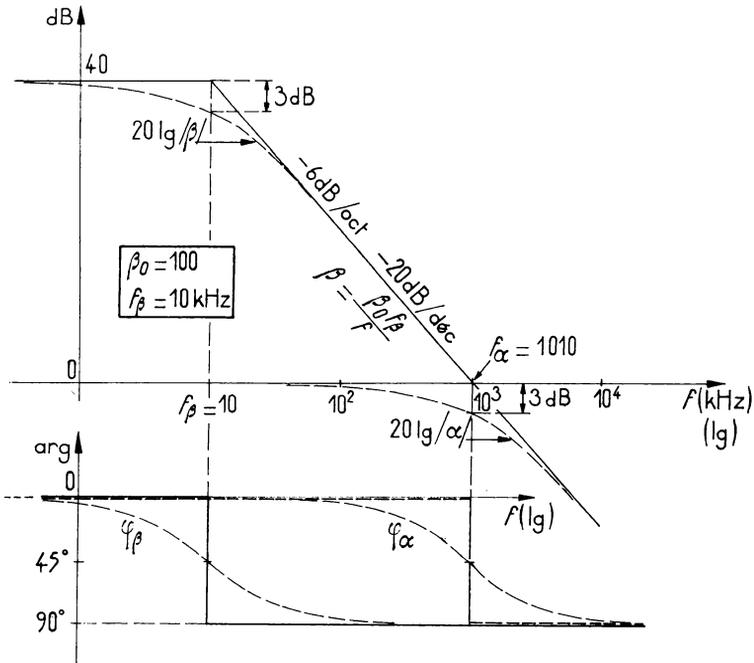


FIG. 6. — Le gain en courant β (h_{21e}) diminue lorsque la fréquence s'élève. Courbe analogue pour α (h_{21b}) mais $f_\alpha > f_\beta$. (Voir ex. R. 5, p. 168.)

c) Relation entre f_β et f_α .

Soit β et α les amplifications complexes en courant en émetteur commun, et en base commune à la fréquence f , β_0 et α_0 leurs valeurs (réelles) aux basses fréquences.

Par définition des fréquences de coupure à -3 dB, on a :

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad (1); \quad \alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}} \quad (2)$$

Rappelons que (expressions approchées, remarque 1, p. 38) :

$$\beta_o = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} \quad (3) \quad \text{et} \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (4)$$

Portons dans la relation (4) l'expression (2) de α

$$\beta = \frac{1}{\frac{1}{\alpha} - 1} = \frac{1}{\frac{1 + jf/f_\alpha}{\alpha_o} - 1}$$

Multiplions les deux termes de la fraction par α_o :

$$\beta = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o + j \frac{f}{f_\alpha}} = \frac{\frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o}}{1 + j \frac{f}{(1 - \alpha_o) f_\alpha}} = \frac{\beta_o}{1 + j \frac{f}{(1 - \alpha_o) f_\alpha}}$$

Par comparaison avec l'expression (1), on trouve :

$$f_\beta = (1 - \alpha_o) f_\alpha = \frac{f_\alpha}{\beta_o + 1}.$$

Pour le transistor du § 2, avec $\beta_o = 50$ et $f_\alpha = 10$ MHz :

$$f_\beta = \frac{f_\alpha}{\beta_o + 1} \approx \frac{10}{50} = 0,2 \text{ MHz} \quad \text{ou} \quad 200 \text{ kHz.}$$

REMARQUE. — $1 - \alpha_o = \frac{1}{\beta_o + 1} = \frac{\alpha_o}{\beta_o}$, d'où $\beta_o f_\beta = \alpha_o f_\alpha$.

d) **Relation entre f_β et f_1 .**

A la fréquence f_1 , on a $|\beta| = 1$, alors que $|\beta| = \frac{\beta_o}{\sqrt{2}} \gg 1$ à la fréquence f_β :

on a donc $f_1 \gg f_\beta$.

Aux fréquences nettement supérieures à f_β (voir fig. 6), on peut négliger 1 devant $\frac{f}{f_\beta}$:

$$\beta = \frac{\beta_o}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \approx \frac{\beta_o}{j \frac{f}{f_\beta}} = \frac{\beta_o f_\beta}{j f}; \quad |\beta| = \frac{\beta_o f_\beta}{f}.$$

Pour $|\beta| = 1$, $f = f_1$, donc :

$$f_1 = \beta_o f_\beta = \alpha_o f_\alpha.$$

La fréquence unité f_1 est donc très supérieure à f_β et très voisine de f_α .

e) **Fréquence de transition f_T .**

Aux fréquences f nettement supérieures à f_β , le produit du module de β par la fréquence f à laquelle il est mesuré est constant ; cette constante est notée f_T :

$$f_T = |\beta| f.$$

f_T est appelée *fréquence de transition*.

D'après les résultats du paragraphe d, on a théoriquement $f_T = f_1$; en pratique, ces deux fréquences sont très voisines, mais non identiques, car les relations 1 à 4 ci-dessus ne sont qu'approchées.

f) **La réalisation d'un transistor H. F. allié exige de nombreux compromis.**

La fréquence de coupure base commune $f_{h_{21b}}$ (ou f_α) d'un transistor classique allié est de 2 à 30 MHz.

On peut chercher à l'élever en diminuant l'épaisseur de la base afin de diminuer le temps de transit des porteurs (f_α est inversement proportionnelle au carré de l'épaisseur de la base) et d'augmenter la puissance ; mais on augmente alors $r_{bb'}$, à laquelle la puissance est inversement proportionnelle.

Si l'on utilise une base de moindre résistivité pour diminuer $r_{bb'}$, la tension de claquage diminue ce qui oblige à diminuer la tension collecteur, donc la puissance ; en outre la capacité de collecteur $C_{b'e}$ augmente puisque $C_{b'e} \approx \frac{k}{\sqrt{V_{CB}}}$.

Ces conditions sont donc contradictoires : la réalisation d'un transistor H. F. allié exige de nombreux compromis.

Rappelons que la mobilité des électrons est supérieure à celle des trous, donc leur temps de transit à travers la base plus faible : c'est pourquoi un transistor NPN fonctionne à des fréquences plus élevées qu'un PNP de construction analogue.

Des fréquences plus élevées sont atteintes avec :

— les transistors à champ interne (drift, mesa...) :

$$f_{h_{21b}} \text{ de } 50 \text{ à } 3\,000 \text{ MHz ;}$$

— les transistors à effet de champ (tecnatron par exemple, que l'on utilise jusque vers 300 MHz...).

5. — EXERCICE

Établir, d'après le schéma équivalent de Giacioletto, les expressions de f_β et $Z_{11e} = \frac{1}{y_{11e}}$, à sortie en court-circuit.

Application numérique : valeurs de l'exemple du § C, 2 ; calculer f_β , f_α et $|Z_{11e}|$ pour $f = f_\beta$; $f = 0$; f infinie. On pourra, aux fréquences considérées, admettre que $y_{b'e} = 0$.

Solution.

Dans l'hypothèse simplificatrice de l'énoncé ($y_{b'e} = 0$), le circuit d'entrée intervient seul pour f_β , f_α et Z_{11e} .

a) $f_{h_{21e}}$ (f_β pour abrégé). Nous avons calculé $f_s = 4,3$ MHz (§ 3) en supposant une attaque par tension ; dans le cas d'une attaque par courant, $r_{bb'}$, en série, n'intervient pas pour le calcul du courant dans $r_{b'e}$. Or ce courant seul se retrouve amplifié à la sortie ; lorsque son module est $\sqrt{2}$ fois plus petit que celui du courant d'entrée, on a $|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$ et la fréquence correspondante est f_β , fréquence de coupure de β .

Cette condition est réalisée lorsque les courants dans $r_{b'e}$ et dans $C_{b'e}$ ont des modules égaux, donc lorsque

$$r_{b'e} = \frac{1}{C_{b'e} \omega_\beta} = \frac{1}{2 \pi C_{b'e} f_\beta}$$

$$f_\beta = \frac{1}{2 \pi r_{b'e} C_{b'e}}$$

Pour $r_{b'e} = 1\,250 \, \Omega$ et $C_{b'e} = 400 \, \text{pF}$:

$$f_\beta = \frac{1}{2 \pi \cdot 1,25 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-10}} = \frac{10^7}{10} = 0,318 \cdot 10^6 \, \text{Hz} \approx 0,32 \, \text{MHz}$$

$$f_\alpha = (\beta_0 + 1) f_\beta \approx 50 \times 0,32 = 16 \, \text{MHz}.$$

b) A sortie en court-circuit, $r_{b'c}$ et $C_{b'c}$ sont en parallèle entre B' et E avec $r_{b'e}$ et $C_{b'e}$. On peut négliger $C_{b'c} \sim 10 \, \text{pF} \ll C_{b'e}$ et $r_{b'c} \sim \text{mégohms} \gg r_{b'e}$.

On a donc :

$$Z_{11e} = r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + j r_{b'e} C_{b'e} \omega}$$

$$Z_{11e} = \frac{r_{bb'} + r_{b'e} + j r_{bb'} r_{b'e} C_{b'e} \omega}{1 + j r_{b'e} C_{b'e} \omega}$$

$$|Z_{11e}| = \sqrt{\frac{(r_{bb'} + r_{b'e})^2 + (r_{bb'} r_{b'e} C_{b'e} \omega)^2}{1 + (r_{b'e} C_{b'e} \omega)^2}}$$

Pour $f = f_\beta$, on a $r_{b'e} C_{b'e} \omega_\beta = 1$ et

$$|Z_{11e}| = \frac{\sqrt{(r_{bb'} + r_{b'e})^2 + r_{bb'}^2}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{1,35^2 + 0,1^2}}{\sqrt{2}} \approx \frac{1,35}{\sqrt{2}} = 0,955 \, \text{k}\Omega.$$

Pour $f = 0$:

$$|Z_{11e}| = h_{11e} = r_{bb'} + r_{b'e} = 1\,350 \, \Omega,$$

ce qui est évident sur le schéma.

En divisant les deux termes de la fraction Z_{11e} par ω , on constate que si ω tend vers l'infini, Z_{11e} tend vers $r_{bb'}$; c'est évident aussi sur le schéma, puisque $C_{b'e}$ constitue alors un court-circuit entre b' et e .

6. — NEUTRODYNAGE ; UNILATÉRALISATION

Aux H. F., le gain en puissance est maximal lorsque le transistor est adapté à la sortie et à l'entrée, c'est-à-dire fermé sur les impédances conjuguées de son impédance d'entrée et de son impédance de sortie.

Le dénominateur de l'expression du gain maximal en puissance $A_{p \max}$ s'annule dans une certaine gamme de fréquences ; $A_{p \max}$ est alors infini : le transistor oscille et devient impropre à l'amplification.

En dehors de toute considération d'adaptation, la réaction interne provoque l'accrochage dans certaines gammes de fréquence. On évite ces oscillations en renvoyant de la sortie à l'entrée, par un circuit RC , une tension en opposition de phase avec celle que ramène la réaction interne et de même amplitude. Le circuit de neutrodynage peut être alimenté par un transformateur dont le primaire est branché en parallèle avec la charge.

Le *neutrodynage* consiste à compenser seulement la partie réactive de l'impédance de réaction.

L'*unilatéralisation* compense la partie réactive et la partie résistive de l'impédance de réaction.

D. — Signification physique des éléments du schéma naturel

Cette question nous offre l'occasion de rassembler quelques compléments importants sur la jonction PN et sur le fonctionnement du transistor à jonctions.

I. — SCHÉMA ÉQUIVALENT A UNE JONCTION PN POLARISÉE DANS LE SENS DIRECT

a) Résistance différentielle directe.

Il est bien connu qu'une jonction offre une résistance au passage du courant direct : c'est la résistance directe d'une diode et la majeure partie de la résistance d'entrée d'un transistor. Nous nous intéressons à la résistance *différentielle*, résistance pour les variations de courant autour d'un courant de polarisation constant ; nous avons vu (*S. C.*, 1^{re} partie, p. 23) que le courant direct I_D d'une jonction est au-dessus d'une tension directe de quelques dizaines de millivolts :

$$I_D = I_s \exp. \frac{eV}{kT}$$

I_s : courant de saturation ; e : charge élémentaire ; k : constante de Boltzmann ; T : température absolue.

Dérivons par rapport à V :

$$\frac{dI_D}{dV} = \frac{e}{kT} I_s \exp \frac{eV}{kT} = \frac{e I_D}{kT}.$$

D'où la résistance différentielle directe de la jonction :

$$r = \frac{dV}{dI_D} = \frac{kT}{e I_D}.$$

r est proportionnelle à la température absolue et inversement proportionnelle au courant continu direct.

Numériquement :

$$r = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} T}{1,60 \cdot 10^{-19} I_D} = 0,0863 \cdot 10^{-3} \frac{T}{I_D} (\Omega, ^\circ\text{K}, \text{A}) = 0,0863 \frac{T}{I_D} (\Omega, ^\circ\text{K}, \text{mA}).$$

Ainsi, à $T = 300^\circ \text{K}$ et pour $I_D = 1 \text{ mA}$:

$$r = 0,0863 \cdot 300 = 25,89 \approx 26 \Omega.$$

A 300°K et $I_D = 2 \text{ mA}$: $r = \frac{26}{2} = 13 \Omega$.

Les conductances correspondantes, proportionnelles à I_D sont :

$$\frac{1}{26} = 0,0386 \frac{\text{A}}{\text{V}} = 38,6 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \text{ et } 19,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}}.$$

b) **Transistor** : r_e ; $r_{b'e} = (\beta_0 + 1) r_e$.

A V_{CB} constant, la relation trouvée est valable pour la jonction d'émetteur d'un transistor et s'écrit :

$$r_e = \frac{kT}{e I_E}$$

Les valeurs numériques calculées ci-dessus sont encore valables.

Pour exprimer $r_{b'e}$, considérons le fonctionnement aux B. F. et négligeons le courant dans $r_{b'e} \gg r_{b'e}$ (fig. 5, p. 82) :

$$h_{11e} = \frac{V_{be}}{I_b} = r_{bb'} + r_{b'e}.$$

Or la figure 4, page 81, permet d'écrire :

$$V_{be} = r_{bb'} I_b + r_e I_e = r_{bb'} I_b + r_e (\beta_0 + 1) I_b$$

$$h_{11e} = \frac{V_{be}}{I_b} = r_{bb'} + (\beta_0 + 1) r_e.$$

La comparaison de ces deux expressions de h_{11e} donne :

$$\boxed{r_{b'e} = (\beta_0 + 1) r_e.}$$

c) **Capacité directe d'une jonction.**

Les porteurs qui traversent la jonction constituent une charge Q , proportionnelle à I_D , qui nous a déjà servi à expliquer le temps de recouvrement. Lorsque la tension V directe varie de ΔV , Q varie de ΔQ comme le ferait la charge d'une capacité de valeur :

$$C_j = \frac{\Delta Q}{\Delta V} \quad \left(C_j \text{ directe} = \frac{\Delta Q \text{ porteurs}}{\Delta V \text{ directe}} \right).$$

Le schéma équivalent à une jonction polarisée dans le sens direct est donc celui de la figure 7 : résistance (ou conductance) en parallèle avec une capacité statique C_j .

Les considérations précédentes expliquent la résistance $r_{b'e} = \frac{1}{g_{b'e}}$ du schéma de Giacoletto, mais non $C_{b'e}$ très supérieure à la capacité statique C_j de la jonction d'émetteur. (Voir « Capacité de diffusion », § D, 5.)

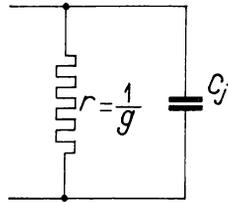


FIG. 7. — Schéma équivalent à une jonction sous tension directe.

REMARQUE. — Dans le cas de courants très grands, le schéma équivalent n'est plus capacitif, mais inductif.

On appelle grands courants ou *fortes injections*, les courants assez forts pour créer, contre la jonction, une densité de porteurs minoritaires de l'ordre de la densité des porteurs majoritaires ; cet effet peut intervenir en régime d'impulsions.

2. — SCHÉMA ÉQUIVALENT A UNE JONCTION PN POLARISÉE EN INVERSE

Elle est alors traversée par le courant de saturation I_s qui varie très peu avec la tension inverse V : la résistance inverse est donc très élevée.

D'autre part, un accroissement ΔV de la tension inverse produit un accroissement ΔW de la largeur de la zone de transition (région de la charge d'espace) ; la charge d'espace augmente de ΔQ , comme le ferait la charge d'un condensateur de capacité :

$$C_j = \frac{\Delta Q}{\Delta V} \quad \left(C_j \text{ inverse} = \frac{\Delta Q \text{ charge d'espace}}{\Delta V \text{ inverse}} \right).$$

Le schéma d'une jonction polarisée en inverse reste donc celui de la figure 7, mais avec des valeurs très différentes : r inverse $\gg r$ directe ; C_j inverse $\ll C_j$ directe.

Ces éléments sont, dans le schéma de Giacoletto : $r_{b'e} = \frac{1}{g_{b'e}}$ et $C_{b'e}$ résistance inverse et capacité statique de la jonction de collecteur.

REMARQUE 1. — Dans les applications, la tension inverse est beaucoup plus grande que la tension directe ; c'est pourquoi, sous tension inverse, un courant de fuite (par la surface) se superpose à I_s : le schéma doit être complété par une résistance de fuite R_f en parallèle avec r et C_j (fig. 8).

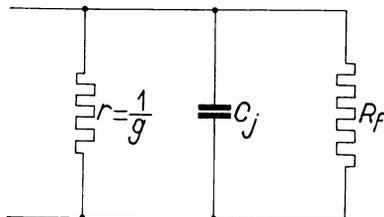


FIG. 8. — Schéma équivalent à une jonction sous tension inverse.
 R_f : résistance de fuite.

La valeur de R_f dépend essentiellement de l'état de surface du semiconducteur : on la réduit par un traitement de surface et par l'enrobage dans un isolant.

R_f est en parallèle avec r_{bc} dans le schéma de Giacoletto ; on peut la négliger pour certains transistors récents.

REMARQUE 2. — La capacité sous polarisation inverse est appelée *capacité de la zone de transition*, car la charge mise en jeu est la charge d'espace de cette zone **due à des ions** (fixes). C'est cette capacité que l'on utilise dans les diodes à capacité variable (S. C., 1^{re} partie) ; elle varie en sens inverse de la tension :

— pour une jonction par alliage :

$$C = \frac{K}{\sqrt{V + V_0}} \approx \frac{K}{\sqrt{V}}$$

K et V_0 : constantes ($V_0 \approx 0,3$ V pour le germanium).

— pour une jonction par diffusion : $C = \frac{K}{\sqrt[3]{V + V_0}} \approx \frac{K}{\sqrt[3]{V}}$.

En résumé C_j directe correspond à une charge (porteurs : électrons ou trous), *localisée dans la jonction* ; il en est de même pour C_j inverse, mais la charge est celle d'ions (fixes). Ces considérations s'appliquent à toutes les jonctions aussi bien de diodes que de transistors.

Pour les transistors, un **troisième type de charge** est constitué par les porteurs qui traversent la base : cette charge Q_s stockée par la base oblige à attribuer une capacité supplémentaire — dite **capacité de diffusion** — à chacune des jonctions d'émetteur et de collecteur.

3. — ÉPAISSEUR RÉELLE DE LA BASE. ÉPAISSEUR EFFECTIVE

L'épaisseur réelle ou géométrique, W_T , de la base est la distance entre les deux jonctions ; par exemple, dans un transistor PNP, c'est l'épaisseur de semiconducteur N qui sépare les zones de transition de J_E et J_C lorsque aucune tension extérieure ne leur est appliquée (fig. 9).

Lorsque le transistor est sous tension :

- la zone de transition de J_E , sous tension directe donc faible (dixièmes de volt), conserve pratiquement la même largeur ;
- la zone de transition de J_C sous tension inverse (plusieurs volts) s'élargit. Or J_C est une jonction très dissymétrique, la base étant bien moins dopée que le collecteur : la **charge d'espace** (zone de transition) s'étend beaucoup plus loin dans la base que dans le collecteur (en raison inverse des concentrations en donneurs et accepteurs, donc en raison directe des résistivités).

Les porteurs injectés par l'émetteur n'ont plus qu'à diffuser sur la distance $W_e < W_T$ pour être lancés dans le collecteur par le champ électrique E_C et J_C : W_e est l'épaisseur *effective* ou électrique de la base (fig. 10).

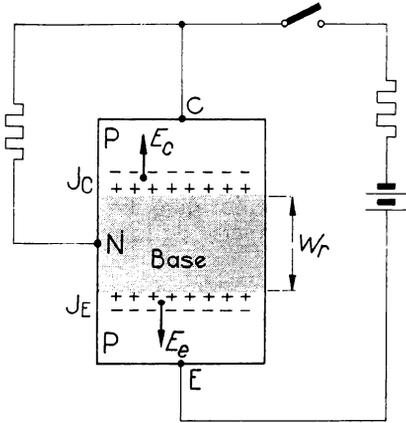


FIG. 9. — Transistor sans tension extérieure.
 W_r : épaisseur réelle de la base.

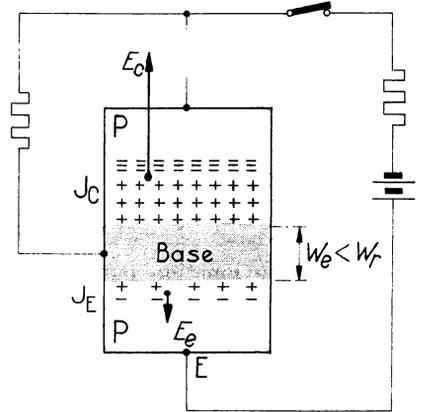


FIG. 10. — Transistor sous tension.
 W_e : épaisseur effective de la base.

EFFET DE PERÇAGE. — Pour des bases minces, W_e peut s'annuler pour une tension inférieure à la tension de claquage de J_c : dans ce cas, c'est cet effet de perçage qui limite la tension maximale de collecteur.

Le perçage établit le court-circuit entre émetteur et collecteur puisque tous les porteurs injectés par l'émetteur tombent dans la charge d'espace de J_c et sont propulsés dans le collecteur : le gain en courant β devient égal à 1 ; l'effet transistor disparaît.

Notons que la tension de perçage diminue si l'on diminue la contamination de la base — c'est-à-dire si l'on augmente sa résistivité — puisque la zone de transition de la jonction d'émetteur s'étend plus loin dans la base.

4. — MODULATION DE L'ÉPAISSEUR EFFECTIVE DE LA BASE : EFFET EARLY

Sous l'action d'un signal alternatif, lorsqu'il existe une charge R_c dans le circuit d'anode, la tension V_{cb} varie à la fréquence du signal : l'épaisseur effective W_e de la base est donc modulée autour d'une valeur moyenne ; c'est l'effet Early.

Lorsque I_e croît, il en est de même de I_c et $R_c I_c$; V_{cb} décroît et W_e croît ; de même W_e décroît avec I_e . Ainsi les variations de W_e s'opposent à celles de I_e et les restreignent : l'effet Early explique donc la réaction de la sortie d'un transistor sur l'entrée.

En régime linéaire (petits signaux) on peut rendre compte de l'effet Early en insérant dans le circuit d'émetteur un générateur μV_{cb} en opposition avec I_e : μ est le facteur de réaction d'Early, de l'ordre de 10^{-4} .

On voit alors qu'à l'entrée ouverte ($I_e = 0$), il apparaît la tension $V_{eb} = \mu V_{cb}$; ainsi :

$$\mu = \left(\frac{V_{eb}}{V_{bc}} \right)_{I_e = 0} \quad \text{ou} \quad \left(\frac{V_1}{V_2} \right)_{I_1 = 0} = h_{12b} \text{ (transistor idéal).}$$

L'effet Early va nous permettre (§ 5c) de comprendre la nature physique de la capacité de diffusion du collecteur.

La théorie montre que la résistance r_{ce} s'exprime en fonction de μ :

$$r_{ce} = \frac{r_e}{\alpha_o \mu} \approx \frac{r_e}{\mu}$$

Dans l'exemple de la page 83 où $I_E = 1$ mA, on sait (p. 91), que $r_e \approx 25 \Omega$, donc :

$$\mu \approx \frac{r_e}{r_{ce}} = \frac{25}{125 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-4}$$

Si la réaction interne n'existait pas (pas d'effet Early), on aurait $\mu = 0$ et r_{ce} infinie.

5. — CAPACITÉ DE DIFFUSION DE L'ÉMETTEUR, DU COLLECTEUR

a) La base d'un transistor stocke une charge électrique Q_s proportionnelle à I_E .

Les porteurs minoritaires injectés par l'émetteur dans la base constituent une charge électrique permanente Q_s , stockée dans la base ; on sait que ces porteurs diffusent de l'émetteur vers le collecteur et que leur densité est nulle contre la jonction de collecteur, puisque cette jonction propulse dans le collecteur tous les porteurs minoritaires de la base qui l'atteignent.

Dans le cas d'une injection constante I_E , la densité des porteurs minoritaires :

- est maximale (P_E) contre la jonction d'émetteur où elle est évidemment proportionnelle à I_E ;
- décroît linéairement de la jonction d'émetteur vers la jonction de collecteur si l'on néglige les recombinaisons, c'est-à-dire dans l'approximation $I_E = I_C$ (fig. 11).

Il en résulte que la charge stockée Q_s , proportionnelle à l'aire S du triangle hachuré est proportionnelle à P_E , donc à I_E .

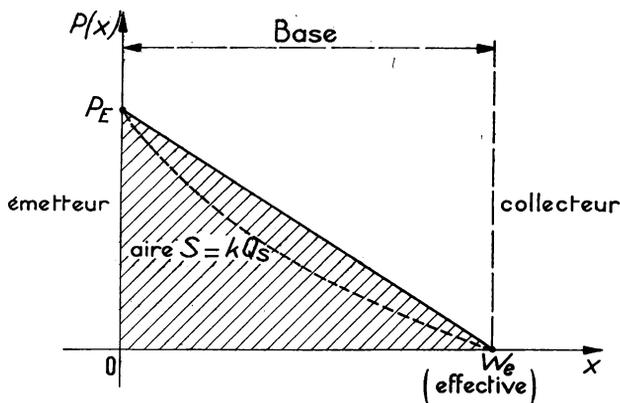


FIG. 11. — La charge Q_s stockée par la base est due aux porteurs minoritaires qui la traversent.

P : densité des porteurs minoritaires ; P est nulle contre la jonction de collecteur J_c puisque le champ électrique de J_c propulse dans le collecteur les porteurs minoritaires de la base (S. C. 1^{re} partie).

b) **Capacité de diffusion C_{De} de l'émetteur.**

A sortie en court-circuit, l'épaisseur effective W_e de la base est constante. Un accroissement ΔV_{EB} produit l'accroissement ΔI_E qui entraîne ΔP_E et ΔQ_s (fig. 12) : la jonction d'émetteur se comporte comme une capacité :

$$C_{De} = \frac{\Delta Q_s}{\Delta V_{EB}}$$

appelée *capacité de diffusion* de l'émetteur.

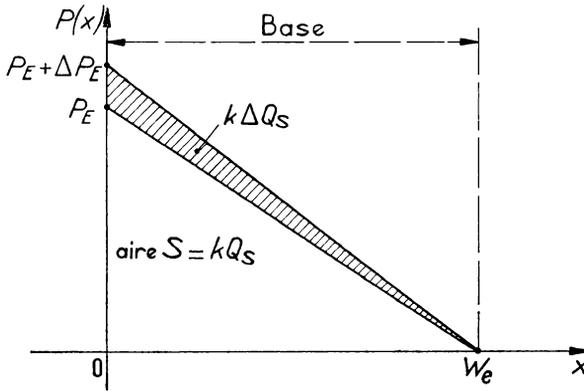


FIG. 12. — Capacité de diffusion $C_{De} = \frac{\Delta Q_s}{\Delta V_{EB}}$ de l'émetteur.

A l'accroissement ΔV_{EB} correspondent ΔI_E , ΔP_E et enfin l'accroissement ΔQ_s de la charge stockée dans la base, ce qui explique la *capacité de diffusion* de l'émetteur. ΔV_{EB} ne modifie pas l'épaisseur effective W_e de la base (W_e est la même que dans la figure 11).

La capacité $C_{b'c}$ du schéma de Giacometto est la capacité totale de l'émetteur $C_{De} + C_{je} \sim 500$ pF avec $C_{De} \gg C_{je}$ (C_{je} : capacité statique du § 1).

REMARQUE. — L'accroissement ΔQ_s est proportionnel à ΔP_E , lui-même proportionnel à ΔI_E : a désignant une constante :

$$\Delta Q_s = a \Delta I_E$$

$$C_{De} = \frac{\Delta Q_s}{\Delta V_{EB}} = a \frac{\Delta I_E}{\Delta V_{EB}}$$

Donc, d'après le § 1 :

$$C_{De} = \frac{a}{r_e} = a \frac{e}{kT} I_E$$

La capacité de diffusion de l'émetteur est proportionnelle au courant continu qui traverse la jonction d'émetteur.

c) **Capacité de diffusion C_{Dc} du collecteur.**

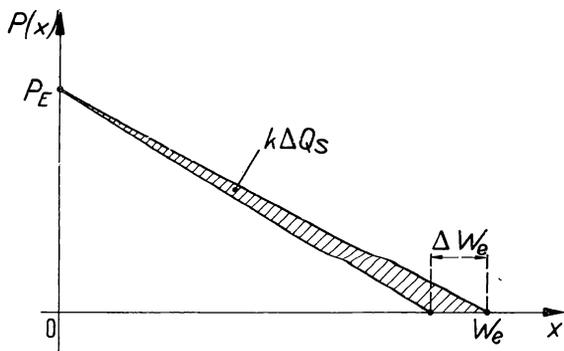


FIG. 13. — **Capacité de diffusion du collecteur**

$$C_{Dc} = \frac{\Delta Q_s}{\Delta V_{CB}}$$

Une augmentation de la tension collecteur-base augmente de ΔW_e l'épaisseur de la zone de transition de la jonction J_c ; il s'ensuit une diminution ΔW_e de l'épaisseur effective de la base. La charge stockée diminue de ΔQ_s .

La variation de W_e avec V_{CB} constitue l'effet Early.

La théorie montre que :

$$C_{Dc} = \mu C_{De} \sim 10^{-4} C_{De}$$

C_{Dc} est donc très petite, très inférieure à C_{De} et même à C_{jc} (capacité statique du § 2) de sorte que la capacité totale du collecteur est :

$$C_{Dc} + C_{jc} \approx C_{jc} \sim 10 \text{ pF.}$$

La capacité $C_{b'e}$ du schéma de Giacioletto est donc la capacité statique de la jonction de collecteur.

En résumé :

Émetteur.

$$C_{je} = \frac{\Delta Q (\text{porteurs})}{\Delta V_{BE}} \ll C_{De} = \frac{\Delta Q_s (\text{base})}{\Delta V_{BE}}$$

$C_{b'e} \approx C_{De}$ est donc la **capacité de diffusion** de la jonction d'émetteur.

Collecteur.

$$C_{jc} = \frac{\Delta Q (\text{ions})}{\Delta V_{CB}} \gg C_{Dc} = \frac{\Delta Q_s (\text{base})}{\Delta V_{CB}}$$

$C_{b'e} \approx C_{jc}$ est donc la **capacité statique** de la jonction de collecteur.

6. — DÉTERMINATION EXPÉRIMENTALE DES ÉLÉMENTS

Nous avons vu que la résistance de la jonction d'émetteur est calculable : $r_e = \frac{kT}{eI_E}$; la théorie donne les relations :

$$r_{b'e} = (\beta_0 + 1) r_e ; \quad r_{ce} = \frac{r_e}{\mu} ; \quad r_{b'e} = (\beta_0 + 1) \frac{r_e}{\mu}$$

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi r_e f \alpha} ; \quad g_{mo} = \frac{\alpha_0}{r_e}$$

La charge Q_s stockée dans la base n'est pas seulement fonction de V_{EB} ; elle est aussi fonction de V_{CB} puisqu'un accroissement ΔV_{CB} entraîne une diminution ΔW_e de l'épaisseur de la base (fig. 13).

Il existe donc une capacité de diffusion du collecteur $C_{Dc} = \frac{\Delta Q_s}{\Delta V_{CB}}$ pour V_{EB} constante.

L'aire du triangle hachuré de la figure 13 est $\frac{1}{2} P_E \Delta W_e$; or P_E est proportionnel à I_E , de sorte que C_{Dc} est proportionnelle à I_E .

Il suffit donc de mesurer β_o (ou α_o), μ et $f\alpha$ pour obtenir les cinq éléments ci-dessus. Ces mesures devront être complétées par celles de $r_{bb'}$ ($r_{bb'} = R_{11e}$ aux fréquences très élevées), et éventuellement de R_f et $C_{jc} \approx C_{b'c}$.

EXERCICES DU CHAPITRE III

- Calculer numériquement les paramètres y du transistor type du cours, pour les montages base commune et collecteur commun. Données : valeurs numériques des paramètres h (chap. II, § A 4).
- On rappelle les paramètres h_e du transistor T_1 déjà considéré dans les exercices du chapitre II :
 $h_{11e} = 1 \text{ k}\Omega$; $h_{12e} = 0,75 \cdot 10^{-3}$; $h_{21e} = \beta = 100$; $h_{22e} = 0,1 \text{ mA/V}$.
 Calculer les paramètres y_{11e} , y_{12e} , y_{21e} , y_{22e} (utiliser les relations établies dans le cours).
- Exprimer, en fonction des paramètres y du montage émetteur commun :
 1° Les paramètres y du montage base commune.
 2° Les paramètres y du montage collecteur commun.
- Exprimer en fonction des paramètres y et de l'admittance de charge $Y_c = \frac{1}{R_c}$, les amplifications A_i , A_v , A_p (aux B. F.)
 Application. — Pour le transistor type du cours, on a (p. 80) :
 $y_{11e} = 0,357 \text{ mA/V}$; $y_{12e} = -0,357 \cdot 10^{-3} \text{ mA/V}$; $y_{21e} = 35,4 \text{ mA/V}$;
 $y_{22e} = 0,0146 \text{ mA/V}$. $\Delta y_e = 0,018 \left(\frac{\text{mA}}{\text{V}}\right)^2$.
 Calculer : A_v , A_i , A_p pour $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ (E. C. seulement).
 (Réponses de l'application numérique : chap. II, § B.)
- Exprimer en fonction des paramètres y d'un quadripôle (aux B. F.) :
 1° La résistance d'entrée R_e ; admittance de charge : $Y_c = \frac{1}{R_c}$.
 2° La résistance de sortie R_s ; admittance du générateur de commande : $Y_g = \frac{1}{R_g}$.
 3° Application. — Montage émetteur commun, transistor type du cours (y : exercice 4) ; calculer R_e pour $R_c = 1 \text{ k}\Omega$; $5 \text{ k}\Omega$; $37 \text{ k}\Omega$.
 Calculer : R_s pour $R_g = 0,5 \text{ k}\Omega$; $1,51 \text{ k}\Omega$; $10 \text{ k}\Omega$.
 Réponses : 1° $R_e = \frac{y_{22} + Y_c}{\Delta y + y_{11} Y_c}$; 2° $R_s = \frac{y_{11} + Y_g}{\Delta y + y_{22} Y_g}$;
 3° se reporter aux tableaux du chapitre II, § C et D.
- Calculer en fonction des paramètres y d'un quadripôle lorsque l'amplification en puissance est maximale ($A_{p \text{ max}}$), aux B. F. :
 1° L'admittance de charge $Y_{e \text{ opt}}$.
 2° L'admittance d'entrée $Y_{e \text{ opt}}$.
 3° $A_{p \text{ max}}$.
 Application. — Transistor type du cours (et exercice 4) : calculer $Y_{c \text{ opt}}$, $Y_{e \text{ opt}}$, $A_{p \text{ max}}$ pour le montage émetteur commun.

Réponses : 1° $Y_{c \text{ opt}} = \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}} \Delta y}$; 2° $Y_{e \text{ opt}} = Y_{g \text{ opt}} = \sqrt{\frac{y_{11}}{y_{22}} \Delta y}$;

3° $A_{p \text{ max}} = \frac{y_{21}^2}{(\sqrt{\Delta y} + \sqrt{y_{11} y_{22}})^2}$.

7. Dans le schéma équivalent naturel du transistor H. F. posons pour faciliter l'écriture : y_1 , admittance équivalente à $r_{b'e}$ et $C_{b'e}$; y_2 , admittance équivalente à $r_{b'c}$ et $C_{b'c}$; $V_{be} = V_1$; $V_{ce} = V_2$; $I_b = I_1$; $I_c = I_2$; $r_{bb'} = r$.

1° Exprimer les paramètres y_{11e} , y_{12e} , y_{21e} , y_{22e} en fonction de y_1 , y_2 , r , y_{ce} et g_m .

2° Simplifier les résultats précédents en tenant compte des conditions connues :

$$y_2 \ll y_1 \text{ et } g_m ; y_{ce} \ll g_m.$$

3° On rappelle que l'amplification en courant A_i d'un quadripôle quelconque s'écrit en fonction des paramètres y :

$$A_i = \frac{y_{21} Y_c}{\Delta y + y_{11} Y_c}$$

Y_c : admittance de charge.

On court-circuite la sortie du quadripôle :

a) Simplifier l'expression de A_i .

b) Que devient cette expression simplifiée pour un transistor monté en émetteur commun, lorsqu'on utilise les résultats de la seconde question ?

Réponses : 1° $y_{11e} = \frac{y_1 + y_2}{1 + r(y_1 + y_2)}$; $y_{12e} = \frac{-y_2}{1 + r(y_1 + y_2)}$;
 $y_{21e} = \frac{g_m - y_2}{1 + r(y_1 + y_2)}$; $y_{22e} = y_{ce} + y_2 \frac{1 + r(y_1 + g_m)}{1 + r(y_1 + y_2)}$.

3° b : $\beta = \frac{\beta_0}{1 + y \frac{f}{f_\beta}}$, avec $\beta_0 = g_m r_{b'e}$ et $f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}}$.

8. 1° On alimente une résistance R et une capacité C en parallèle (fig. III, 8), par le courant total i donné, de forme quelconque : établir l'équation différentielle du courant i_1 dans la résistance en fonction des données R , C , i .

2° Résoudre cette équation lorsque i est sinusoïdal. On rappelle que le courant complexe \bar{I}_1 a pour dérivée $j\omega \bar{I}_1$; on posera $\omega_0 = \frac{1}{RC}$. Montrer que ω_0 est la pulsation à laquelle

est vérifiée la relation entre modules $I_1 = \frac{I}{\sqrt{2}}$ (fréquence decoupage de i à -3 dB.

Tracer, pour $\omega = \omega_0$, le diagramme vectoriel des courants ; représenter la tension \vec{U} .

- 3° Application au transistor. — On considère le schéma équivalent naturel et on admet que l'impédance entre b' et c est très supérieure à l'impédance entre b' et e ; on rappelle que le seul courant amplifié est i_1 qui parcourt $r_{b'e}$ et, qu'à sortie en court-circuit, $i_c = \beta_0 i_1$ (β_0 : gain en courant aux B. F., sortie en court-circuit).

a) Écrire à partir de l'équation différentielle du 1°, celle du courant i_c en fonction de $r_{b'e}$, $C_{b'e}$ et i_b . (La figure III, 8, représente l'entrée du transistor avec $r = r_{bb'}$, $R = r_{b'e}$ et $C = C_{b'e}$).

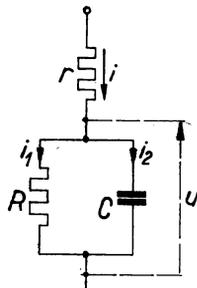


FIG. III, 8.

b) Résoudre cette équation lorsque i_b est sinusoïdal ; on posera $\omega = \frac{1}{r_{b'e} C_{b'e}}$, pulsation de coupure de i_c .

c) On pose $\bar{\beta} = \frac{\bar{I}_c}{\bar{I}_b}$, à la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$. Exprimer $\bar{\beta}$ en fonction de β_0 , f et $f\beta_0$.

Réponses : 1° $i_2 = RC \frac{di_1}{dt}$; $i_1 + RC \frac{di_1}{dt} = i$.

$$2^\circ \bar{I}_1 = \frac{\bar{I}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

$$3^\circ i_c + r_{b'e} C_{b'e} \frac{di_c}{dt} = \beta_0 i_b.$$

9. On considère le schéma naturel **aux basses fréquences** et on suppose infinies les résistances $r_{b'e}$ et $r_{c'e}$.

$\alpha = \alpha_0$; $g_m = g_{m0}$ (valeurs aux B. F.)

1° Partant de $i_c = -\alpha_0 i_e$ et $i_e + i_b + i_c = 0$, rappeler la démonstration de la relation $i_b = -(1 - \alpha_0) i_e$.

2° Soit $r_e = \frac{v_{eb'}}{i_e}$ la résistance différentielle de la jonction d'émetteur parcourue par le courant continu direct I_E et le courant alternatif i_e .

Exprimer $v_{eb'}$ en fonction de $r_{b'e}$ et de i_b ; en déduire la relation $r_{b'e} = \frac{r_e}{1 - \alpha_0}$.

3° Exprimer le courant de collecteur i_c en fonction de $v_{b'e}$ puis de $r_{b'e}$; en déduire la relation $g_{m0} = \frac{\alpha_0}{r_e}$.

4° On rappelle que le courant direct I_E d'une jonction sous la tension directe V est de la forme $I_E = I_s \exp \frac{eV}{kT}$, avec I_s : courant de saturation (constant) ; e : charge élémentaire ; k : constante de Boltzmann ; T : température absolue.

Calculer la résistance différentielle $r_e = \frac{dV}{dI_E}$ de la jonction d'émetteur en fonction de e , k , T et I_E .

5° Exprimer $r_{b'e}$ et g_{m0} en fonction de α , e , k , T , I_E .

Application : $\alpha = 0,98$; $e = 1,60 \cdot 10^{-19}$ coulomb ; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ joule par degré ; $t = 27^\circ\text{C}$.

a) Calculer $r_{b'e}$ et g_{m0} en fonction de I_E .

b) Valeurs numériques de $r_{b'e}$ et g_{m0} pour $I_E = 2$ mA.

c) Que deviendraient ces valeurs à 57°C ?

Réponses : 5° a) $r_{b'e} = \frac{1}{1 - \alpha} \frac{kT}{e} \cdot \frac{1}{I_E}$; $g_{m0} = \alpha \frac{e}{kT} I_E$;
5° c) **715** Ω ; **67,6** *mmho*.

10. Le montage *a* de la figure III 10 est donné. S'il est équivalent (même admittance d'entrée) au montage $R_{11} C_{11}$ en parallèle de la figure *b*, R_{11} est sa résistance d'entrée et C_{11} sa capacité d'entrée ; $g_{11} = \frac{1}{R_{11}}$ est sa conductance d'entrée.

1° Exprimer l'impédance d'entrée z_{11} puis l'admittance d'entrée $y_{11} = \frac{1}{z_{11}}$ en fonction de r , R , C et de la pulsation ω de la tension d'alimentation. Pour alléger l'écriture, on pourra poser $RC \omega = m$.

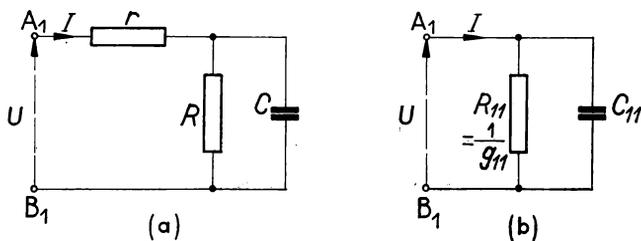


FIG. III, 10.

La même tension \mathcal{U} produit le même courant complexe I : les deux montages sont équivalents.

2° Des admittances en parallèle s'ajoutent, de sorte que :

$$y_{11} = g_{11} + jC_{11} \omega = \frac{1}{R_{11}} + jC_{11} \omega.$$

a) Exprimer R_{11} et C_{11} en fonction de r , R , C , ω .

b) L'examen du schéma (a) donne immédiatement les valeurs particulières de R_{11} et C_{11} pour $r = 0$, $\omega = 0$, ω infini (pour C_{11} lorsque $\omega \rightarrow 0$, appliquer le principe de la conservation de la puissance réactive) ; à l'aide de ces valeurs, vérifier les expressions de R_{11} et C_{11} .

3° Le schéma (a) représente le circuit d'entrée d'un transistor monté en *émetteur commun* puisqu'on peut négliger la branche ($r_{b'e}$, $C_{b'e}$) d'impédance très supérieure à celle de la branche ($r_{b'e}$, $C_{b'e}$).

a) Écrire les expressions de R_{11e} et C_{11e} à partir de celles de R_{11} et C_{11} , en fonction de $r_{bb'}$, $r_{b'e}$, $C_{b'e}$, ω .

b) Expressions de R_{11e} et C_{11e} de R_{11} et C_{11} pour $\omega = 0$; on sait que $r_{bb'} \ll r_{b'e}$: en déduire une valeur approchée remarquable de C_{11e} . Exprimer C_{11e} pour ω quelconque en fonction de $C_{b'e}$, $r_{bb'}$, α_0 , ω et de la résistance différentielle r_e de la jonction d'émetteur (on rappelle — exercice III 9 — que $r_{b'e} = \frac{r_e}{1 - \alpha_0}$).

c) Valeurs de R_{11e} et C_{11e} pour ω infini ; en déduire que $r_{bb'}$ peut être définie (et mesurée) comme la limite de l'impédance d'entrée z_{11e} lorsque la fréquence de la tension d'entrée croît jusqu'à des valeurs très élevées.

4° Montrer que R_{11e} peut s'écrire sous la forme :

$$R_{11e} = R_{11e0} \frac{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}{1 + \left(\frac{f}{f_{11}}\right)^2}.$$

Exprimez f_s et f_{11} en fonction de $r_{bb'}$, $r_{b'e}$, $C_{b'e}$, puis en fonction de f_β ; montrer que $f_{11} = \sqrt{f_s f_\beta}$.

f_s : fréquence de coupure de la pente externe ;

f_β : fréquence de coupure de β .

Réponses : 2° a) $R_{11} = \frac{(R+r)^2 + m^2 r^2}{R+r+m^2 r}$; $C_{11} = C \frac{R^2}{(R+r)^2 + m^2 r^2}$
avec $m = RC \omega$.

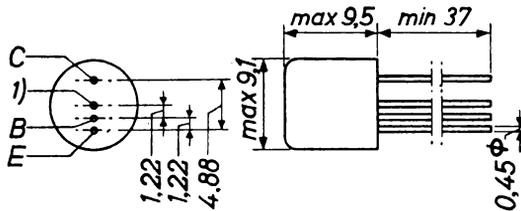
$$4^\circ f_s = f_\beta \left(1 + \frac{r_{b'e}}{r_{bb'}}\right) ; \quad f_{11} = f_\beta \sqrt{1 + \frac{r_{b'e}}{r_{bb'}}}.$$

Nota. — Plusieurs problèmes de révision, en fin de volume, concernent le transistor H. F. et son schéma équivalent naturel.

TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
PAR ALLIAGE DIFFUSÉ
(Applications RF et FI)

AF 117

DISPOSITION DES ÉLECTRODES
ET ENCOMBREMENT



VALEURS A NE PAS DÉPASSER

(Limites absolues)

- | | |
|------------------------------------|------------------------------|
| — $V_{CB} = \max 20 \text{ V}$ | — $I_C = \max 10 \text{ mA}$ |
| — $V_{CE} = \max 20 \text{ V}$ (2) | — $I_E = \max 11 \text{ mA}$ |
| — $V_{EB} = \max 0,5 \text{ V}$ | — $I_E = \max 1 \text{ mA}$ |

P_c ($T_{amb} = 45^\circ\text{C}$).....	max 45 mW
T_J service continu.....	max 75 °C
T_J service intermittent.....	max 90 °C (3)
T_s (température d'emmagasinage).....	min - 55 °C
	max + 75 °C
Résistance thermique (à l'air libre).....	$K \leq 0,6 \text{ }^\circ\text{C/mW}$

(1) Electrode de blindage reliée au boîtier.

(2) Si $\frac{R_B}{R_E} < 100$.

(3) Durée totale max : 200 heures.

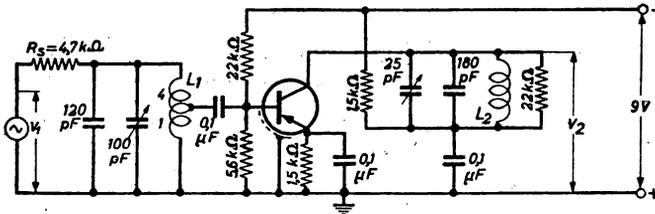
AF 117

TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P.N.P.) PAR ALLIAGE DIFFUSÉ (Applications RF et FI)

CARACTÉRISTIQUES (*)

($T_{amb} = 25^{\circ}C$)

	min	nom	max
$-I_{CBO}$ ($-V_{CB} = 6 V, I_E = 0$)		1,2	8 μA
$-V_{CB}$ ($-I_C = 50 \mu A, I_E = 0$)	20		V
$-V_{BE}$ ($-V_{CB} = 6 V, I_E = 1 mA$)	210	270	330 mV
$-V_{EB}$ ($-I_E = 50 \mu A, I_C = 0$)	1	1,5	V
f_1 ($-V_{CB} = 6 V, I_E = 1 mA$)		75	MHz
h_{21e} ($-V_{CE} = 6 V, I_E = 1 mA, f = 1 kHz$)		150	
F ($-V_{CE} = 6 V, I_E = 1 mA,$ $R_s = 500 \Omega, f = 1 MHz$)		1,5	3 dB
F (de conversion) ($-V_{CE} = 6 V,$ $I_E = 1 mA, R_s = 2 k\Omega, f = 200 kHz$) ..		4	7 dB
G ($f = 0,45 MHz$) ... ⁽¹⁾	40	42	dB



$$G = \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 \frac{4 R_s}{R_L} = 0,94 \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2$$

$$L_1 = L_2 = 625 \mu H$$

$R_L =$ impédance totale du circuit accordé
collecteur = 20 k Ω

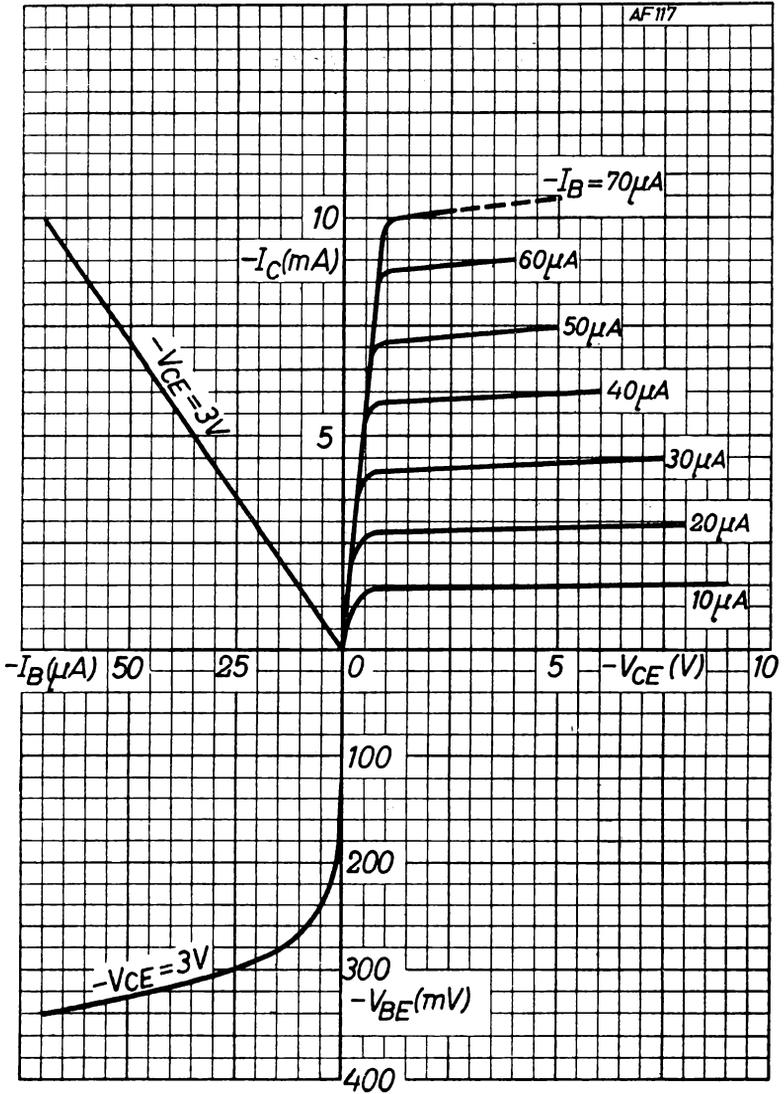
$$Q_{0I} = Q_{0II} = 140$$

(*) Caractéristiques provisoires.

(1) Dans le circuit ci-dessous.

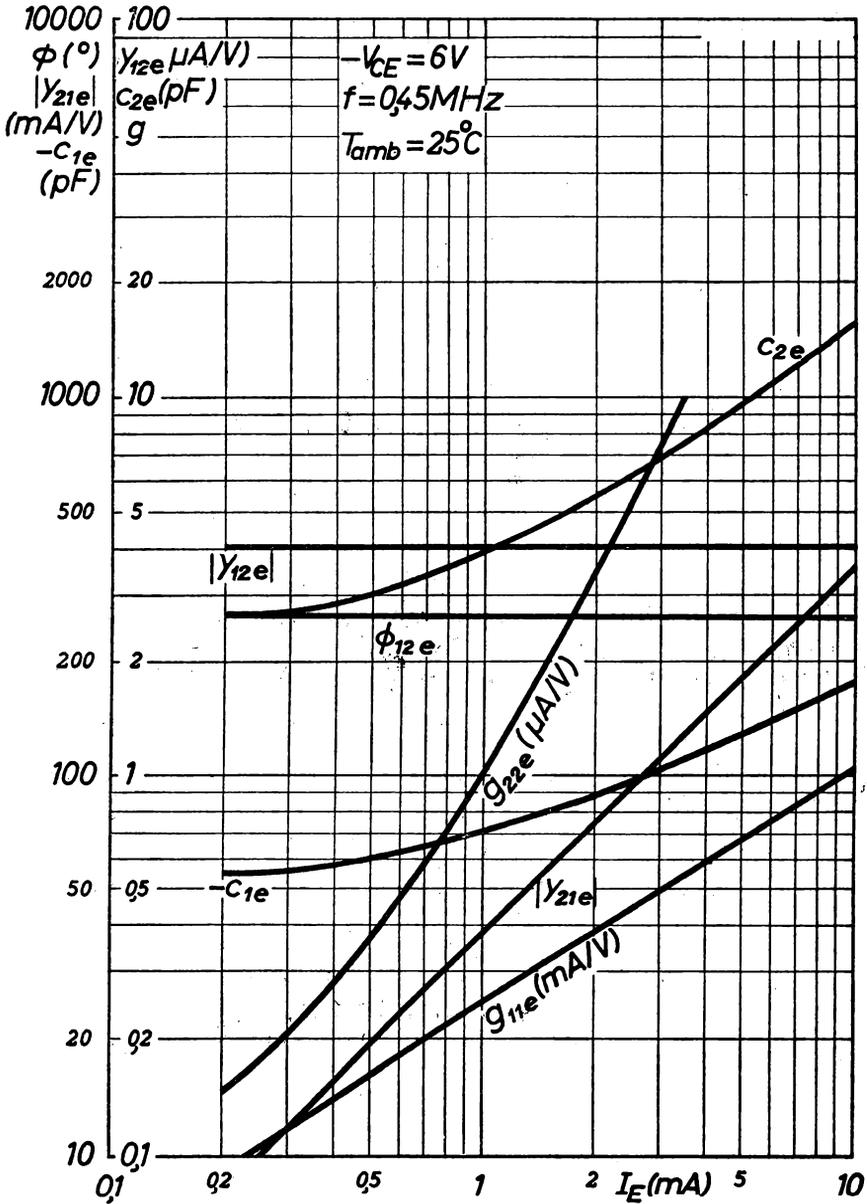
TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
PAR ALLIAGE DIFFUSÉ
(Applications RF et FI)

AF 117



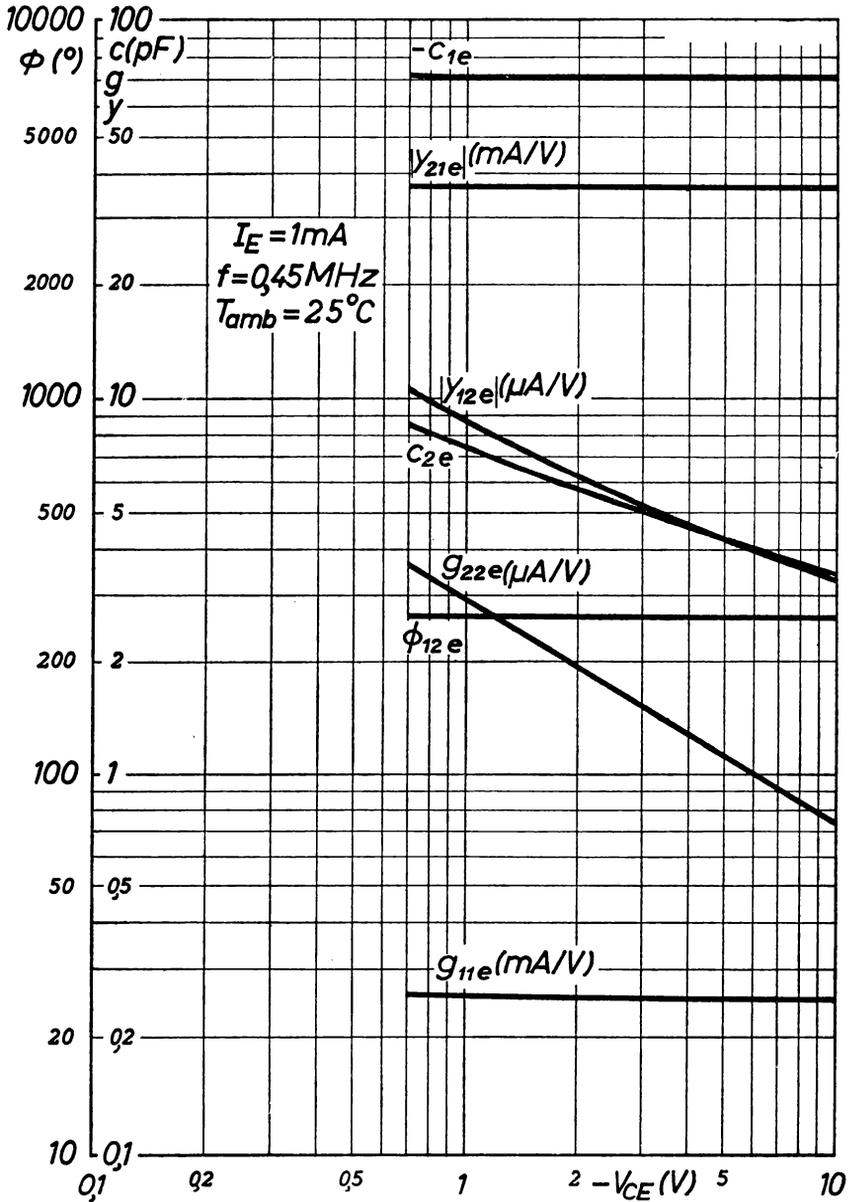
TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
PAR ALLIAGE DIFFUSÉ
(Applications RF et FI)

AF 117



AF 117

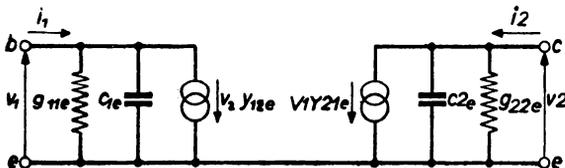
TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P.N.P.) PAR ALLIAGE DIFFUSÉ (Applications RF et FI)



TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
PAR ALLIAGE DIFFUSÉ
(Applications RF et FI)

AF 117

CARACTÉRISTIQUES POUR PETITS SIGNAUX



Valeurs mesurées à

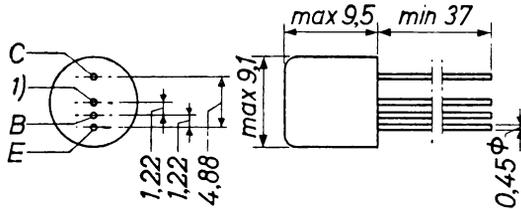
— $V_{CE} = 6 \text{ V}$, $I_E = 1 \text{ mA}$, $f = 0,45 \text{ MHz}$

g_{11e}	0,25 mA/V
C_{1e}	70 pF
$ Y_{12e} $	4 $\mu\text{A/V}$
φ_{12e}	270 °
$ Y_{21e} $	37 mA/V
φ_{21e}	0 °
g_{22e}	1 $\mu\text{A/V}$
C_{2e}	4 pF

TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
PAR ALLIAGE DIFFUSÉ
(Applications RF)

AF 114

DISPOSITION DES ÉLECTRODES
ET ENCOMBREMENT



VALEURS A NE PAS DÉPASSER

(Limites absolues)

- | | |
|---|-------------------------------------|
| — $V_{CB} = \text{max } 20 \text{ V}$ | — $I_C = \text{max } 10 \text{ mA}$ |
| — $V_{CE} = \text{max } 20 \text{ V}$ (2) | — $I_E = \text{max } 11 \text{ mA}$ |
| — $V_{EB} = \text{max } 0,5 \text{ V}$ | — $I_B = \text{max } 1 \text{ mA}$ |

P_c ($T_{amb} = 45^\circ\text{C}$)	max	50 mW
T_j service continu	max	75 °C
T_j service intermittent	max	90 °C (3)
T_s (température d'emmagasinage)	min	- 55 °C
	max	+ 75 °C
Résistance thermique (à l'air libre)	K ≤	0,6 °C/mW

(1) Electrode de blindage reliée au boîtier.

(2) Si $\frac{R_B}{R_E} < 100$.

(3) Durée totale max : 200 heures.

AF 114

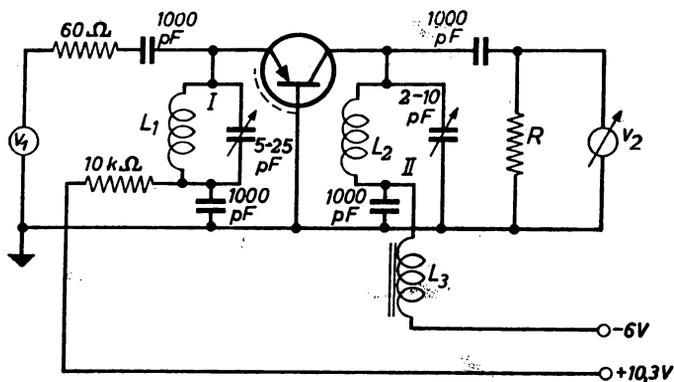
TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P.N.P.) PAR ALLIAGE DIFFUSÉ (Applications RF)

CARACTÉRISTIQUES (*)

($T_{amb} = 25^{\circ}C$)

	min	nom	max
$-I_{CBO}$ ($-V_{CB} = 6V, I_E = 0$)		1,2	8 μA
$-V_{CB}$ ($-I_C = 50 \mu A, I_E = 0$)	20		V
$-V_{BE}$ ($-V_{CB} = 6V, I_E = 1 mA$)	210	270	330 mV
$-V_{EB}$ ($-I_E = 50 \mu A, I_C = 0$)	1	1,5	V
f_1 ($-V_{CB} = 6V, I_E = 1 mA$)		75	MHz
h_{21e} ($-V_{CE} = 6V, I_E = 1 mA, f = 1 kHz$)		150	
F ($-V_{CB} = 6V, I_E = 1 mA,$ $R_s = 60 \Omega, f = 100 MHz$)		8	9,5 dB
G ($f = 100 MHz$) (1)	12,5	14	dB

ÉTAGE AMPLIFICATEUR RF, $f = 100 MHz$



R est choisie pour que l'impédance totale
 R_L du circuit accordé II soit égale à 3,3 k Ω .

$L_1 = 0,18 \mu H$

$L_2 = 0,18 \mu H$

$L_3 =$ perle de ferrite

$$G = \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 \frac{4 R_s}{R_L} = 0,073 \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2$$

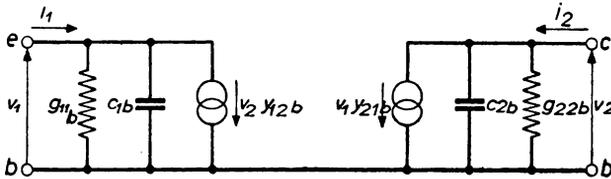
(*) Caractéristiques provisoires.

(1) Dans le circuit ci-dessous.

TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
PAR ALLIAGE DIFFUSÉ
(Applications RF)

AF 114

CARACTÉRISTIQUES POUR PETITS SIGNAUX

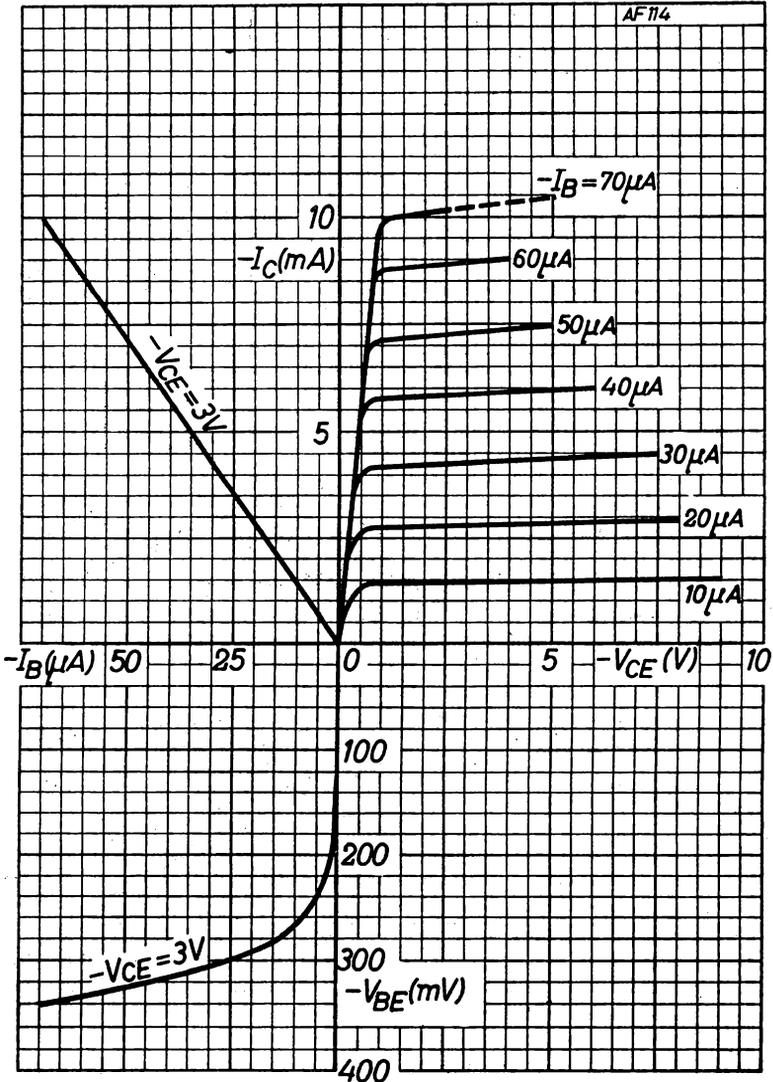


Valeurs mesurées à

a) — $V_{CE} = 6 \text{ V}$, $I_E = 1 \text{ mA}$, $f = 0,45 \text{ MHz}$	
— C_{re}	1,5 pF
b) — $V_{CB} = 6 \text{ V}$, $I_E = 1 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$	
g_{11b}	15 mA/V
— C_{1b}	5 pF
$ Y_{12b} $	0,45 mA/V
φ_{12b}	250 °
$ Y_{21b} $	16 mA/V
φ_{21b}	95 °
g_{22b}	0,3 mA/V
C_{2b}	2,5 pF

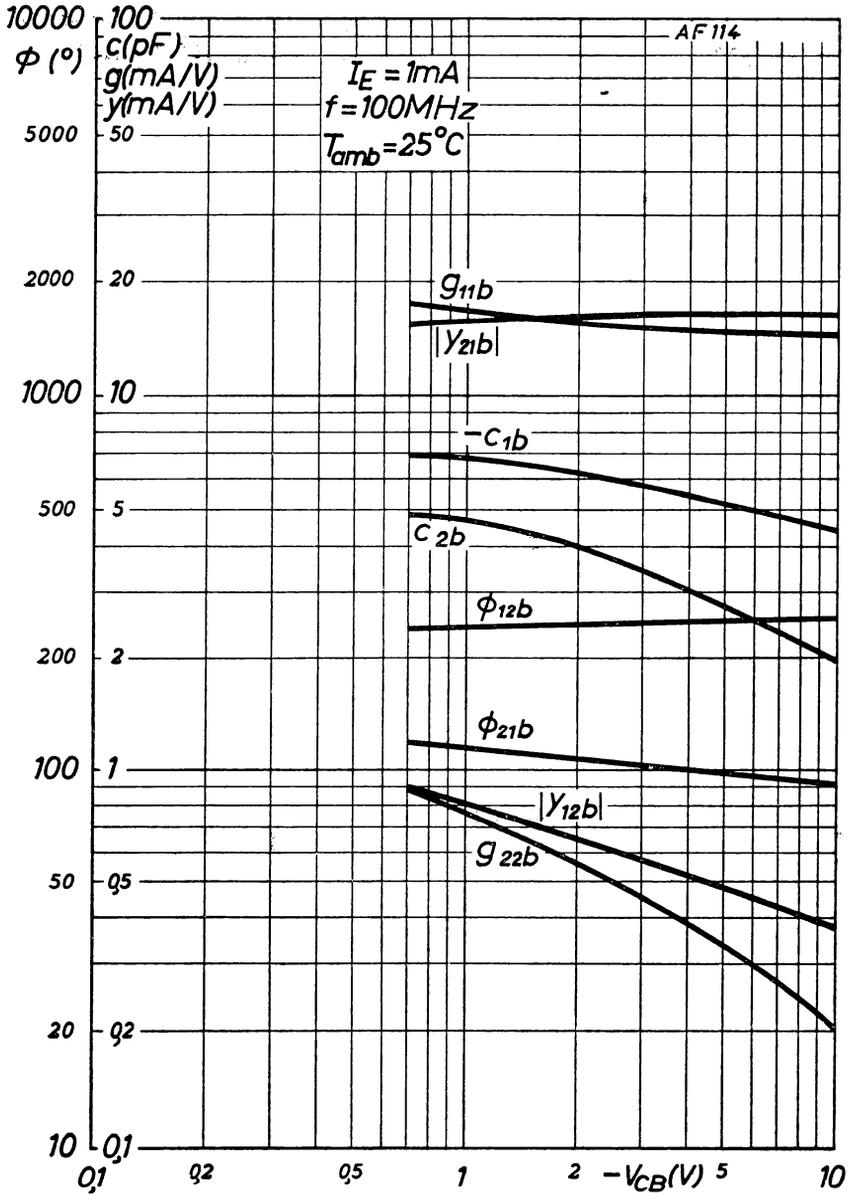
TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
PAR ALLIAGE DIFFUSÉ
(Applications RF)

AF 114



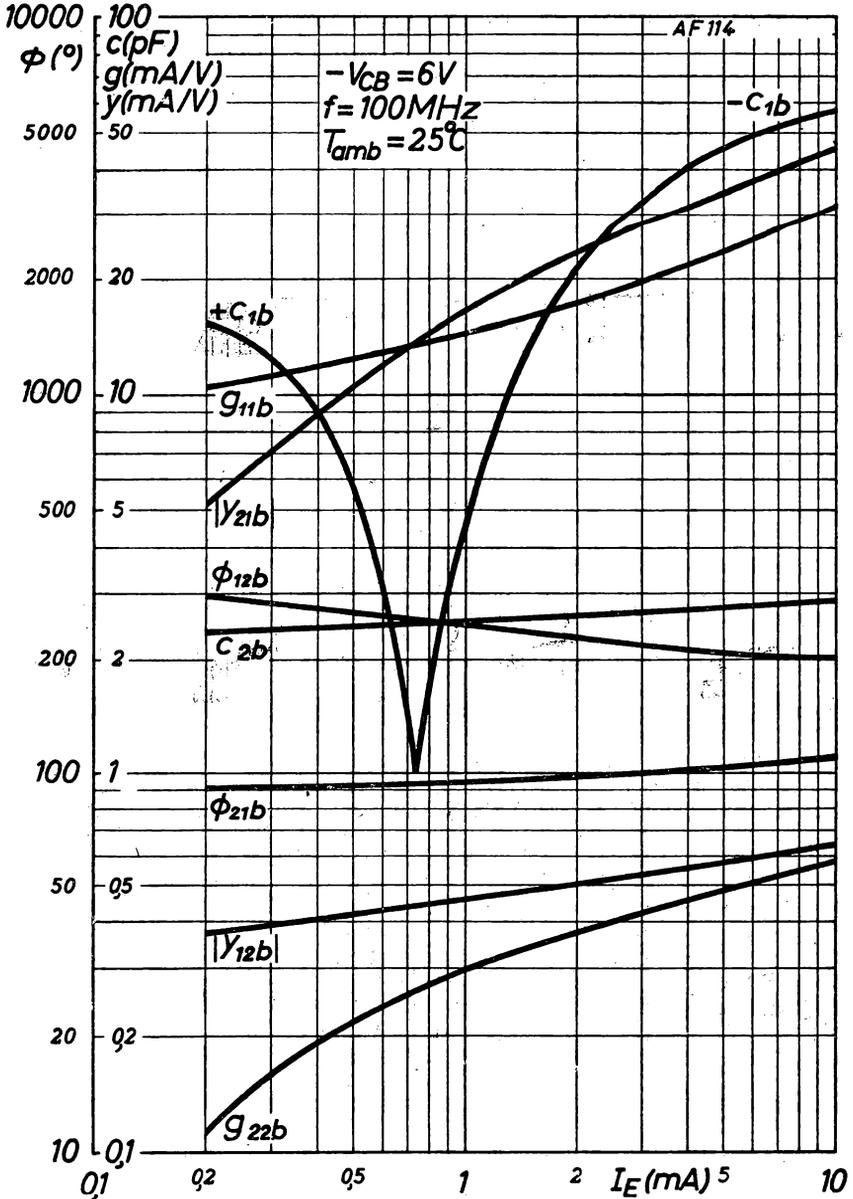
AF 114

TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P.N.P.) PAR ALLIAGE DIFFUSÉ (Applications RF)



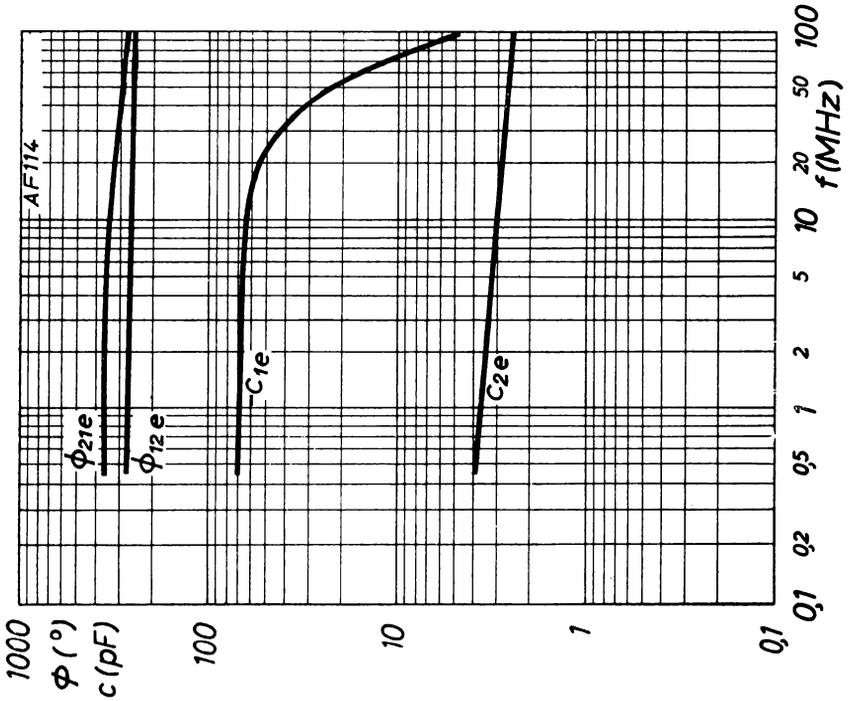
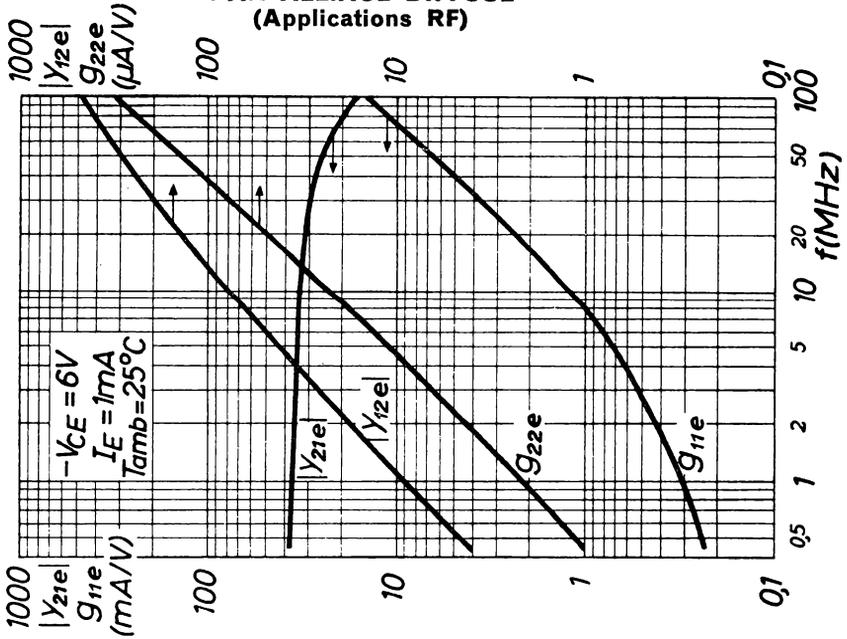
TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
PAR ALLIAGE DIFFUSÉ
(Applications RF)

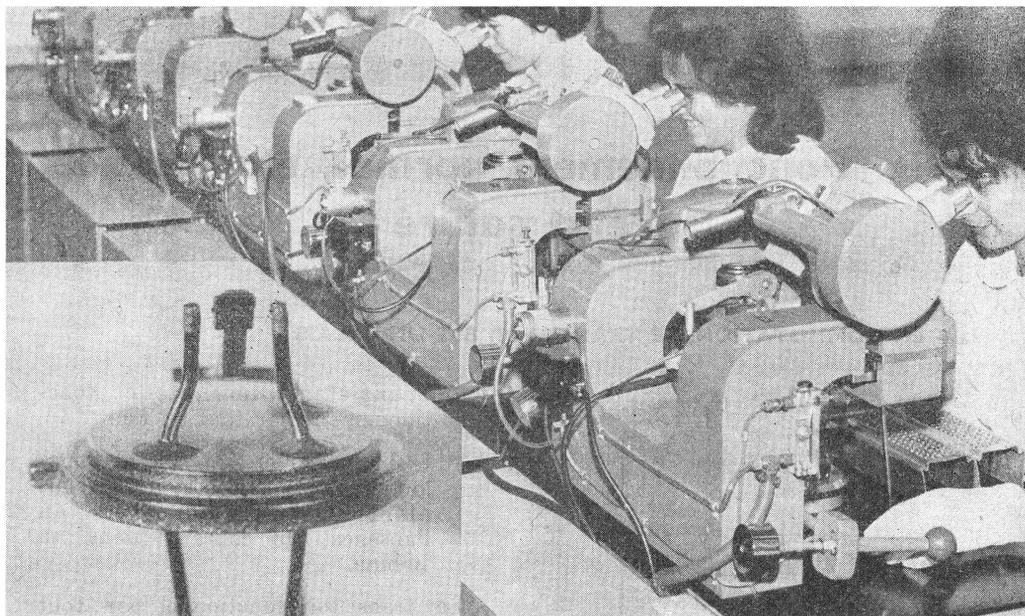
AF 114



TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P.N.P.)
PAR ALLIAGE DIFFUSÉ
(Applications RF)

AF 114





Document La Radiotechnique.

Fabrication des transistors mesa : montage des fils de connexion par thermocompression à l'aide de micromanipulateurs.

En bas à gauche : transistor mesa avant encapsulation.

IV. — TRANSISTOR : COMMUTATION

En régime impulsionnel, le transistor peut être soumis :

- à des signaux faibles afin de les amplifier ;
- à des signaux forts : le transistor passe très rapidement de l'état bloqué saturé (commutation) ; bien que le transistor fonctionne alors par tout ou rien, comme un interrupteur ou un relais, ce fonctionnement est très complexe. Il a d'importantes applications : commande de relais, circuits logiques pour calculateurs, bascules, montages à relaxation, « vibreurs » pour amplificateurs à courant continu, convertisseurs...

Après les résultats essentiels, nous indiquons brièvement deux méthodes de calcul : méthode des charges stockées dans la base ; réponse du transistor à un échelon de tension.



A. — Fonctionnement normal, état bloqué, état saturé

I. — EN COMMUTATION, LE TRANSISTOR EST UN RELAIS

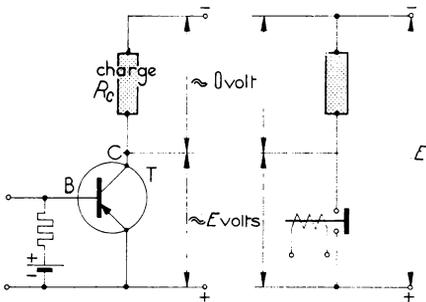


FIG. 1. — Interrupteur ouvert.

La tension d'alimentation est appliquée à l'interrupteur.

Parmi les avantages du transistor sur le relais électromécanique : réponse plus rapide, longévité (absence de contacts), dimensions réduites, puissance de commande et consommation plus faibles.

b) Interrupteur parfait.

Un interrupteur parfait possède une résistance infinie à l'état ouvert, nulle à l'état fermé (1). Le transistor se rapproche un peu moins de l'interrupteur parfait que les interrupteurs mécaniques, mais il est supérieur au thyatron à gaz dont la chute V_{arc} est de l'ordre de 10 V.

a) Transistor interrupteur : fonctionnement par tout ou rien.

Les figures 1 et 2 montrent l'analogie d'un transistor et d'un relais électromécanique ouvert en l'absence du courant dans sa bobine.

Le transistor fonctionne par tout ou rien, c'est-à-dire soit avec un courant maximal limité seulement par la charge, soit à l'état bloqué ; on dit aussi qu'il fonctionne en commutateur, ce terme étant alors synonyme d'interrupteur.

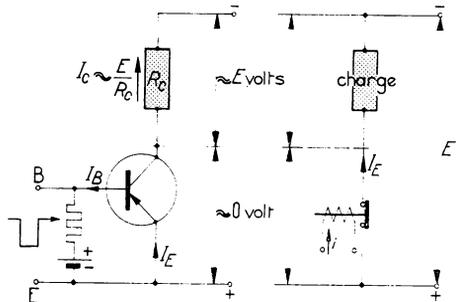


FIG. 2. — Interrupteur fermé.

(1) En outre la capacité d'un interrupteur parfait est nulle.

La tension d'alimentation est appliquée à la charge en série avec l'interrupteur.

Pour simplifier certains calculs, on considère le transistor comme un interrupteur parfait ; dans ce cas, avec le montage émetteur commun, le plus fréquent en commutation (fig. 3) :

- l'état bloqué est représenté par le point M ($I_c = 0$) ; $V_{ce} = V_{cc}$ (tension d'alimentation) ;
- l'état conducteur est représenté par le point N ($I_c = \frac{V_{cc}}{R_c}$; $V_{ce} = 0$).

En ces points la puissance $V_{ce} I_c$ consommée par le transistor est donc nulle (V_{ce} ou I_c nul) ; pour une commutation instantanée ($\Delta t = 0$), le changement d'état de M à N correspond aussi à une énergie $V_{ce} I_c \Delta t$ nulle.

Examinons comment le transistor réel diffère de cet interrupteur parfait.

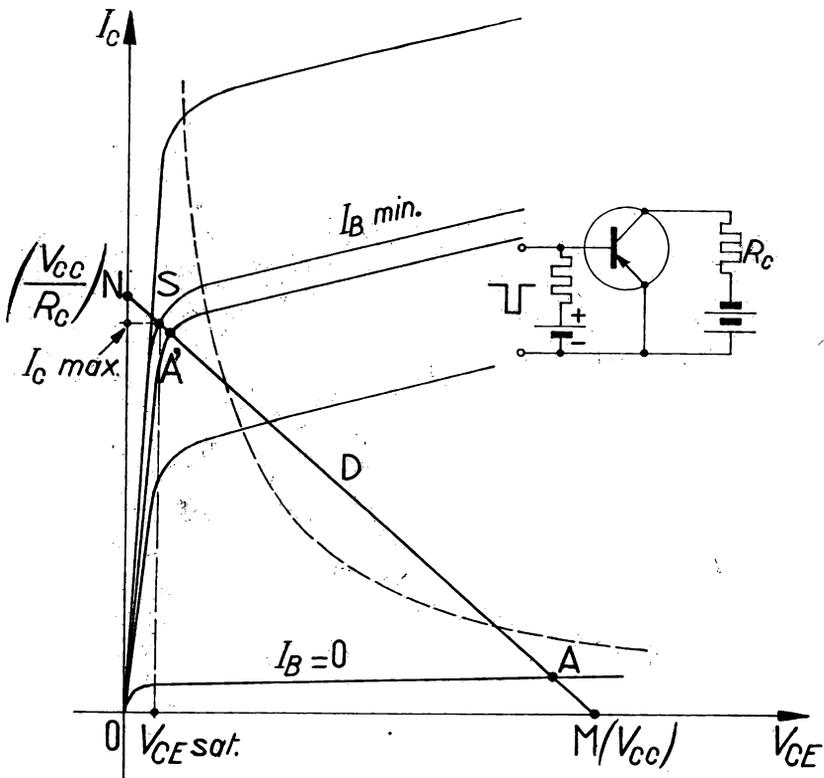


FIG. 3. — Droite de charge.

En commutation, le point figuratif du blocage est situé entre A et M ; pour $I_B > I_B min.$, la saturation correspond à un point légèrement supérieur à S .

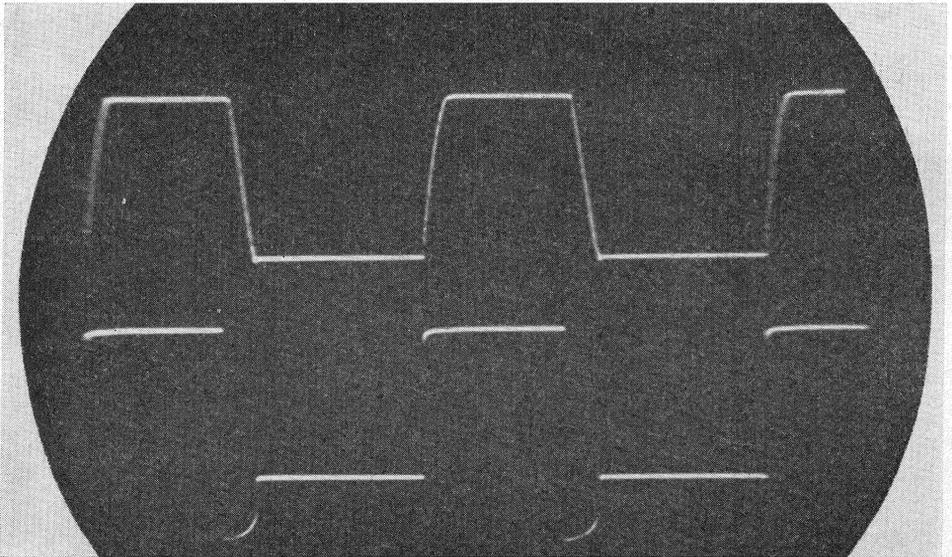
2. — TRANSISTOR BLOQUÉ (Fig. 3 : entre A et M)

Si l'on bloque le transistor en ouvrant le circuit de base, on a $I_B = 0$ (point A) et :

$$I_c = I_{CE0} = (\beta + 1) I_{CBO}.$$

Au point A, la puissance perdue est pratiquement $V_{cc} I_{CE0}$; I_{CBO} est faible, mais non V_{cc} : c'est pourquoi, en pratique, on polarise la base en inverse pour abaisser le courant résiduel au-dessous de I_{CE0} ; avec une polarisation inverse de quelques volts, ce courant résiduel est très voisin de $I_{CBO} = \frac{I_{CE0}}{\beta + 1} \approx \frac{I_{CE0}}{\beta}$: la résistance du transistor est environ β fois plus grande qu'à base ouverte et atteint des centaines de milliers d'ohms, parfois des mégohms.

Dans l'état bloqué, les deux jonctions J_C et J_E sont donc polarisées en inverse.



Cliché de l'auteur.

En bas : courant de commande de valeurs extrêmes I_{B1} (palier du haut) et I_{B2} (de sens opposé).

En haut : courant de collecteur I_c avec son temps de montée de zéro à $I_{c\max}$ et son temps de descente.

3. — TRANSISTOR SATURÉ

En A' (fig. 3), le transistor fonctionne au coude d'une caractéristique ; pour un courant de base un peu supérieur, $I_{B \text{ min}}$, il fonctionne au point S sur la droite dont se détachent les caractéristiques $I_B = C^{\text{te}}$ et le courant de collecteur ne peut plus augmenter : le transistor est alors saturé. La tension de saturation $V_{CE \text{ sat}}$ est faible, de l'ordre 0,1 V ; le courant de collecteur est :

$$I_{C \text{ max}} = \frac{V_{cc} - V_{CE \text{ sat}}}{R_c} \approx \frac{V_{cc}}{R_c}.$$

A la saturation, le courant collecteur est donc limité seulement par le circuit extérieur au transistor.

Le courant minimal de base qui correspond au début de la saturation est :

$$I_{B \text{ min}} = \frac{I_{C \text{ max}}}{\beta_N} = \frac{V_{cc}}{\beta_N R_c},$$

où β_N est le *rapport statique de transfert direct du courant* (à sortie en court-circuit), ou gain en courant statique, en émetteur commun ; $\beta_N = h_{21E}$ est le rapport de deux courants continus correspondants : $h_{21E} = \frac{I_c}{I_b}$.

Nous le notons β_N pour le distinguer du gain en courant relatif aux petits signaux ($\beta = h_{21e} = \frac{i_c}{i_b}$ (1)).

Dans les montages pratiques, on sature le transistor avec un courant de déblocage $I_{B1} = 2$ à $10 I_{B \text{ min}}$; le facteur de saturation $F_s = \frac{I_{B1}}{I_{B \text{ min}}}$ est de 2 à 10.

4. — DANS UN TRANSISTOR SATURÉ, LA JONCTION DE COLLECTEUR EST POLARISÉE DANS LE SENS DIRECT, COMME LA JONCTION D'ÉMETTEUR

Nous avons vu au chapitre précédent que pour un courant I_B constant, la densité des porteurs injectés dans la base décroît de la jonction d'émetteur vers la jonction de collecteur où elle s'annule ; en effet, cette jonction propulse dans le collecteur tous les porteurs minoritaires de la base qui l'atteignent.

Si, à partir de $I_{B \text{ min}}$, on augmente I_{B1} , I_B croît mais non $I_{C \text{ max}} = \frac{V_{cc}}{R_c}$: *l'émetteur injecte dans la base plus de porteurs minoritaires que le collecteur ne peut en évacuer*. La concentration de ces porteurs n'est donc plus nulle contre la jonction de collecteur, ce qui exige que cette jonction soit polarisée dans le sens passant ; cette propriété peut servir de définition pour l'état saturé **atteint lorsque V_{CB} change de signe**.

(1) Les Anglo-Saxons notent ces gains h_{fe} (petits signaux), h_{FE} (grands signaux, continu). En base commune : h_{fb} et h_{FB} . N sera justifié au § C.

Les mesures vérifient ce résultat dont nous tirerons une importante conséquence (charge supplémentaire stockée dans la base : § C). Les caractéristiques $I_C(V_{CB})$ aux faibles tensions montrent bien que I_C ne s'inverse pas avec V_{CB} (fig. 4).

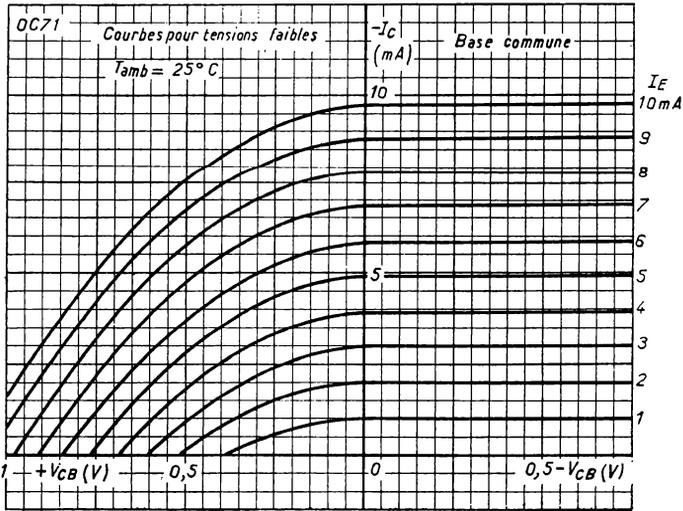


FIG. 4.

A gauche de l'axe des I_C , la jonction collecteur-base est polarisée dans le sens direct (passant).

En résumé :

La jonction d'émetteur et la jonction de collecteur sont polarisées toutes deux :

- en inverse à l'état bloqué du transistor ;
- en direct (sens passant) à l'état saturé.

On sait que dans les étages d'amplification pour petits signaux, J_E est polarisée en direct et J_C en inverse ; plus généralement, il en est ainsi en *amplification* dans les étages fonctionnant en classe A, en *commutation* pendant les transitions (blocage et déblocage)... En outre, on peut utiliser le régime inverse (§ C 1), d'où les quatre régimes possibles :

Polarisation Régime	Jonction d'émetteur	Jonction de collecteur
Normal	Directe	Inverse
Bloqué	Inverse	Inverse
Saturé	Directe	Directe
Inverse	Inverse	Directe

B. — Caractéristiques statiques, dynamiques

Nous allons indiquer les définitions et les résultats essentiels concernant le transistor utilisé en commutation ; beaucoup de ces résultats ne pourront être justifiés qu'après l'aperçu des méthodes de calcul (§ C et D).

Les caractéristiques :

- *statiques* concernent les propriétés du transistor à l'état bloqué et à l'état saturé ;
- *dynamiques* concernent les modalités du passage de l'état bloqué à l'état saturé et inversement ; il est essentiel que ces transitions soient rapides afin qu'une impulsion d'entrée soit restituée par le transistor avec le minimum de déformation.

I. — CARACTÉRISTIQUES STATIQUES

a) Transistor bloqué.

- *Courants inverses.* Les jonctions J_E et J_C , polarisées en inverse, laissent passer chacune un courant inverse qui doit être le plus petit possible.

Lorsque J_E et J_C sont bloquées simultanément, ces courants inverses sont un peu inférieurs à I_{CBO} et I_{EBO} (§ C), eux-mêmes de quelques μA :

I_{CBO} : courant résiduel de collecteur (J_C sous tension inverse), à émetteur ouvert.

I_{EBO} : courant résiduel d'émetteur (J_E sous tension inverse), à collecteur ouvert.

- *Résistance entre collecteur et émetteur.* Elle augmente lorsque I_{CBO} diminue ; elle est donc plus grande pour les transistors au silicium que pour les transistors au germanium et peut s'élever jusqu'à plusieurs dizaines de mégohms.

b) Transistor saturé.

La tension de saturation $V_{CE\text{ sat}}$:

- dépend du courant de collecteur et du courant de base ;
- est de 0,1 à 1 volt suivant le type ;
- est plus petite pour un transistor dissymétrique fonctionnant en inverse (collecteur et émetteur permutés) que dans le fonctionnement normal et que pour un transistor symétrique.

La résistance de saturation $R_{CE\text{ sat}} = \frac{V_{CE\text{ sat}}}{I_{C\text{ max}}}$:

- vaut de quelques dixièmes d'ohm (transistors de forte puissance) à quelques dizaines d'ohms ;
- est plus faible pour un transistor symétrique que pour un transistor dissymétrique.

2. — CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES

Considérons par exemple un transistor PNP et les sens réels des courants I_B , I_E , I_C (fig. 5); un générateur entre base et émetteur produit une tension V_{BE} rectangulaire, périodique.

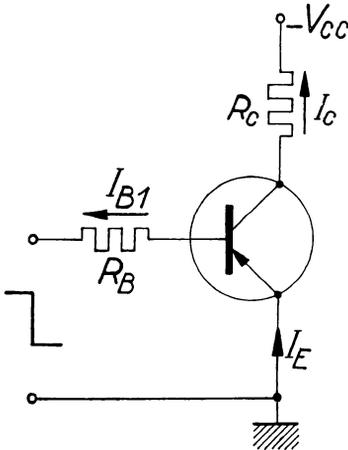


FIG. 5.

Courant de déblocage (I_{B1}).

Les sens représentés sont les sens réels des courants. I_{B1} est produit par $V_{BE} < 0$ (fig. 6).

Lorsque I_B existe, le courant d'anode I_C croît à partir de zéro, atteint un maximum (palier) et retourne à zéro. Un signal de commande rectangulaire produit un signal de sortie caractérisé par quatre intervalles de temps (1) :

— **Temps de retard t_d** (ou temps de réponse). I_C ne commence pas avec le signal d'entrée et croît d'abord lentement (fig. 6, p. 127).

On appelle temps de retard l'intervalle de temps entre le début du signal d'entrée et l'instant auquel I_C atteint 10 % de sa valeur maximale. Le temps de retard s'explique par les capacités d'émetteur et de collecteur et par la durée de diffusion des porteurs à travers la base ; il est négligeable aux tensions usuelles.

— **Temps de montée t_r** : intervalle de temps pendant lequel le courant croît de 10 % à 90 % de sa valeur maximale (fig. 6 et oscillogrammes p. 125).

La somme des deux temps précédents est le *temps de fermeture* t_{on} :

$$t_{on} = t_d + t_r.$$

— **Temps de stockage t_s** (ou temps d'accumulation ou retard du temps de descente) : intervalle de temps pendant lequel I_C est supérieur à $0,9 I_{Cmax}$ après la fin du signal de commande (fig. 6 et oscillogrammes p. 128).

— **Temps de descente t_f** : intervalle de temps pendant lequel le courant décroît de 90 % à 10 % de sa valeur maximale.

La somme des deux temps précédents est le *temps de blocage* ou *temps d'ouverture* t_{off} :

$$t_{off} = t_s + t_f.$$

La notation de ces temps a fait l'objet d'un accord international et provient des

(1) Que nous retrouverons pour l'amorçage et le blocage du thyristor (S. C. 3^e Partie).

termes anglo-saxons (t_d : delay time ; t_r : rise time ; t_{on} : turn-on time ; t_s : storage time ; t_f : fall time ; t_{off} : turn-off time).

Notons que la **durée d'une impulsion** (t_p) est l'intervalle de temps pendant lequel l'amplitude est supérieure à 90 % de sa valeur maximale.

La théorie des charges stockées par la base permet d'expliquer et de calculer ces temps, ainsi que l'inversion du courant de commande (I_{B2}) pendant le temps d'ouverture (§ C).

C. — Transistor saturé : charge supplémentaire stockée dans la base

La charge stockée dans la base est fonction du degré de saturation et des paramètres du fonctionnement normal et du *fonctionnement inversé* du transistor ; la méthode de la charge stockée néglige les capacités statiques des deux jonctions.

I. — FONCTIONNEMENT NORMAL, FONCTIONNEMENT INVERSÉ

La plupart des transistors sont dissymétriques ; en particulier la jonction de collecteur est plus étendue que la jonction d'émetteur de façon à recevoir la quasi-totalité des porteurs injectés dans la base.

Un transistor fonctionne encore lorsqu'on utilise l'émetteur normal en collecteur et le collecteur normal en émetteur ; nous savons même que le montage inversé amplifie moins que le montage normal (sept fois moins dans notre expérience : *Semiconducteurs*, Première partie, III, B, 2).

On distingue les paramètres des deux fonctionnements à l'aide des indices N et I . On aura par exemple, en base commune :

— gains en courant : $\alpha_N = 0,98$; $\alpha_I = 0,90$;

— pulsations de coupure des gains en courant : $\omega_N = 50 \cdot 10^6$ rd/s (ou s^{-1}) ;
 $\omega_I = 25 \cdot 10^6$ s^{-1} .

On en déduit les gains en courant en émetteur commun :

$$\beta_N = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} = 49 ; \quad \beta_I = \frac{\alpha_I}{1 - \alpha_I} = 9.$$

En pratique, l'ordre de grandeur des résistances de charge justifie l'emploi des gains en courant à sortie en court-circuit.

REMARQUE. — Pour les transistors symétriques utilisés dans certaines applications de la commutation, on a évidemment :

$$\alpha_N = \alpha_I (0,95 \text{ par exemple}) ; \quad \omega_N = \omega_I \dots$$

2. — DANS L'ÉTAT SATURÉ, UN FONCTIONNEMENT INVERSÉ S'AJOUTE AU FONCTIONNEMENT NORMAL

Les deux jonctions J_E et J_C d'un transistor saturé sont polarisées dans le même sens (sens passant, § A) : leurs fonctionnements sont analogues. Polarisée dans le sens passant, J_C permet au collecteur d'un transistor PNP d'injecter aussi des trous dans la base, trous qui sont évacués par J_E .

Ainsi chaque jonction cumule deux rôles : jonction d'émetteur et jonction de collecteur.

Dans un transistor saturé, au fonctionnement normal se superpose le fonctionnement inversé : le courant total (ou résultant) d'une jonction est la somme des courants correspondant à ces deux régimes.

3. — CHARGE Q_s STOCKÉE DANS LA BASE ; CHARGE $Q_{s \max}$

a) **Avant la saturation.** Nous avons vu (chap. III, § D) que cette charge Q_s est proportionnelle à I_E . Si l'on néglige les recombinaisons dans la base, $I_E = I_C$ et on montre que :

$$\boxed{Q_s = \frac{I_C}{\omega_N}} \quad (I_C < I_{C \max}) \quad (1)$$

ω_N : pulsation de coupure du gain en courant, pour les grands signaux, en base commune ($\omega_N \approx \beta_N \omega_\beta$) (I_C peut être remplacé par I_E si c'est nécessaire).

La charge Q_s stockée dans la base est apportée par le courant de déblocage.

Dans le cas d'un courant d'entrée rectangulaire, cette charge croît proportionnellement au temps (on néglige les capacités) et on a les expressions approchées du temps de montée t_r :

— en émetteur commun :

$$I_{B1} t_r = \frac{I_C}{\omega_N}; \quad t_r = \frac{I_C}{I_{B1} \omega_N} = \frac{\beta_N}{\omega_N} \quad (2)$$

— en base commune :

$$I_{B1} t'_r = \frac{I_C}{\omega_N}; \quad t'_r = \frac{I_C}{I_{E1} \omega_N} = \frac{\alpha_N}{\omega_N}$$

I_{B1}, I_{E1} : courants de déblocage du transistor.

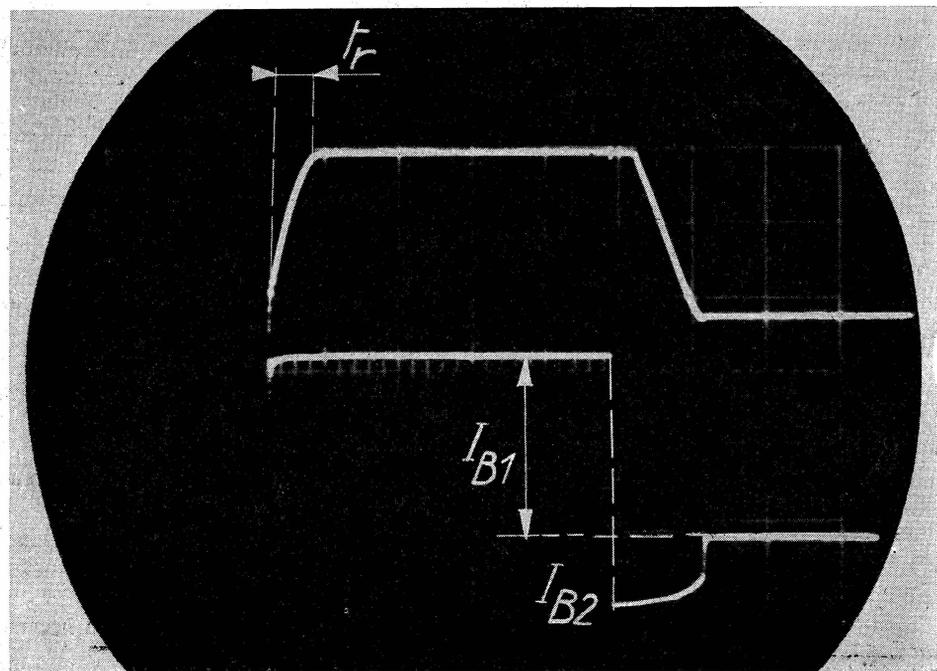
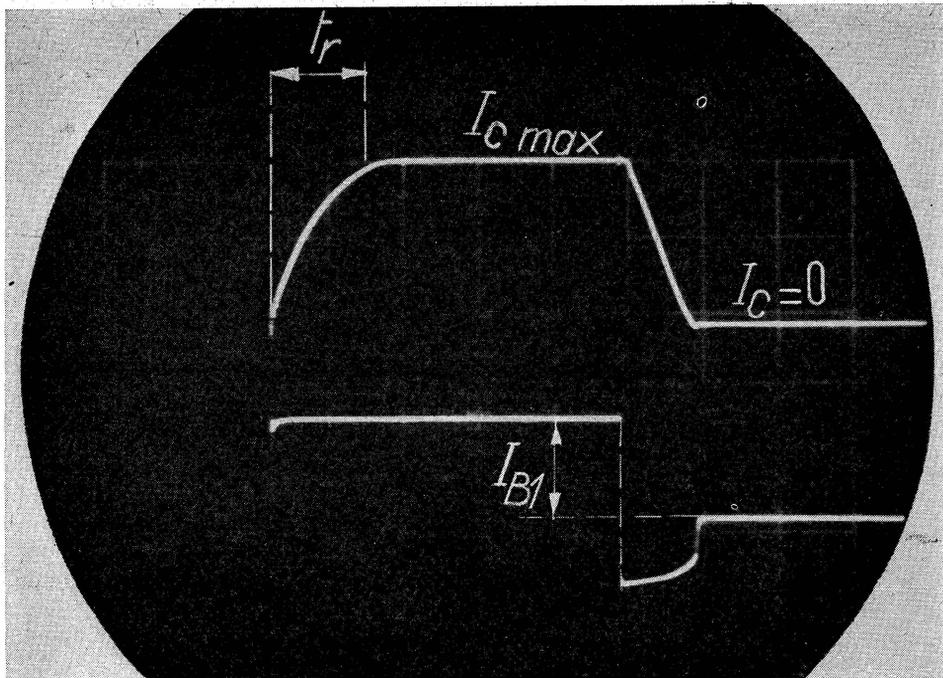
Comme $\alpha_N \approx 1$:

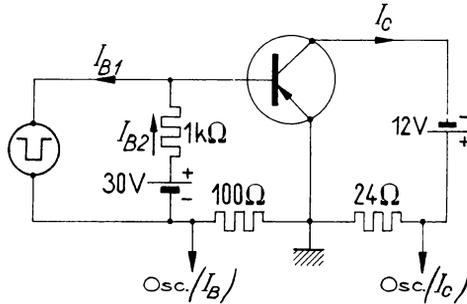
Le temps de montée est β_N fois plus grand en émetteur commun qu'en base commune.

Pour $\alpha_N = 0,98$, $\omega_N = 50 \cdot 10^6$ rd/s, on trouve :

$$t_r = \frac{49}{50 \cdot 10^6} \approx 10^{-6} \text{ s} = 1 \mu\text{s}$$

$$t'_r = \frac{0,98}{50 \cdot 10^6} \approx \frac{1}{50} \cdot 10^{-6} \text{ s} = 0,02 \mu\text{s}.$$





Voici le montage qui a servi à relever les oscillogrammes.

Ces expressions du temps de montée sont valables jusqu'aux valeurs

$$I_{B \min} = \frac{I_{C \max}}{\beta_N} \text{ et } I_{B \min} = \frac{I_{C \max}}{\alpha_N}$$

qui séparent l'état non saturé et l'état saturé.

b) **Transistor saturé. Le temps de montée est inversement proportionnel au courant de déblocage I_{B1} .**

Avec un courant $I_{B1} > I_{B \min}$, la charge Q_s croît de 0 à

$$Q_{s \max} = \frac{I_{C \max}}{\omega_N} \quad (3)$$

Le courant de collecteur étant limité à $I_{C \max}$ par le circuit extérieur, la charge $Q_{s \max}$ impose le temps de montée du transistor saturé puisque

$$\begin{aligned} I_{B1} t_r &= Q_{s \max} \\ I_{B1} t_r &= \frac{I_{C \max}}{\omega_N} \\ t_r &= \frac{I_{C \max}}{I_{B1} \omega_N} \end{aligned} \quad (4)$$

Dans le cas du montage base commune : $t_r' = \frac{I_{C \max}}{I_{B1} \omega_N}$.

Le temps de montée est inversement proportionnel au courant de déblocage ; on le diminue en augmentant le facteur de saturation $F_s = \frac{I_{B1}}{I_{B \min}}$.

Si, pour le transistor du § a, $I_{B1} = 5 I_{B \min}$, on a :

$$t_r = \frac{I_{C \max}}{5 I_{B \min} \omega_N} = \frac{\beta_N}{5 \omega_N} = \frac{1 \mu\text{s}}{5} = 0,2 \mu\text{s}.$$

c) **Transistor saturé. Charge supplémentaire Q_s' stockée dans la base ; temps de stockage.**

Dans l'état saturé, la concentration des porteurs n'est plus nulle contre la jonction de collecteur (§ A, 4) : il en résulte une charge supplémentaire Q_s' stockée par la base.

Cette charge n'a pas d'influence sur t_r (§ 6), mais elle intervient lorsqu'on inverse

(1) L'exercice n° 8 propose une vérification de la relation 3 sur un oscillogramme.

la polarité de la tension de commande : le courant de collecteur conserve la valeur constante $I_{C\max}$ jusqu'à ce que la charge Q'_s soit évacuée par le courant de commande qui s'inverse (fig. 6). L'intervalle de temps nécessaire à cette évacuation est le *temps de stockage* t_s ou retard du temps de descente.

Malgré l'inversion de la tension de commande du transistor saturé, la jonction émetteur-base reste polarisée dans le sens passant tant que la charge totale $Q_{s\max} + Q'_s$ stockée dans la base n'est pas évacuée (oscillogrammes p. 128).

Il s'ensuit que l'intensité du courant de blocage, I_{B2} en émetteur commun (fig. 7), I_{B2} en base commune, ne dépend que du circuit d'entrée et reste constant pendant le temps de blocage t_{off} .

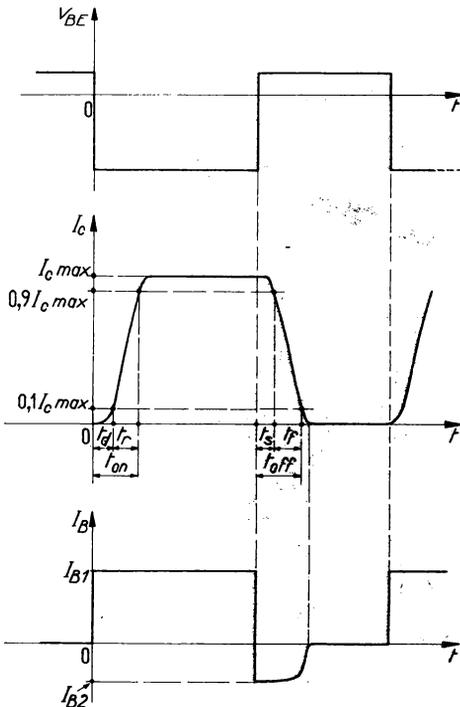


FIG. 6. — Réponse à une tension de commande rectangulaire.

Montage E. C. ; les courbes sont analogues en B. C. Le temps de retard t_s n'existe pas dans les montages usuels ; il correspond à une tension émetteur-base élevée (pour laquelle la capacité statique de J_n est grande).

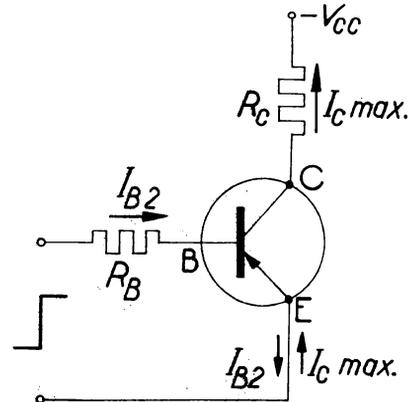


FIG. 7. — Courant de blocage (I_{B2}), produit par $V_{BE} > 0$ (PNP).

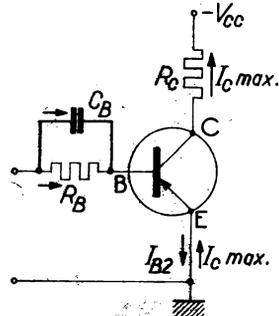


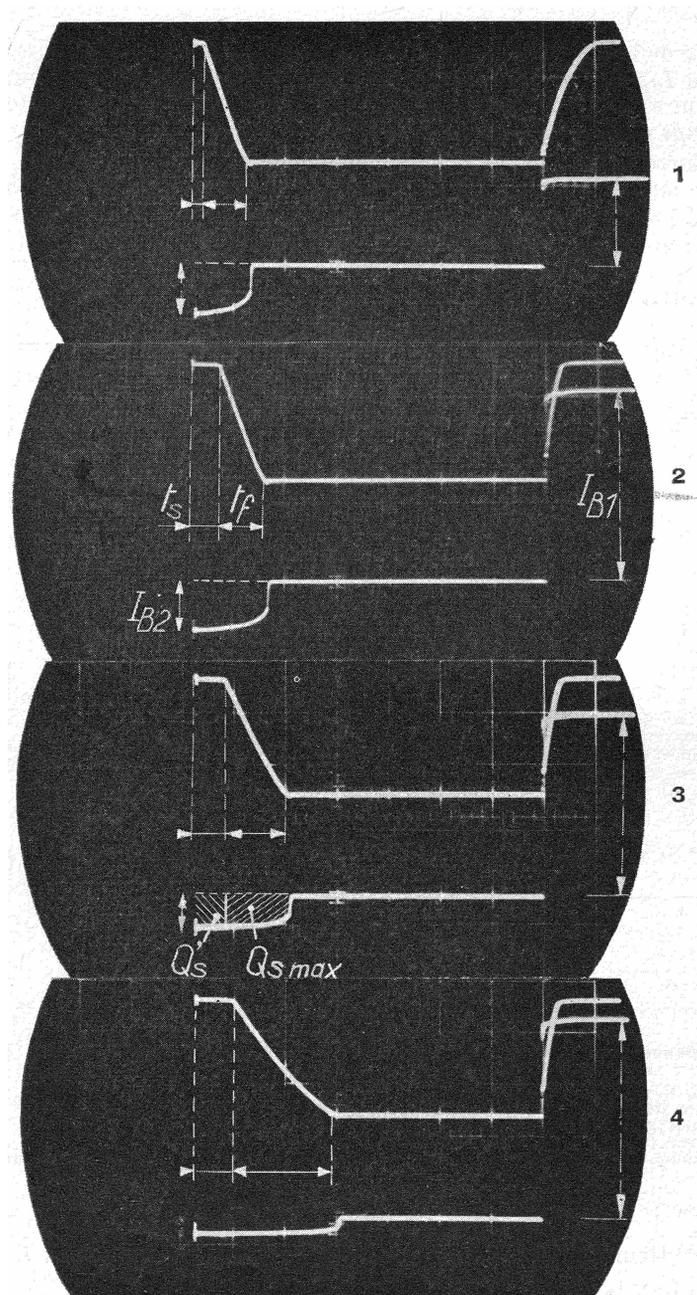
FIG. 8.

C_B diminue le temps de stockage.

On a donc :

$$\text{— en émetteur commun : } t_s = \frac{Q'_s}{I_{B2}} ; \quad \text{— en base commune : } t'_s = \frac{Q'_s}{I_{B2}}$$

Pour diminuer le temps de stockage et augmenter ainsi la fréquence de répétition de la commutation, on utilise une tension inverse élevée ; on peut aussi dis-



1 et 2 (même I_{B2}) ; t_s et t_f augmentent avec I_{B1} . 2, 3 et 4 (même I_{B1}) ; t_s et t_f augmentent lorsque I_{B2} diminue. $Q_{s\max}$ correspond à $I_{B\min}$. Q' à $I_{B1} - I_{B\min}$; ces deux charges sont évacuées par I_{B2} .

poser un condensateur C_B en parallèle sur R_B (fig. 8) : lors de l'inversion de la tension de commande, la faible impédance de ce condensateur permet un écoulement plus rapide de la charge stockée.

La charge supplémentaire stockée par la base d'un transistor saturé s'exprime en fonction de α_N , α_I , ω_N , ω_I , I_{E1} (ou I_{E1}), $I_{C\max}$, de sorte que toutes ces grandeurs figurent dans les expressions rigoureuses ou approchées de t_s (1).

A titre d'exercice facultatif, calculons Q_s' en fonction de I_{E1} , c'est-à-dire en supposant le transistor en base commune.

Le transistor est saturé par le courant d'émetteur $I_{E1} > I_{B\min}$ et le courant de collecteur est $-I_{C\max}$ (fig. 9).

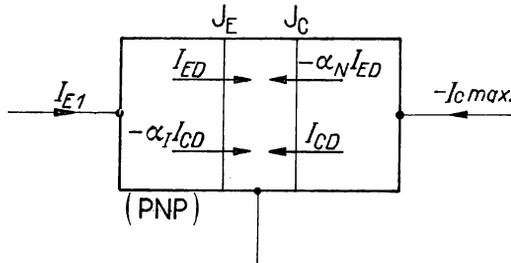


Fig. 9. — Superposition du fonctionnement normal et du fonctionnement inversé.

Soient I_{ED} et I_{CD} les courants directs à travers les jonctions J_E et J_C .

Le fonctionnement normal produit le courant $-\alpha_N I_{ED}$ à travers J_C ; le fonctionnement inversé produit le courant $-\alpha_I I_{CD}$ à travers J_E .

Exprimons la conservation du courant dans l'émetteur et dans le collecteur :

$$\begin{cases} I_{E1} = I_{ED} - \alpha_I I_{CD} & (a) \\ -I_{C\max} = I_{CD} - \alpha_N I_{ED} & (b) \end{cases}$$

Dans ces deux équations, les données sont α_N , α_I , I_{E1} , $I_{C\max}$ et les inconnues I_{ED} et I_{CD} ; on a immédiatement (multiplier a par α_N , ajouter membre à membre...) :

$$I_{ED} = \frac{I_{E1} - \alpha_I I_{C\max}}{1 - \alpha_N \alpha_I} ; \quad I_{CD} = \frac{\alpha_N I_{E1} - I_{C\max}}{1 - \alpha_N \alpha_I}.$$

Au fonctionnement direct correspond la charge stockée dans la base $\frac{I_{ED}}{\omega_N}$ et au fonctionnement inversé la charge :

$$\frac{I_{ED}}{\omega_I} \quad \left(\text{relation 1 : } Q_s = \frac{I_C}{\omega_N} \approx \frac{I_E}{\omega_N} \right) ;$$

la charge totale stockée est donc :

$$Q_{\text{tot}} = \frac{I_{ED}}{\omega_N} + \frac{I_{CD}}{\omega_I} = \frac{I_{E1} - \alpha_I I_{C\max}}{(1 - \alpha_N \alpha_I) \omega_N} + \frac{\alpha_N I_{E1} - I_{C\max}}{(1 - \alpha_N \alpha_I) \omega_I}.$$

(1) Voir *Électronique physique des semiconducteurs*, par A. PETITCLERC.

Transformons cette expression en faisant l'approximation $\alpha_N = 1$. Remarquons que le premier numérateur peut s'écrire $I_{B1} - \alpha_N \alpha_I I_{C \max} + I_{C \max} - I_{C \max}$:

$$Q_{\text{tot}} = \frac{(I_{E1} - I_{C \max}) + (I_{C \max} - \alpha_N \alpha_I I_{C \max})}{(1 - \alpha_N \alpha_I) \omega_N} + \frac{I_{E1} - I_{C \max}}{(1 - \alpha_N \alpha_I) \omega_I}$$

$$Q_{\text{tot}} = \frac{I_{E1} - I_{C \max}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left(\frac{1}{\omega_N} + \frac{1}{\omega_I} \right) + \frac{I_{C \max}}{\omega_N}$$

Or $\frac{I_{C \max}}{\omega_N} = Q_s$, charge stockée au début de la saturation ; la charge supplémentaire Q'_s due à la saturation ($I_{E1} > I_{E \min}$) est donc :

$$Q'_s = \frac{I_{E1} - I_{C \max}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left(\frac{1}{\omega_N} + \frac{1}{\omega_I} \right) = \frac{I_{E1} - I_{C \max}}{\omega_N} \frac{1 + \frac{\omega_N}{\omega_I}}{1 - \alpha_N \alpha_I}$$

$$t'_s = \frac{I_{E1} - I_{C \max}}{I_{E2} \omega_N} \frac{1 + \frac{\omega_N}{\omega_I}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \text{ (base commune).}$$

En émetteur commun :

$$I_{E1} - I_{C \max} \approx I_{E1} - I_{E \min} = I_{B1} - I_{B \min} = I_{B1} - I_{C \max} (1 - \alpha_N)$$

$$t'_s = \frac{Q'_s}{I_{B2}} = \frac{I_{B1} - I_{C \max} (1 - \alpha_N)}{I_{B2} \omega_N} \frac{1 + \frac{\omega_N}{\omega_I}}{1 - \alpha_N \alpha_I}$$

d) Le temps de descente t_f est inversement proportionnel au courant de blocage.

Ce courant dépend de la tension de commande et il est limité par la résistance extérieure en série avec l'électrode de commande. Le temps de descente correspond en première approximation à l'évacuation de la charge $Q_{s \max} = \frac{I_{C \max}}{\omega_N}$:

— en émetteur commun :

$$t_f = \frac{Q_{s \max}}{I_{B2}} = \frac{I_{C \max}}{I_{B2} \omega_N} \quad (5)$$

— en base commune :

$$t'_f = \frac{Q_{s \max}}{I_{E2}} = \frac{I_{C \max}}{I_{E2} \omega_N}$$

Rappelons que $t_r = \frac{I_{C \max}}{I_{B1} \omega_N}$; comme $I_{B2} < I_{B1}$, on a $t_f > t_r$.

e) A l'état bloqué, le courant résiduel de collecteur peut être inférieur à I_{CBO} .

Lorsque J_E est polarisée en inverse comme J_C , on trouve pour le sens normal de fonctionnement :

$$(I_C)_N = \frac{1 - \alpha_I}{1 - \alpha_N \alpha_I} I_{CBO} < I_{CBO}$$

Dans le montage inversé (émetteur normal utilisé comme collecteur), le courant résiduel de sortie est :

$$(I_E)_I = \frac{1 - \alpha_N}{1 - \alpha_N \alpha_I} I_{EO} < I_{EO}.$$

Souvent $I_{EO} < I_{CBO}$; mais même dans le cas $I_{EO} = I_{CBO}$, on a $(I_E)_I < (I_C)_N$ à l'état bloqué, puisque $\alpha_N > \alpha_I$, donc $1 - \alpha_N < 1 - \alpha_I$.

C'est pourquoi on emploie le *montage inversé* dans les applications qui exigent un très petit courant résiduel de sortie.

D. — Réponse à un échelon

(réponse indicielle).

Considérons le montage émetteur commun : les calculs sont analogues pour les deux autres montages.

I. — ÉQUATION DIFFÉRENTIELLE QUI RÉGIT LA VARIATION DE $i_c(t)$ EN FONCTION DE $i_b(t)$

Pour un amplificateur en régime linéaire, nous avons trouvé, avec les courants complexes :

$$\bar{I}_c = \beta \bar{I}_b \quad \text{c'est-à-dire} \quad \bar{I}_c = \frac{\beta_o}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \bar{I}_b. \quad (6)$$

β : gain en courant à la fréquence f ; β_o : gain en courant à fréquence très basse ; f_β : fréquence de coupure de β (à laquelle $|\beta| = \frac{\beta_o}{\sqrt{2}}$).

L'équation (6) est la solution, dans le cas où $i_b(t)$ est sinusoïdal, de l'équation différentielle qui régit, quelle que soit $i_b(t)$, la fonction $i_c(t)$; si nous remontons à cette équation différentielle, nous pourrions l'utiliser pour trouver $i_c(t)$ lorsque $i_b(t)$, au lieu d'être sinusoïdal sera un échelon (passage instantané d'une valeur constante à une autre valeur constante).

Multiplicons les deux termes de l'égalité 6 par $1 + j \frac{f}{f_\beta} = 1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}$:

$$\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}\right) \bar{I}_c = \beta_o \bar{I}_b$$

$$\omega_\beta \bar{I}_c + j \omega \bar{I}_c = \omega_\beta \beta_o \bar{I}_b. \quad (7)$$

Or pour un courant sinusoïdal $j \omega \bar{I}_c = \frac{d \bar{I}_c}{dt}$, dérivée du courant complexe \bar{I}_c ; de sorte que l'équation (7) est la forme algébrique que prend, en notation complexe, donc dans le cas particulier du courant sinusoïdal, l'équation différentielle :

$$\omega_\beta i_c + \frac{d i_c}{dt} = \omega_\beta \beta_o i_b. \quad (8)$$

Pour les forts courants, on remplace $\beta_o = h_{21e}$ par $\beta_N = h_{21e}$.

2. — VARIATION $i_c(t)$ LORSQUE $i_b(t)$ CROIT INSTANTANÉMENT DE 0 A $I_B < I_{B \text{ min}}$
(Fig. 10)

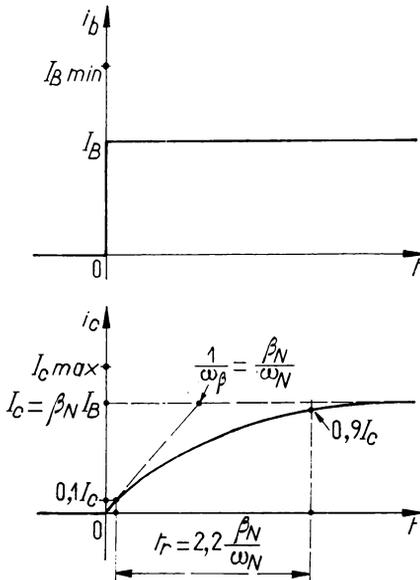


FIG. 10. — Temps de montée.
Cas $I_b < I_{b \text{ min}}$.

Lorsque t tend vers l'infini, $\frac{d i_c}{dt}$ tend vers 0, i_b tend vers I_B et l'équation (8) donne

$$I_c = \beta_N I_B.$$

Cette valeur constante de I_c est une solution particulière de l'équation différentielle (3).

Rappelons que la solution générale de (8) est la somme d'une solution particulière de l'équation avec second membre et de la solution générale de l'équation sans second membre

$$\omega_\beta i_c + \frac{d i_c}{dt} = 0. \quad (8')$$

Cette équation ne peut être vérifiée que si la dérivée reproduit la fonction à une constante multiplicative près; cette propriété est évidemment celle des fonctions exponentielles de la forme $i_c = I_o e^{kt}$ où I_o et k sont deux constantes à déterminer.

Dérivons et portons dans l'équation 8' :

$$\omega_\beta I_o \exp kt + I_o k \exp kt = 0$$

d'où $k = -\omega_\beta$, et

$$i_c(t) = I_o \exp(-\omega_\beta t) + \beta_N I_B.$$

D'après les conditions initiales : $t = 0$; $i_c(t) = 0$; $\exp(-\omega_\beta t) = 1$, on trouve $I_o = -\beta_o I_B$ et

$$i_c(t) = \beta_N I_B [1 - \exp(-\omega_\beta t)]. \quad (9)$$

3. — TRANSISTOR NON SATURÉ : TEMPS DE MONTÉE

Pour simplifier, considérons que le courant de commande I_B passe de 0 à $I_{B \min} = \frac{I_{C \max}}{\beta_N}$, limite inférieure de la saturation; les résultats sont généraux.

L'expression précédente (9) devient :

$$i_c(t) = \beta_N I_{B \min} [(1 - \exp(-\omega_\beta t))] = I_{C \max} e^{-\omega_\beta t}.$$

Le temps de montée de i_c est l'intervalle de temps pendant lequel i_c croît de 10 % à 90 % de sa valeur finale ; c'est donc $t_r = t_2 - t_1$ avec

$$I_{C \max} (1 - e^{-\omega_\beta t_2}) = 0,9 I_{C \max} ; \quad e^{-\omega_\beta t_2} = 0,10$$

$$I_{C \max} (1 - e^{-\omega_\beta t_1}) = 0,1 I_{C \max} ; \quad e^{-\omega_\beta t_1} = 0,90$$

$$\text{D'où : } e^{\omega_\beta (t_2 - t_1)} = \frac{0,9}{0,1} = 9$$

$$\omega_\beta t_r = \ln 9 = 2,30 \lg 9 \approx 2,2.$$

$$\boxed{t_r = \frac{2,2}{\omega_\beta} \approx 2,2 \frac{\beta_N}{\omega_N}} \quad (10)$$

Le temps de montée est inversement proportionnel à la fréquence de coupure du gain en courant (fonctionnement normal).

Les montées rapides sont donc obtenues avec des transistors H. F. Exemple : $\alpha_N = 0,98$; $\omega_N = 50 \cdot 10^6$ rd/s (ou s^{-1}).

On trouve :

$$\beta_N = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} \approx \frac{1}{1 - \alpha_N} = 50$$

$$t_r = 2,2 \frac{50}{50 \cdot 10^6} = 2,2 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 2,2 \mu\text{s}.$$

En négligeant t_1 devant t_2 , on trouverait $2,3 \mu\text{s}$. Pour simplifier, nous nous placerons désormais dans cette approximation.

Notons que cette méthode de calcul est plus précise que la méthode de la charge stockée par la base qui conduit à la valeur trop faible $t_r = \frac{\beta_N}{\omega_N}$ qui n'est autre que la constante de temps $\frac{1}{\omega_\beta}$ de l'exponentielle ci-dessus.

4. — TRANSISTOR SATURÉ : TEMPS DE MONTÉE (Fig. 11)

I_B croît brusquement de 0 à $I_{B1} > I_{B \text{ min.}}$

L'expression (9) devient :

$$i_c(t) = \beta_N I_{B1} [1 - \exp(-\omega_\beta t)] \quad (11)$$

pour $0 < i_c < I_{C \text{ max.}}$

Calculons le temps de montée (entre $I_C = 0$ et $I_C = 0,9 I_{C \text{ max}}$ pour simplifier) :

$$0,9 I_{C \text{ max}} = \beta_N I_{B1} [1 - \exp(-\omega_\beta t_r)]$$

$$1 - \exp(-\omega_\beta t_r) = \frac{0,9 I_{C \text{ max}}}{\beta_N I_{B1}}$$

$$\exp(-\omega_\beta t_r) = 1 - \frac{0,9 I_{C \text{ max}}}{\beta_N I_{B1}}$$

$$\exp \omega_\beta t_r = \frac{1}{1 - \frac{0,9 I_{C \text{ max}}}{\beta_N I_{B1}}}$$

$$t_r = \frac{1}{\omega_\beta} \ln \frac{1}{1 - \frac{0,9 I_{C \text{ max}}}{\beta_N I_{B1}}} \quad (12)$$

$$= \frac{1}{\omega_\beta} \ln \frac{\beta_N I_{B1}}{\beta_N I_{B1} - 0,9 I_{C \text{ max}}}$$

On adopte souvent la valeur :

$$t_r = \frac{1}{\omega_\beta} \ln \frac{\beta_N I_{B1}}{\beta_N I_{B1} - I_{C \text{ max.}}}$$

Approximation. — Rappelons que

$$\ln(1-x) = -\frac{x}{1} - \frac{x^2}{2} - \frac{x^3}{3} \dots$$

D'après (12) :

$$t_r = \frac{1}{\omega_\beta} \left[-\ln \left(1 - \frac{0,9 I_{C \text{ max}}}{\beta_N I_{B1}} \right) \right].$$

Or : $\frac{I_{C \text{ max}}}{\beta_N I_{B1}} = \frac{\beta_N I_{B \text{ min}}}{\beta_N I_{B1}} = \frac{I_{B \text{ min}}}{I_{B1}}$; lorsque I_{B1} est assez supérieur à $I_{B \text{ min.}}$, on peut conserver seulement le premier terme du développement en série et

$$t_r \approx \frac{1}{\omega_\beta} \frac{0,9 I_{C \text{ max}}}{\beta_N I_{B1}} \approx \frac{0,9 I_{C \text{ max}}}{\omega_N I_{B1}}$$

(Rappelons que $\omega_N = (\beta_N + 1) \omega_\beta \approx \beta_N \omega_\beta$)

t_r ainsi calculé est évidemment un peu faible et on peut adopter ($F_s = \frac{I_{B1}}{I_{B \text{ min}}}$, p. 126) :

$$t_r = \frac{1}{\omega_N} \frac{I_{C \text{ max}}}{I_{B1}} = \frac{\beta_N}{\omega_N} \frac{1}{F_s} \quad (12)$$

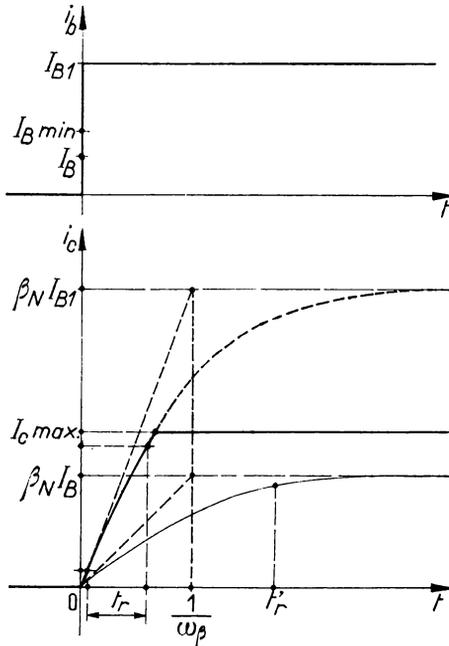


Fig. 11. — Temps de montée.

Cas d'un courant de déblocage $I_{B1} > I_{B \text{ min.}}$
Pour $I_B < I_{B1}$, $t_r > t_r'$.

Lorsque $I_{B1} > I_{B \text{ min}}$, le temps de montée est à peu près :

— proportionnel à $I_{C \text{ max}} \approx \frac{V_{cc}}{R_c}$;

— inversement proportionnel à la pulsation de coupure du gain en courant et au courant de déblocage.

Par exemple, pour $I_{B1} = 5 I_{B \text{ min}}$, le temps de montée est environ 5 fois plus petit pour le transistor saturé que pour le transistor non saturé ($F_s = 5$).

5. — TEMPS DE STOCKAGE, TEMPS DE DESCENTE

Leur signification apparaît clairement sur la figure 12 et sur les oscillogrammes (p. 128).

Leur calcul fait apparaître un logarithme que ne donnait pas la théorie de la charge stockée et les expressions de t_f et t_s sont d'application incommode. A titre documentaire :

$$t_s = \frac{\omega_N + \omega_I}{\omega_N \omega_I (1 - \alpha_N \alpha_I)} \ln \frac{I_{B1} - I_{B2}}{\frac{I_{C \text{ max}}}{\beta_N} - I_{B2}}$$

$$t_s = 0 \text{ pour } I_{B1} = I_{B \text{ min}} = \frac{I_{C \text{ max}}}{\beta_N} \text{ et croît avec } I_{B1}.$$

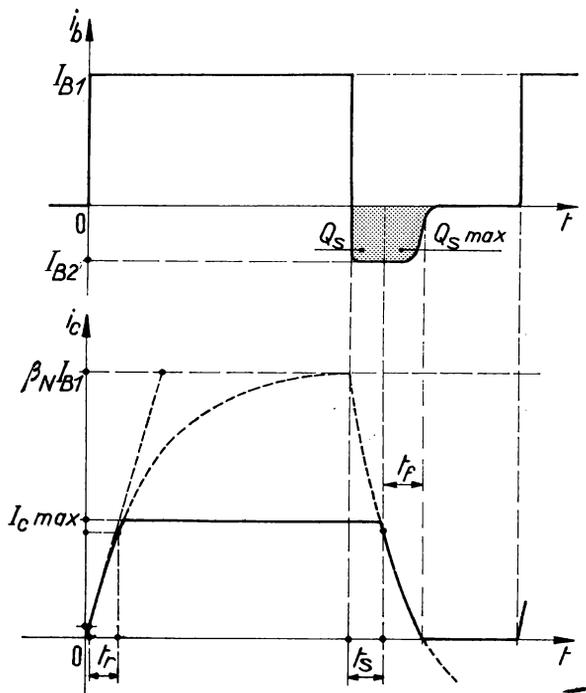


FIG. 12. — Temps de descente t_f et temps de stockage t_s (ou retard du temps de descente).

REMARQUE. — Des constructeurs utilisent les formes suivantes pour les expressions de t_r , t_f , t_s :

$$t_r = \tau_c \ln \frac{\beta |I_{B1}|}{\beta |I_{B1}| - |I_{CM}|} ; \quad t_f = \tau_c \ln \left(1 + \frac{|I_{CM}|}{\beta |I_{B2}|} \right) ;$$

$$t_s = \tau_s \ln \frac{|I_{B1}| + |I_2|}{\frac{|I_{CM}|}{\beta} + |I_{B2}|}.$$

τ_c : constante de temps, alimentation en courant ;

τ_s : constante de temps de désaturation.

Les notices indiquent les valeurs *mesurées* de τ_c et τ_s .

I_{CM} : autre notation de $I_{c \max}$.

(L'exercice IV-6. concerne une application numérique de ces trois expressions.)

6. — TRANSISTOR DE COMMUTATION : PERTES

Ces pertes comprennent :

— les pertes de commutation, c'est-à-dire celles qui se produisent pendant les durées t_r et t_f des changements d'état ;

— les pertes à l'état saturé, proportionnelles à $V_{CE \text{ sat}} I_{C \max}$ et à la durée de cet état pendant la période ;

— les pertes à l'état bloqué, proportionnelles au courant résiduel de collecteur, à la tension d'alimentation V_{CC} et à la durée de cet état pendant la période ;

— les pertes dans le circuit de base.

Les trois dernières pertes, qu'il est d'ailleurs facile d'évaluer, sont beaucoup moins importantes que les pertes de commutation.

Pour calculer les pertes de commutation, nous admettrons que le courant de collecteur i_c varie linéairement pendant le temps de montée t_r et le temps de descente t_f (fig. 13).

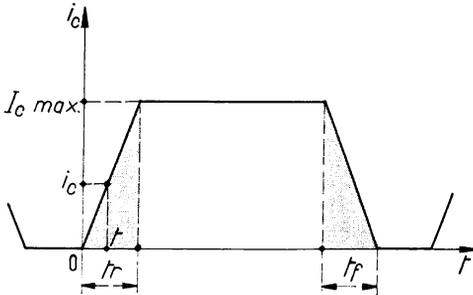


FIG. 13. — Calcul des pertes de commutation (pertes qui correspondent aux temps t_r et t_f).

Pendant le temps de montée, on a :

$$i_c = \frac{I_{C \max}}{t_r} t.$$

Entre les instants t et $t + dt$, le courant est i_c , la tension aux bornes du transistor $v_{ce} = V_{cc} - R_c i_c$ et l'énergie perdue

$$dW = v_{ce} i_c dt = \left(V_{cc} - \frac{R_c I_{C \max}}{t_r} t \right) \frac{I_{C \max}}{t_r} t dt.$$

Rappelons que $R_c I_{C \max} = V_{cc} - V_{CE \text{ sat}} \approx V_{cc}$, donc $\frac{R_c I_{C \max}}{V_{cc}} \approx 1$.

$$dW = V_{cc} I_{C \max} \left(1 - \frac{t}{t_r}\right) \frac{t}{t_r} dt.$$

L'intégration entre $t = 0$ et $t = t_r$ donne $W_r = \frac{V_{cc} I_{C \max}}{6} t_r$; on obtient de même pour la descente $W_f = \frac{V_{cc} I_{C \max}}{6} t_f$.

Énergie perdue par période :

$$W_T = W_r + W_f = \frac{V_{cc} I_{C \max}}{6} (t_r + t_f).$$

A la fréquence de répétition f , les pertes de commutation P_c sont donc :

$$P_c = \frac{V_{cc} I_{C \max}}{6} (t_r + t_f) f.$$

EXEMPLE : $t_r = 10 \mu s$; $t_f = 10 \mu s$; $f = 1\,000 \text{ Hz}$; $V_{cc} = 24 \text{ V}$;
 $I_{C \max} = 1 \text{ A}$.

$$P_c = \frac{24 \times 1}{6} \cdot 20 \cdot 10^{-6} \times 10^3 = 80 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 80 \text{ mW}.$$

Les pertes de commutation sont donc beaucoup plus faibles que la puissance commutée $\approx V_{cc} I_{C \max} = 24 \text{ W}$.

E. — Applications de la commutation

Elles sont très diverses :

- Relais simples ; la charge R_c des figures 1 et 2 (§ A) est la bobine d'un relais électromécanique.
- Relais temporisés.
- Vibreurs (« choppers ») pour amplification de faibles tensions continues par un amplificateur pour alternatif.
- Convertisseurs, appareils produisant une tension alternative à partir d'un générateur de courant continu.
- Circuits logiques.
- Multivibrateurs...

Pour les relais, nous renvoyons le lecteur à *S. C.* 1^{re} partie : exercice résolu p. 120 (relais simple) ; exercice avec réponses, n° 12, p. 117 (relais temporisé).

I. — CONVERTISSEUR (Fig. 14)

T désignant la période, le transistor T débite de 0 à $\frac{T}{2}$ et T' de $\frac{T}{2}$ à T : les courants I et I' , de sens opposés dans le primaire du transformateur de sortie, produisent une f. é. m. alternative au secondaire.

Le rendement est excellent en raison des faibles pertes de commutation dans les transistors.

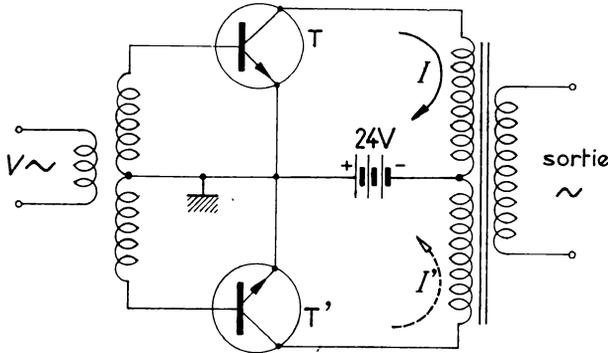


FIG. 14. — Convertisseur.

2. — EXEMPLES DE CIRCUITS LOGIQUES

Les circuits logiques réalisent les opérations de l'Algèbre logique (algèbre de Boole) : négation, réunion (somme logique), intersection (produit logique)...

Cette algèbre s'applique à tout système ne présentant que deux états différents : proposition vraie ou fausse, contact ouvert ou fermé, transistor bloqué ou saturé... ; créée pour les besoins de la logique mathématique, elle est maintenant appliquée à l'étude des schémas électriques fonctionnant à l'aide de contacts et permet d'obtenir le schéma le plus simple (nombre minimal de contacts).

Les circuits logiques comportent plusieurs entrées $E_1, E_2, E_3...$ et une seule sortie S (exception pour le circuit *NON* : une seule entrée).

Les deux états possibles d'un élément sont représentés par les deux chiffres 0 et 1 de la numération binaire :

— contact ouvert : 0 ; contact fermé : 1 ;

— circuit logique ; pas de tension à la sortie : $S = 0$; la tension de sortie existe : $S = 1$.

Des règles de calcul permettent d'exprimer S en fonction des diverses grandeurs de commande ; nous ne pouvons que donner quelques exemples d'emploi du transistor dans les circuits logiques.

a) Circuit *NON* ou *PAS* (fig. 15).

Si le contact E est ouvert ($E = 0$), le transistor est bloqué : la tension de sortie existe ($S = 1$).

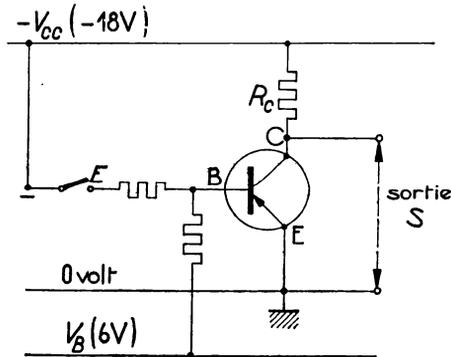


FIG. 15. — Circuit **NON**.

En pratique, circuit *NI* dont on utilise une seule entrée.

Si E est fermé ($E = 1$), le transistor est saturé et V_{CE} nul ($S = 0$).

La sortie est 1 si l'entrée n'est pas 1.

La fonction *NON* se représente par la relation $S = \bar{E}$ (lire E barre ou *NON E*) ; on voit que c'est la fonction *inverseur* et que la figure 15 utilise la propriété du montage émetteur commun d'*inverser* la tension. .

b) Circuit *NI* (fig. 16).

La figure 16 représente un circuit *NI* à trois entrées, mais il peut y en avoir davantage.

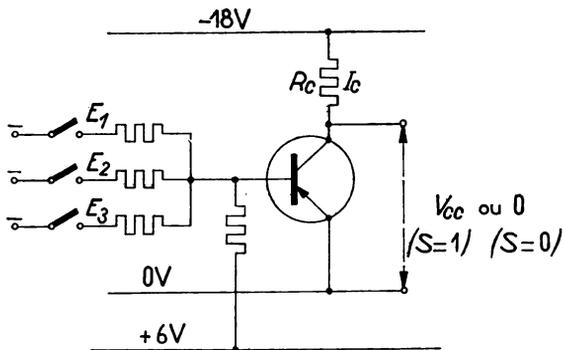


FIG. 16. — Circuit **NI** à trois entrées E_1 , E_2 , E_3 .

La tension de sortie existe ($S = 1$), lorsque ni E_1 , ni E_2 , ni E_3 n'est fermée.

$S = 1$ lorsque ni E_1 , ni E_2 , ni E_3 n'est 1.

Une seule entrée sous tension (par exemple $E_2 = 1$) entraîne $S = 0$.

La fonction NI se représente par la relation :

$$S = \overline{E_1} \cdot \overline{E_2} \cdot \overline{E_3}.$$

c) Circuit OU (fig. 17).

La tension existe à la sortie ($S = 1$) si l'entrée E_1 , ou l'entrée E_2 , ou l'entrée E_3 est fermée, ou si deux entrées ou les trois sont fermées.

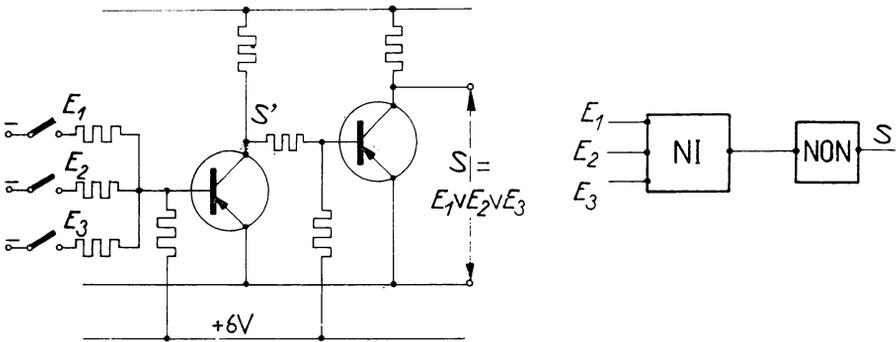


FIG. 17. — Circuit OU .

$S' = 0$, donc $S = 1$ si E_1 , ou E_2 , ou E_3 est fermée (ou si 2 entrées ou les 3 entrées sont fermées).

$S = 1$ si $E_1 = 1$ ou $E_2 = 1$ ou $E_3 = 1$ ou $E_1 = E_2 = 1...$ ou $E_1 = E_2 = E_3 = 1$. La fonction OU (réunion, somme logique) se note $S = E_1 + E_2 + E_3$ (montrant bien que S vaut 0 dans le seul cas où $E_1 = E_2 = E_3 = 0$) ou par $S = E_1 \vee E_2 \vee E_3$ (signe \vee : lire OU).

REMARQUES. — 1° Lorsque $E_1 = E_2 = E_3 = 1$, on a $S = 1$; ainsi, en algèbre logique, la somme de plusieurs 1 est 1.

2° Le circuit OU de la figure 17 est composé d'un circuit NI en cascade avec un circuit NON ; donc :

$$S = \overline{S'} \quad \text{ou} \quad S' = \overline{S}.$$

La fonction NI peut donc se représenter par :

$$S = \overline{E_1} \cdot \overline{E_2} \cdot \overline{E_3} \quad (\S \text{ b}),$$

ou

$$\overline{S} = E_1 \vee E_2 \vee E_3.$$

d) Fonction *ET* (fig. 18).

La tension de sortie existe ($S = 1$) lorsque les entrées E_1 et E_2 et E_3 sont fermées ($\bar{E}_1 = \bar{E}_2 = \bar{E}_3 = 1$).

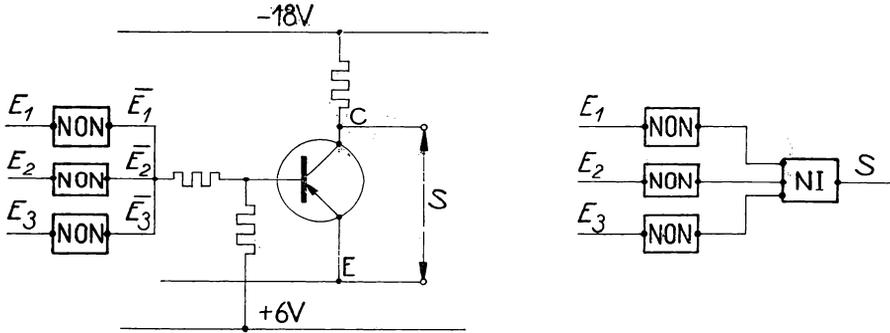


FIG. 18. — **Circuit ET.**

$S = 1$ si les entrées E_1 et E_2 et E_3 sont fermées.

La fonction *ET* (intersection, produit logique) se note :

$$S = E_1 \cdot E_2 \cdot E_3.$$

Un circuit *ET* peut donc se réaliser à l'aide d'un circuit *NI* commandé par des circuits *NON*.

$$\bar{\bar{E}}_1 = E_1 \text{ et } S = \bar{\bar{E}}_1 \cdot \bar{\bar{E}}_2 \cdot \bar{\bar{E}}_3 = E_1 \cdot E_2 \cdot E_3.$$

REMARQUE. — Le circuit *NON* est un circuit *NI* dont on utilise une seule entrée ; tous les circuits ci-dessus se réalisent donc avec des circuits *NI*, ce qui facilite la fabrication.

Exercice. — Représenter toutes les éventualités pour les quatre circuits étudiés.

Réponse pour le circuit *OU* :

E_1	E_2	E_3	S
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	1
0	0	1	1
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

3. — MULTIVIBRATEURS

Ce sont des montages à deux transistors et deux circuits RC qui produisent des tensions rectangulaires ; chaque transistor passe alternativement de l'état bloqué à l'état saturé (en général) ; en dehors des basculements très rapides d'un état à l'autre, les transistors ne sont ni tous deux conducteurs, ni tous deux bloqués. Les montages multivibrateurs sont très nombreux, mais leur mode de fonctionnement les classe en trois types :

- **Multivibrateurs astables**, véritables oscillateurs, mais à taux de réaction très élevé ne leur permettant pas une tension de sortie sinusoïdale. Bien qu'ils oscillent spontanément, on les commande souvent par des impulsions afin de les synchroniser avec un phénomène extérieur.
- **Multivibrateurs monostables**, restant dans leur état stable en l'absence d'impulsion extérieure ; *une impulsion les fait basculer dans leur état instable, d'où ils retournent spontanément à l'état stable* ; la durée de l'état instable dépend d'une constante de temps RC : c'est la période du multivibrateur monostable.
- **Multivibrateurs bistables**, qu'une impulsion fait passer de l'un des états stables à l'autre ; en l'absence d'impulsion de commande, ils restent indéfiniment dans l'un quelconque des deux états stables, celui qu'avait provoqué la dernière impulsion reçue. Il n'est donc pas question de période comme dans les deux autres types.

Les multivibrateurs servent à produire et à modifier des impulsions, à les compter, à ouvrir et fermer des circuits, à représenter des nombres... Ce sont des circuits de base dans d'importantes techniques : calculateurs (digitaux), télévision, radar, oscillographie...

On a tendance à réserver le terme *multivibrateur* pour le circuit astable et le terme *bascule* pour le circuit bistable ; le circuit monostable est encore nommé *univibrateur*.

Le fonctionnement d'un multivibrateur fait appel aux résultats fondamentaux suivants :

- *la tension aux bornes d'un condensateur ne peut subir de discontinuité* ; en d'autres termes, si l'une des armatures subit une variation brusque de potentiel, l'autre armature subit la même variation : un condensateur transmet les fronts raides ;
- après transmission d'un front raide, la charge et la tension de charge évoluent exponentiellement (circuits RC) ;
- si un transistor est bloqué : $V_{CE} \approx V_{cc}$; s'il devient brusquement conducteur, V_C subit une discontinuité et devient $V_{CE} = V_{cc} - R_c I_c$.

a) Multivibrateur astable (type Abraham et Bloch).

La figure 19 donne le principe : amplificateur à résistances, à deux étages, dont la sortie est reliée à l'entrée.

Il existe de nombreuses variantes : suppression des résistances R_2 et R'_2 , de R_E et R'_E ; remplacement de R_E et R'_E par une seule résistance entre émetteurs reliés et la masse...

Pour le fonctionnement, considérons la figure 20 à un instant où :

T conduit : $V_C = V_{cc} - R_c I_c \approx 0$ et $V_B \approx 0$, si l'on néglige V_{CE} et V_{BE} , de l'ordre de 0,1 V.

T' est bloqué parce que C_L est encore chargé dans le sens indiqué, ce qui maintient négative la tension $V_{B'}$; $I_{C'} = 0$ et $V_{C'} = V_{cc}$.

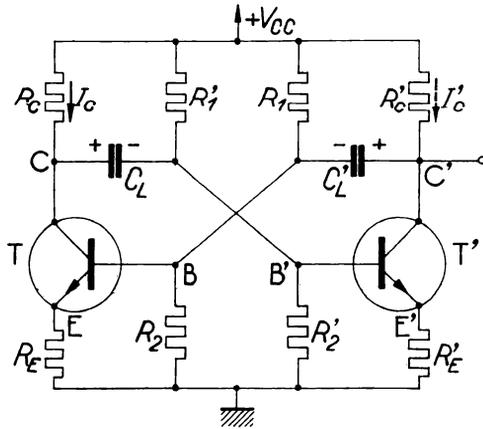


FIG. 19. — Multivibrateur astable.

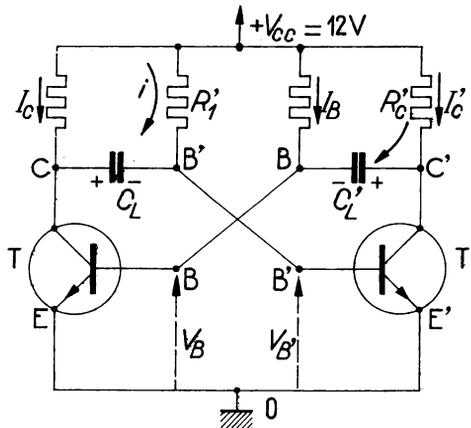


FIG. 20. — Multivibrateur astable : fonctionnement.

Le condensateur C'_L finira donc par se charger entre le collecteur C' ($+V_{cc}$) et la base B ($V_B = 0$) sous la tension V_{cc} , par exemple 12 V.

Au contraire C_L est en train de se décharger grâce au courant i traversant R_1 ; le potentiel de la base B' remonte (fig. 21) et peut même devenir légèrement positif puisque C_L peut se charger entre $+V_{cc}$ et C ($V_c \approx 0$) : un courant de base $I_{B'}$ apparaît.

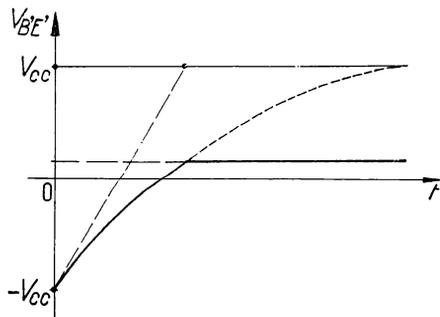


FIG. 21. — Remontée exponentielle du potentiel de B' jusqu'à l'instant du basculement, qui rend T' conducteur. (Voir oscillogrammes p. 137.)

Basculement ; effet cumulatif.

I_B produit un certain courant I_C : $V_{c'}$ diminue brusquement et C_L transmet cette diminution à la base B ; I_C décroît, donc $V_c = V_{cc} - R_c I_c$ croît et C_L transmet cet accroissement à B' , donc $I_{B'}$ croît, etc.

Lorsque le transistor T' envoie une impulsion négative à la base B , T lui répond par une impulsion positive sur la base B' ; **T et T' s'aident mutuellement à changer d'état : c'est l'effet cumulatif**, qui met en jeu les propriétés amplificatrices des transistors ($\Delta V_{ce} \gg \Delta V_{be}$) et qui provoque un basculement très rapide.

A la fin de ce basculement :

— T est bloqué ; $I_c = 0$ (au courant résiduel près), $V_c = V_{cc}$; C_L commence une charge qui se terminera pour $V_{cL} \approx V_{cc}$; $V_B = V_{BE} = V_{c'L} = V_{cc}$;

— T' conduit : $I_{c'} \approx \frac{V_{cc}}{R_{c'}}$; $V_{c'} \approx 0$;

$V_{B'} \approx 0$. Mais $V_{B'}$ remonte exponentiellement de $-V_{cc}$ à zéro et T recommence à conduire, etc.

La synchronisation s'obtient par des impulsions sur l'une des bases (fig. 22).

La tension de sortie, sur l'un des collecteurs, est rectangulaire ; on obtient des impulsions très brèves en la dérivant et une tension triangulaire en l'intégrant.

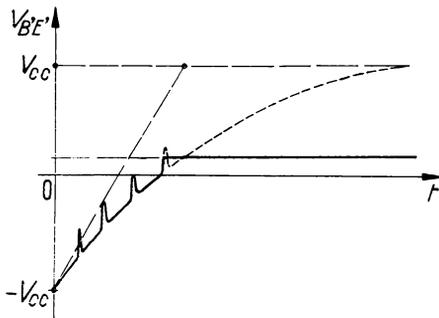


FIG. 22.

Synchronisation par des impulsions.

b) Multivibrateur monostable (fig. 23).

Il dérive du multivibrateur astable par remplacement d'une des liaisons en alternatif par une liaison R en continu ; en réalité, on laisse une capacité C_L en parallèle avec R pour la transmission des fronts raides de C à B' . Lorsqu'on supprime les impulsions de commande, le courant I_B existe et sature T ; le pont de polarisation R, R'_B est choisi de façon que $V_{B'E'} < 0$ lorsque $V_C = V_{cc} - R_c I_c$ (T conducteur) ; T' est donc bloqué et cet état est stable.

Une impulsion négative sur B diminue I_B donc $I_c : V_C$ croît, permettant la naissance de I'_B et I'_c ainsi que la diminution de $V_{C'}$.

C_L transmet l'abaissement $\Delta V_{C'}$, à la base B , et accélère le basculement : c'est l'effet cumulatif déjà décrit et on arrive à l'état : T bloqué, T' conducteur.

Le montage ne peut rester indéfiniment dans cet état, car C_1 se décharge à travers R_1 permettant à V_B de dépasser V_E : le montage retourne spontanément à l'autre état.

Dans l'état stable, le transistor bloqué est donc celui qui commande la liaison en continu.

La période du multivibrateur monostable, c'est-à-dire la durée de l'état instable, est de l'ordre du produit $R_1 C_1$; de toute façon, elle est constante et permet d'obtenir des impulsions de largeur bien déterminée à partir d'impulsions de largeur variable ; le montage sert encore à retarder les impulsions.

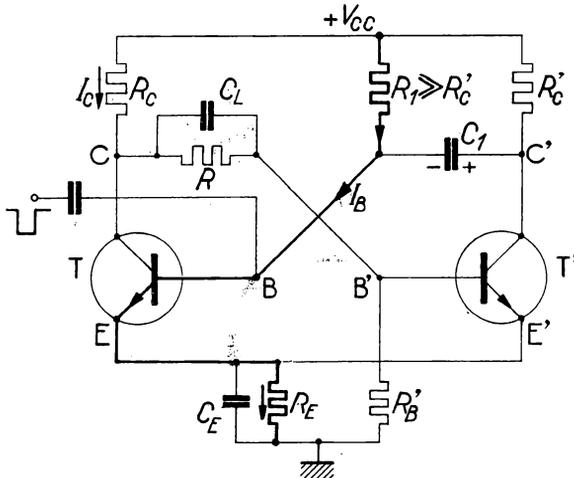


FIG. 23. — Multivibrateur monostable.
Dans l'état stable : T conduit, T' est bloqué.
(Voir oscillogrammes p. 158.)

c) Multivibrateur bistable (type Ecclès-Jordan).

Si l'on remplace la liaison en alternatif du multivibrateur monostable par une seconde liaison en continu, le montage obtenu a deux états stables (fig. 24). Les capacités C_L transmettent les fronts raides et diminuent le temps de stockage (fig. 8).

A la mise sous tension, l'un des transistors, T par exemple, devient conducteur ; il s'ensuit que T' est bloqué à cause de la chute $R_c I_c$ donnant $V_c = V_{cc} - R_c I_c$ alors que $V_{C'} = V_{cc}$. Le montage peut rester indéfiniment dans cet état car les résistances de polarisation R, R_B, R'_B sont telles que $V_{BE} > 0$ et $V_{B'E'} < 0$.

Une impulsion négative sur les émetteurs diminue I_B , donc I_C et $R_C I_C : V_C$ croît ainsi que V_B ; I'_B prend naissance, ainsi que I'_C , donc $V_{C'}$ décroît, ce qui accélère la décroissance de V_B , I_B et I_C , etc.

Chaque transistor aide au basculement de l'autre (effet cumulatif).

Notons qu'une impulsion qui bloque le transistor conducteur est préférable à une impulsion de signe opposé, qui rendrait conducteur le transistor bloqué; C_E empêche la contre-réaction par R_E lors des basculements.

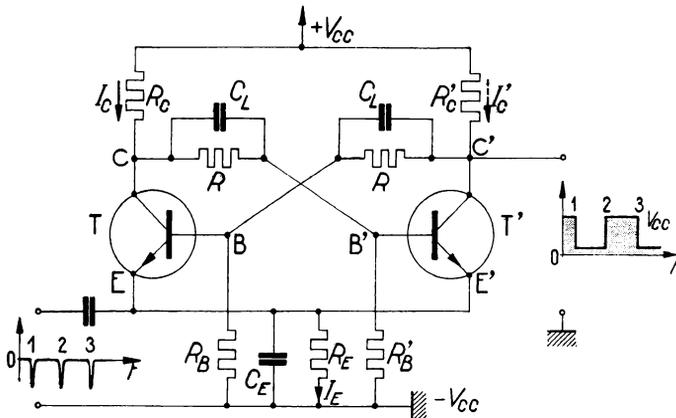


FIG. 24. — **Bascule bistable.**
Commande par les émetteurs.

La stabilité en température augmente donc lorsqu'on diminue les résistances de polarisation R , R_B avec comme inconvénients une puissance dépensée plus grande, une tension de sortie plus petite, une plus grande puissance exigée pour le déclenchement.

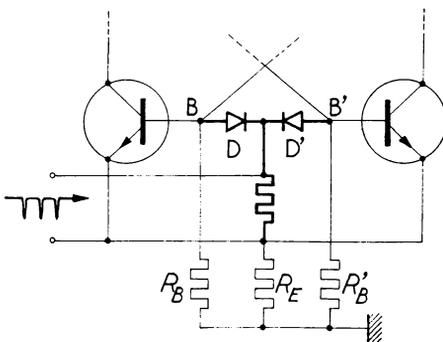


FIG. 25. — **Bascule bistable.**
Commande par les bases.
(Voir oscillogrammes p. 159.)

La commande peut aussi s'effectuer sur les bases (fig. 25) ou sur les collecteurs (fig. 26). Les diodes D et D' , en opposition, permettent d'appliquer l'impulsion négative à l'électrode de potentiel le plus élevé; par exemple (fig. 26) si T conduit, $V_C = V_{CC} > V_C$: la diode D' est sous tension directe et $V_{C'} = V_0$, tandis que D est sous la tension inverse $V_C - V_C$; une impulsion négative en O diminue donc V_C et par suite V_B . Pour les fréquences de répétition élevées, la résistance R_C est remplacée par une diode D qui empêche les impulsions de commande de traverser le générateur d'alimentation (et qui décharge le condensateur d'entrée après chaque impulsion).

d) Circuits à transistors non saturés.

Pour atteindre des fréquences de répétition élevées, on réduit le temps de stockage en réduisant la charge stockée dans la base : on limite le degré de saturation ou même on empêche la saturation.

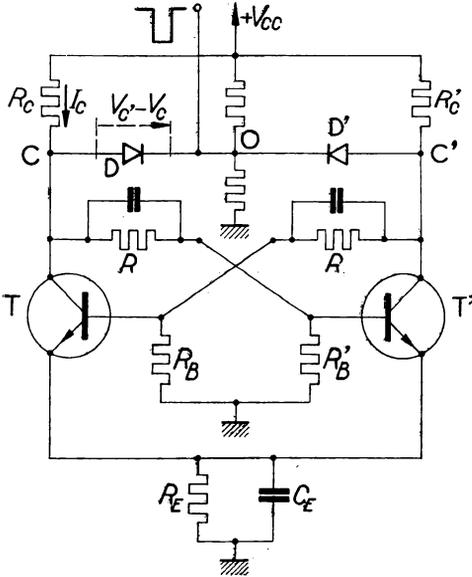


FIG. 26. — Bascule bistable.
Commande par les collecteurs.

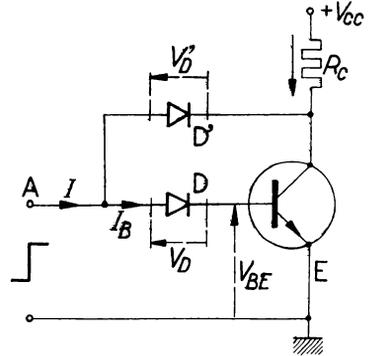


FIG. 27.

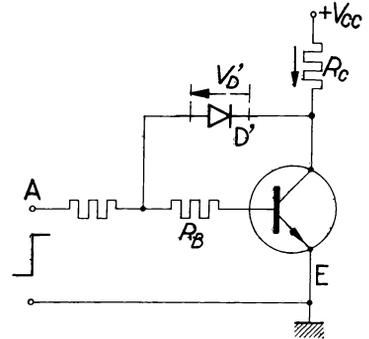


FIG. 28.

On dispose sur la base (fig. 27) une diode D de chute directe V_D élevée (silicium) et entre l'entrée et le collecteur une diode D' de chute directe V'_D faible (germanium). Lorsque la diode D' devient conductrice, on obtient la tension V_{CE} minimale. Entre l'entrée A et la masse :

$$V_{C \min} + V_D = V_{BE} + V_D$$

d'où :

$$V_{CE \min} = V_{BE} + (V_D - V'_D).$$

La diode D peut être remplacée par une résistance R_B (fig. 28)

F. — Notation : tableau récapitulatif

Commutation.	Notation.
V_{cc} : tension d'alimentation.	I_{B1} : courant de déblocage en émetteur commun.
R_c : résistance de charge.	I_{E1} : courant de déblocage en base commune.
I_C : courant de collecteur.	Charges stockées dans la base :
$V_{CE} = V_{cc} - R_c I_C$: tension collecteur émetteur.	$Q_s = \frac{I_C}{\omega_N}$: transistor non saturé ;
$V_{CE\text{ sat}}$: tension de saturation.	$Q_{s\text{ max}} = \frac{I_{C\text{ max}}}{\omega_N}$: à la limite de saturation ;
$I_{C\text{ max}}$: courant collecteur à la saturation.	Q'_s : charge supplémentaire due à la saturation.
$I_{C\text{ max}} = \frac{V_{cc} - V_{CE\text{ sat}}}{R_c} \approx \frac{V_{cc}}{R_c}$.	I_{B2} : courant de blocage (E. C.) ;
Gains en courant pour le fonctionnement normal (en continu ; grands signaux) :	I_{E2} : courant de blocage (B. C.).
α_N en base commune ($\alpha_N \approx 1$) ;	t_d : temps de retard (delay time) ;
β_N en émetteur commun : $\beta_N = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N}$.	t_r : temps de montée (rise time) ;
Gains en courant pour le fonctionnement inversé (en continu ; grands signaux) :	t_f : temps de descente (fall time) ;
α_I en base commune ($\alpha_I < \alpha_N$ pour un transistor dissymétrique) ;	t_s : temps de stockage ou temps d'accumulation (storage time) ; ou retard du temps de descente.
β_I en émetteur commun.	$t_{on} = t_d + t_r$: temps de fermeture (turn-on time) ;
Pulsations de coupure du gain en courant en base commune :	$t_{off} = t_s + t_f$: temps d'ouverture (turn-off time).
ω_N pour le fonctionnement normal ;	ω_z : pulsation de coupure de β_N ;
ω_I pour le fonctionnement inversé ;	$\omega_z \approx (1 - \alpha_N) \omega_N = \frac{\omega_N}{\beta_N + 1} \approx \frac{\omega_N}{\beta_N}$.
$I_{B\text{ min}}$ courant de base minimal provoquant la saturation	β : gain en courant, en émetteur commun, pour les petits signaux ;
$I_{B\text{ min}} = \frac{I_{C\text{ max}}}{\beta_N} ;$	β_0 : valeur de β aux basses fréquences
$I_{E\text{ min}}$ courant d'émetteur minimal provoquant la saturation	$\left(\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_z}} \right).$
$I_{E\text{ min}} = \frac{I_{C\text{ max}}}{\alpha_N} \approx I_{C\text{ max}}.$	

NOTE

Les « choppers » (découpeurs) et leurs applications

1. — DÉFINITION

Un « chopper », ou découpeur, est un commutateur idéal qui transfère intégralement et fidèlement le signal d'entrée sur la charge. Dans son principe, c'est donc un véritable relais ou *vibreur*.

Un « chopper » est utilisé pour découper un signal continu provenant d'un capteur et le transformer en signal alternatif qui pourra être amplifié par les amplificateurs classiques, sans avoir à employer des amplificateurs continus dont les défauts (dérive par exemple) sont bien connus.

Il y a quelques années, tous les « choppers » étaient du type électromécanique, c'est-à-dire des vibreurs. Mais récemment les « choppers » électroniques ont fait leur apparition et leur emploi est de plus en plus répandu ; ils tendent à remplacer les « choppers » électromécaniques dans de nombreuses applications, du fait de leur grande durée de vie, de leur faible encombrement, et de leur consommation minime.

2. — FONCTIONNEMENT

En tant que commutateur idéal, le « chopper » est alternativement bloqué ou conducteur ; dans l'état bloqué, son courant de fuite doit être aussi faible que possible, et dans son état conducteur sa résistance de transit aussi petite que possible, théoriquement nulle. On peut donc dire qu'un « chopper » doit être un isolateur parfait quand il est bloqué, et un conducteur parfait quand il conduit ; en outre, il ne doit injecter dans le circuit ni tension ni courant. Il est rendu alternativement bloqué et conducteur à l'aide d'un signal de commande alternatif. La figure 1 montre un « chopper » électromécanique : si une oscillation de fréquence fixe est appliquée à la bobine, les contacts vont s'ouvrir et le signal d'entrée reçu par le capteur sera découpé en signaux carrés dont la fréquence sera égale à celle du signal de commande et le niveau égal à celui du signal d'entrée.

Le condensateur C a pour but d'empêcher la circulation du courant continu du circuit d'entrée dans le circuit de sortie.

La figure 2 montre un « chopper » à transistor. Il faut tout d'abord remarquer que le transistor est branché en connexions inversées dans un « chopper », car ce mode de connexion améliore le fonctionnement en réduisant les courants de fuite et le niveau du bruit.

Le signal continu d'entrée provenant du capteur est représenté par la batterie V et il est appliqué entre les bornes 1 et 2, soit entre l'émetteur et le collecteur, ou si l'on veut, aux bornes de la charge R_L , car dans ce cas l'espace entre émetteur

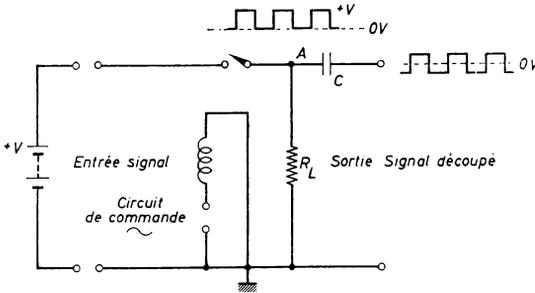


FIG. 1. — « Chopper » électromécanique.

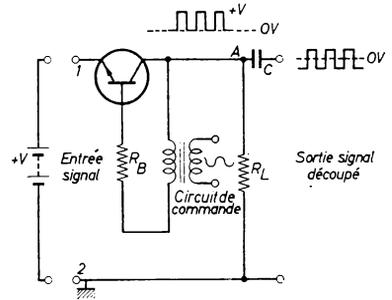


FIG. 2. — « Chopper » électronique.

et collecteur est en série avec la charge. Le signal de commande sinusoïdal ou carré est appliqué entre le collecteur et la base du « chopper » le rendant alternativement conducteur et bloqué.

La capacité C sert encore à isoler l'entrée vis-à-vis de la sortie. On recueille aux bornes de la charge un signal qui a la fréquence et la forme du signal de contrôle et le même niveau que le signal d'entrée.

Si un signal $+V$ est appliqué à l'entrée et si la base du transistor NPN est positive par rapport au collecteur, le transistor conduit et la résistance R_L est traversée par un courant qui produit une chute de tension égale à $+V$. Quand la base devient négative par rapport au collecteur, le transistor se bloque et aucun courant ne circule dans R_L , sauf le courant de fuite très faible (qui est de l'ordre de 2 nA), et la tension au point A tombe à zéro.

Un « chopper » à transistor n'est pas un interrupteur parfait ; en effet, quand le transistor conduit, il existe une faible tension entre le collecteur et l'émetteur appelée « tension d'off-set » et une résistance de conduction R_L , et l'on peut considérer que cette tension et cette résistance sont en série dans le circuit émetteur-collecteur. Cela produit une chute de tension qui influence le signal d'entrée.

Quand l'interrupteur est ouvert (transistor bloqué) il existe un courant de fuite appelé « courant d'off-set ». Il circule entre l'émetteur et le collecteur et produit une chute de tension dans la résistance de charge R_L . Ainsi, la tension au point A ne retombe pas exactement à zéro.

Si le signal de commande est sinusoïdal ou carré, la jonction base-collecteur va conduire ou sera bloquée alternativement, ce qui connecte le point A à l'entrée $+V$ à chaque demi-période positive. Dans ce cas, le circuit découpe le signal d'entrée, à la fréquence du signal de commande.

La capacité C isole la sortie de l'entrée, et déplace le niveau au-dessus et au-dessous du niveau zéro. Le signal de sortie est un signal sinusoïdal ou carré qui a la même fréquence que le signal de commande, et la même tension de crête-à-crête que celle du signal d'entrée. Ce signal alternatif peut alors être amplifié, reproduit et reconverti en signal continu selon les méthodes habituelles.

3. — UTILISATION DES « CHOPPERS »

Il existe deux groupes principaux de circuits pour l'utilisation des « choppers » :

- *en série* avec la charge,
- *en parallèle* sur la charge.

Par ailleurs, les transistors « choppers » peuvent être utilisés seuls ou par paire. Dans ce cas, les transistors sont mesurés et assortis de manière que la tension d'off-set de l'un compense autant que possible celle de l'autre ; la tension d'off-set différentielle peut être inférieure à $50 \mu\text{V}$ (A 569).

4. — APPLICATIONS DES « CHOPPERS »

Les transistors « choppers » peuvent être utilisés avec tous les capteurs donnant un faible signal continu, proportionnel à la grandeur à mesurer, par exemple : thermocouples, sondes à résistance, jauges de contrainte, thermistances (résistances C. T. N.), cellules photoélectriques, potentiomètres, etc.

Les « choppers » facilitent la réalisation d'une grande variété d'appareils de mesure de tensions très faibles, tels que : millivoltmètres, microampèremètres continus, pyromètres, régulateurs de température, pH mètres, hypermégohmmètres, appareils de mesure des courants telluriques, extensomètres, hygromètres, mesure de résistivités, etc. On les emploie également pour le contrôle des procédés chimiques et en électronique médicale.

Les appareils de mesure de faibles tensions continues se distinguent essentiellement les uns des autres par les capteurs, sondes, ou éléments sensibles sur lesquels est prélevée la tension à mesurer.

Le capteur attaque alors un amplificateur continu suivi d'un galvanomètre dont le cadran est étalonné et gradué selon la grandeur à mesurer.

Le « chopper », tout en constituant un étage supplémentaire, permet de simplifier ces appareils de mesure parce que l'amplificateur continu, toujours délicat à réaliser, est remplacé par un amplificateur alternatif.

Le schéma fonctionnel devient celui de la figure 14.

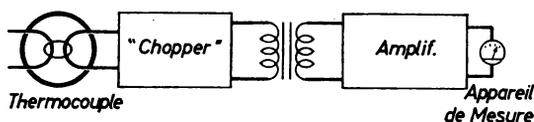


FIG. 14.

Les régulateurs sont des appareils de mesure munis d'un système de veille à seuil. Il réagit à un niveau de consigne, et donne alors un ordre qui permet de faire revenir la grandeur mesurée dans les limites fixées.

Là encore, les « choppers » permettent de remplacer l'amplificateur continu par un amplificateur alternatif plus simple et plus stable.

Pour des raisons de simplicité et de stabilité, les pyromètres et régulateurs de température sont souvent dépourvus d'amplificateurs. Même les régulateurs, dits

électroniques, sont en fait des galvanomètres connectés sur un thermocouple ; étant donné la très faible f.é.m. fournie par les thermocouples, il est évident que les appareils de mesure de température très sensibles sont aussi très fragiles.

Les « choppers », en autorisant l'amplification en courant périodique du signal délivré par le thermocouple, permettent d'utiliser des appareils de mesure très robustes, résistant aux chocs et aux vibrations.

Ils permettent également de réaliser des régulateurs entièrement électroniques, donc sans pièces mobiles, l'appareil de mesure ne jouant plus qu'un rôle d'affichage.

(Extraits de la notice : *Les « Choppers » (découpeurs) et leurs applications*, éditée par le Bureau de Documentation Technique « La Radiotechnique », Division *Composants électroniques*.)



EXERCICES DU CHAPITRE IV

1. Le circuit de temporisation de la figure IV, 1 introduit un délai entre l'application du signal de commande $-E$ et le changement d'état du transistor utilisé en commutation. Dz est une diode Zéner, de tension $V_Z = 6$ V.

1° Expliquer le fonctionnement du montage.

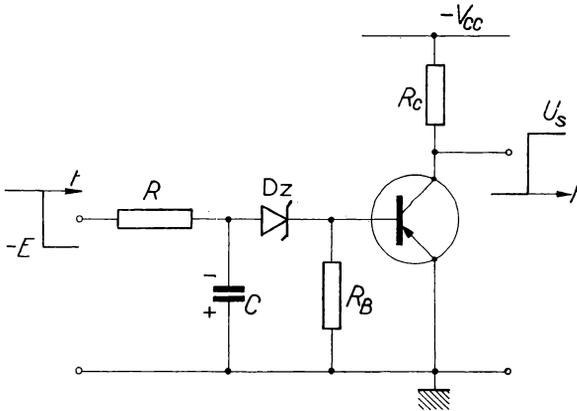


FIG. IV, 1.

- 2° Calculer la résistance R . On donne : gain en courant du transistor, pour les grands signaux : $h_{21E} = 50$; tension de commande : $E = 12$ V ; $R_B = 1$ k Ω ; résistance d'entrée du transistor : 1 k Ω ; $I_C = 5$ mA.
- 3° Le montage étant muni de la résistance R ainsi calculée, pour quelle valeur de la capacité C le retard est-il 1 seconde ?
2. Un transistor est commandé par un courant de base rectangulaire prenant les deux valeurs 0 et $I_{B1} > I_{B \min}$; pour $I_B = I_{B \min}$, le transistor est à la limite de saturation.
- 1° Exprimer le temps de montée t_r en fonction de $I_{C \max}$, I_{B1} , β_N , ω_β , en supposant que la partie utile de l'exponentielle $i_c(t)$ est remplacée par la tangente à l'origine.
- 2° Application numérique. — Transistor OC 72 (réseau $I_C - V_{CE}$, 1^{re} Partie, p. 119). $V_{cc} = 24$ V ; charge $R_c = 250$ Ω ; $f_\beta = 8$ kHz.
- a) Tracer la droite de charge et en déduire $I_{B \min}$ et β_N ($h = h_{21E}$).
- b) Calculer t_r pour $I_{B1} = 5 I_{B \min}$.

$$\text{Réponses : } t_r = \frac{0,8}{\omega_\beta \beta_N} \frac{I_{C \max}}{I_{B1}} = 3,2 \mu s.$$

3. Même question, mais le temps de montée est défini par l'accroissement du courant collecteur de 0 à 0,9 $I_{C \max}$:

1° On remplace la partie utile de l'exponentielle $i_c(t)$ par la tangente à l'origine.

2° On considère l'exponentielle $i_c(t)$.

Réponses : 3,6 μs — 4 μs .

4. Un transistor monté en émetteur commun est commandé par un courant de base rectangulaire prenant les deux valeurs 0 et I_{B1} . Avec la tension d'alimentation et la charge utilisées, la saturation commence pour $I_B = I_{B \min}$. On pose $\frac{I_{B1}}{I_{B \min}} = F_s$.

1° Sachant que la pulsation de coupure de $\beta_N (h_{21E})$ est $10^5 s^{-1}$, calculer le rapport $\frac{t_r}{t_1}$ du temps de montée pour $F_s = 1,5 ; 2 ; 3 ; 5 ; 10$ au temps de montée pour $F_s = 1$.
 Pour $F_s \geq 3$, on utilisera l'expression approchée $t_r = \frac{1}{\omega_3} \frac{I_{B \min}}{I_{B1}} = \frac{1}{F_s \omega_3}$.

2° Tracer la courbe des variations du rapport $\frac{t_r}{t_1}$ en fonction de F_s ; abscisses : 1 cm = 1 ; ordonnées : 10 cm = 1.

3° Comparer les rapports $\frac{t_{r2}}{t_{r1}}$ et $\frac{t_{r10}}{t_{r1}}$; quelle remarque suggère cette comparaison ?

Réponses : $t_{r1} = 23 \mu s$; $\frac{t_r}{t_1} = 0,40 ; 0,26 ; 0,15...$

5. Un transistor utilisé en commutation est monté comme l'indique la figure IV, 5.

1° Exprimer le courant de base I_B en fonction de V_B, E, V_{BE}, R, R_B .

2° On donne V_B ainsi que les valeurs de E, V_{BE}, I_B :

- à l'état saturé : E_1, V_{BE1}, I_{B1} ;
- à l'état bloqué : E_2, V_{BE2}, I_{B2} .

Écrire deux équations dans lesquelles R et R_B sont les seules inconnues.

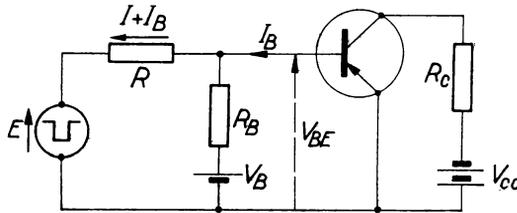


FIG. IV, 5.

3° Quels sont les signes de I_{B1} et I_{B2} compte tenu du sens positif adopté pour I_B ? Quel est le plus petit de ces deux courants ?

4° Sachant que $E_2 = 0$ et que V_{BE2} est négligeable devant V_B , calculer R et R_B à partir des équations de la question 2.

Application. — $V_B = 1,5 V$; $I_{B1} = 2 mA$; $I_{B2} = -0,05 mA$; $E_1 = -4$; $V_{BE1} = -0,2 V$. Quelles sont les valeurs de R et R_B ?

Réponses : 1° $I_B = \frac{V_{BE} - E}{R} - \frac{V_B - V_{BE}}{R_B}$.

4° 2 k Ω ; 30 k Ω .

6. On rappelle les relations :

$$t_r = \tau_c \ln \frac{\beta |I_{B1}|}{\beta |I_{B1}| - |I_{CM}|}; \quad t_f = \tau_c \ln \left(1 + \frac{|I_{CM}|}{\beta |I_{B2}|} \right); \quad t_s = \tau_s \ln \frac{|I_{B1}| + |I_{B2}|}{\frac{|I_{CM}|}{\beta} + |I_{B2}|}$$

t_r : temps de montée ; t_f : temps de descente ; t_s : retard du temps de descente (temps de stockage).

τ_c : constante de temps, alimentation en courant ; τ_s : constante de temps de désaturation.

I_B : courant base de déblocage ; I_{B2} : courant base de blocage.

$\beta = h_{21E}$: gain en courant, signaux forts, émetteur commun.

I_{CM} : courant maximal de collecteur.

ln : logarithme népérien.

Un transistor ASZ 15 (OC28), en émetteur commun, est alimenté sous $V_{cc} = 28 \text{ V}$; la charge est $R_c = 28 \Omega$; $-I_{B1} = 70 \text{ mA}$; $I_{B2} = 17,5 \text{ mA}$.

Le constructeur donne, pour $-I_{CM} = 1 \text{ A}$: $\tau_c = 45 \mu\text{s}$; $\tau_s = 30 \mu\text{s}$.

1° Calculer β sachant que l'on mesure, dans ces conditions, $t_r = 20 \mu\text{s}$.

2° Utilisant cette valeur de β , calculer t_f et t_s .

Réponses : 1° $\beta \approx 40$.

2° $t_f = 40 \mu\text{s}$; $t_s \approx 21,6 \mu\text{s}$.

7. Un transistor AC 125 utilisé en commutation est monté en émetteur commun avec : tension d'alimentation $-V_{cc} = 18 \text{ V}$, charge $R_c = 1 \text{ k}\Omega$, tension de contre polarisation $V_B = +6 \text{ V}$ en série avec $R_B = 2,7 \text{ k}\Omega$, résistance $R = 2,7 \text{ k}\Omega$ en série avec la tension de déblocage U_D .

1° On mesure la tension de sortie V_{CB} pour diverses valeurs de U_D :

$-U_D$ (V)	0	...	6	6,2	6,6	6,7	6,8	7,0	7,2	7,3	7,4	7,6	7,8	9	10	15	18
$-V_{CE}$ (V)	18	...	18	17,9	17,7	17,0	14,5	9,5	4,1	3,4	0,4	0,2	0,1	0,06	0,05	0,03	$\approx 0,03$

Tracer la courbe de variation de $-V_{CE}$ en fonction de $-U_D$. Pourquoi V_{CE} commence-t-elle à varier pour $-U_D = 6 \text{ V}$?

2° Tracer sur le même graphique la courbe de variation de $-I_C$ en fonction de $-U_D$.

3° Sur le réseau fourni par le constructeur, la droite de charge $V_{CE} = V_{cc} - R_c I_C$ coupe la caractéristique $I_B = -0,10 \text{ mA}$ pour $-V_{CE} = 4 \text{ V}$; $-I_B = 0,10 \text{ mA}$ correspond à $-V_{BE} = 160 \text{ mV}$.

Calculer la valeur correspondante de $-U_D$ et la comparer au résultat de la mesure ; cette dispersion interviendra-t-elle dans une commande par tension rectangulaire $-U_D$ entre 0 et 18 V ?

Réponse : 3° $-U_D = 6,6 \text{ V}$ (remplacer les branches U_D et V_B par des générateurs de courant ou appliquer le théorème de Millman).

8. Oscillogramme, p. 125.

1° La sensibilité pour I_B est 2 V/cm et la vitesse de balayage 20 $\mu\text{s/cm}$; la voie relative à I_B est connectée aux bornes d'une résistance $R = 100 \Omega$ (schéma p. 126).

- a) Combien 1 cm^2 vaut-il de microcoulombs ?
- b) Reporter la courbe $I_{B2}(t)$ sur papier millimétré transparent et évaluer l'aire qui correspond à $Q_{s \text{ max}}$ et à la charge supplémentaire Q_s' due à la saturation du transistor.
- c) Évaluer $Q_{s \text{ max}}$ en microcoulombs.

2° Vérifier le résultat précédent à l'aide de la relation du cours :

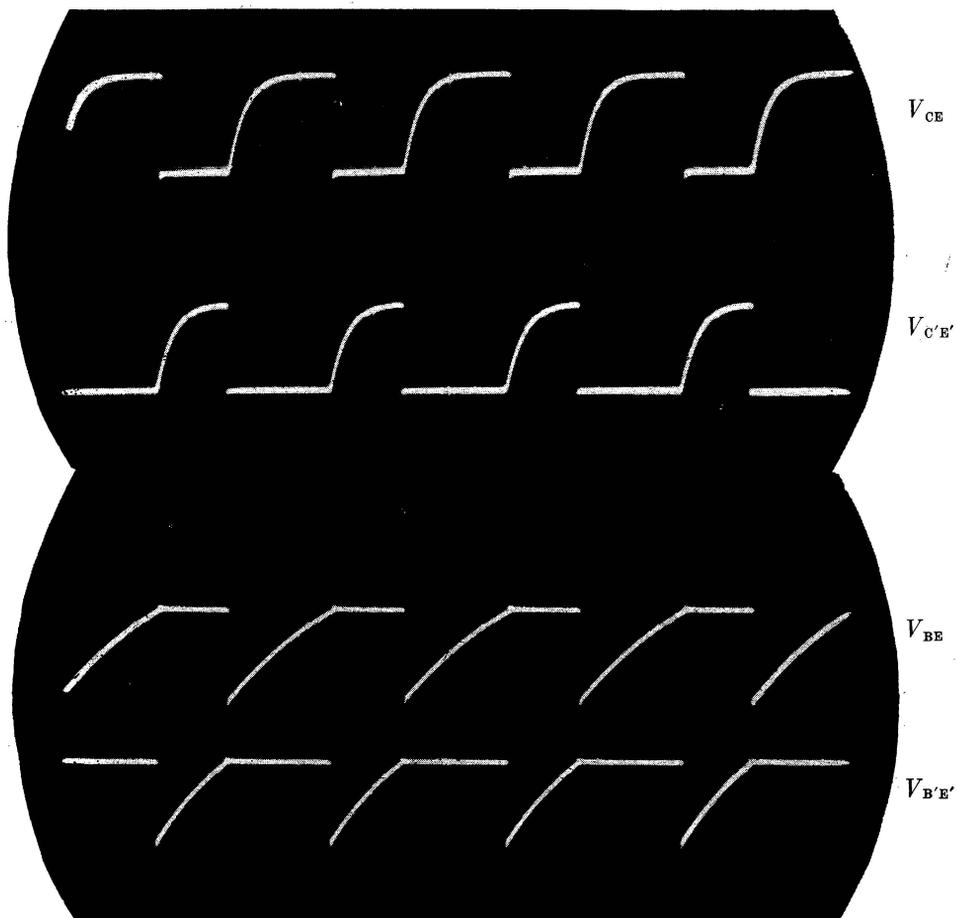
$$Q_{s \text{ max}} = \frac{I_{C \text{ max}}}{\omega_N}$$

$V_{ce} = 12 \text{ V}$; charge $R_c = 24 \ \Omega$.

ω_N : pulsation de coupure en base commune, dans le fonctionnement direct.

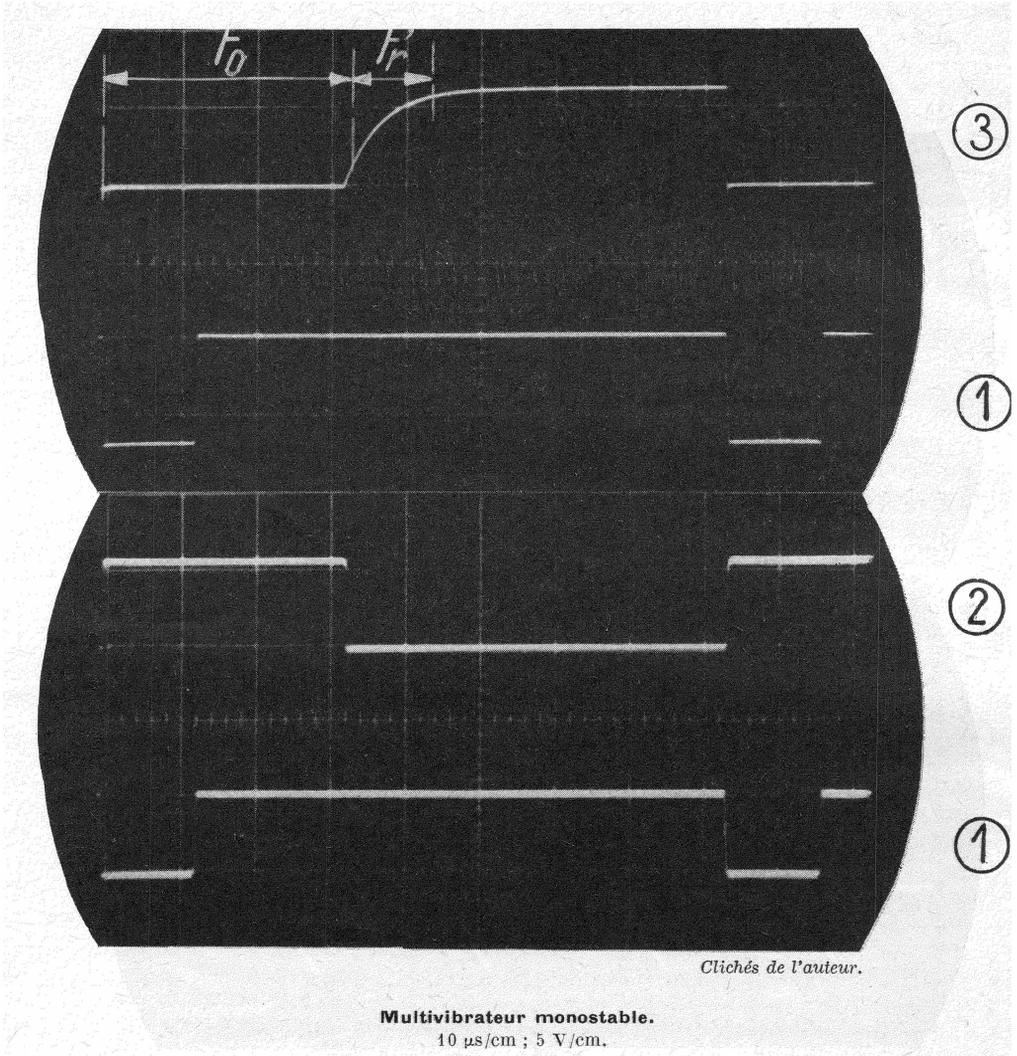
Pour le transistor ASZ 15 (ex OC 28), on prendra $f_\alpha = 250 \text{ kHz}$.

Réponse : 2° $Q_{s \text{ max}} = 0,32 \ \mu\text{C}$.



Clichés de l'auteur.

Multivibrateur astable (dissymétrique).
Les horizontales sont au niveau zéro des tensions.
Transistor 2 N 708, NPN au silicium, structure planar.



Multivibrateur monostable.

10 $\mu\text{s}/\text{cm}$; 5 V/cm.

- (1) Impulsions de commande, *négatives*.
 (2) V_{ce} : le transistor T (p. 145) est bloqué par la descente de l'impulsion de commande.
 (3) V_{ce} ; t_0 : durée de l'état instable ; t_r : temps de montée.

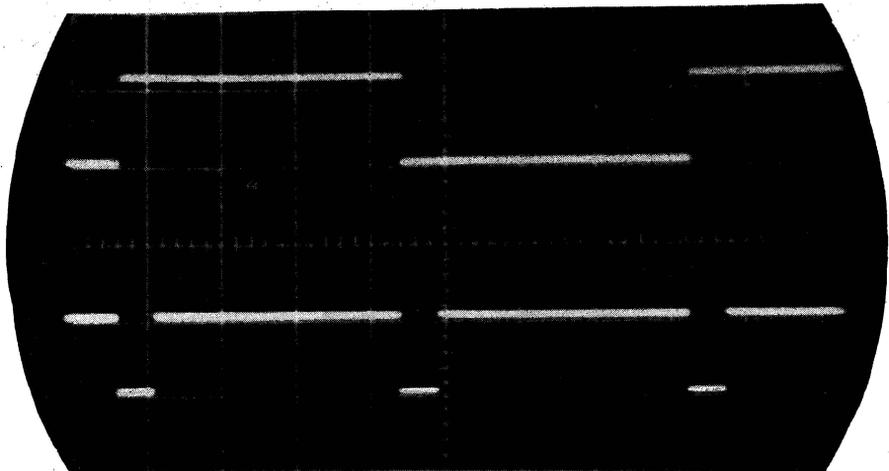
Ci-contre (page 159) :

Multivibrateur bistable.

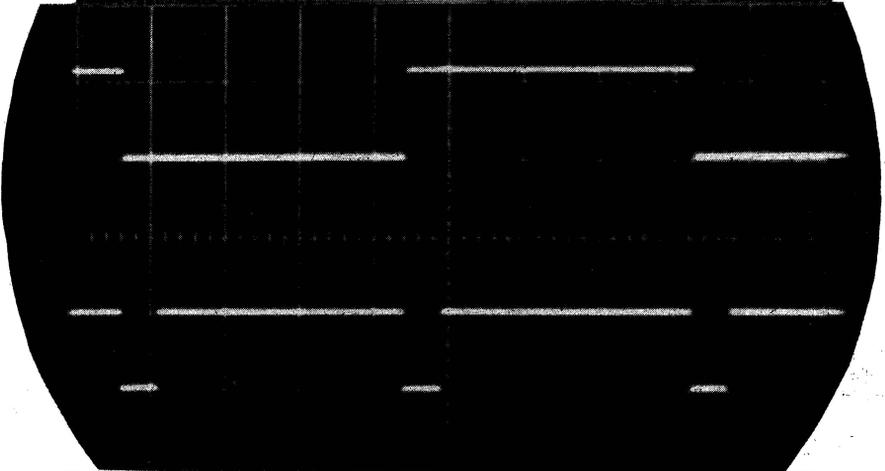
200 $\mu\text{s}/\text{cm}$; 5 V/cm.

De haut en bas :

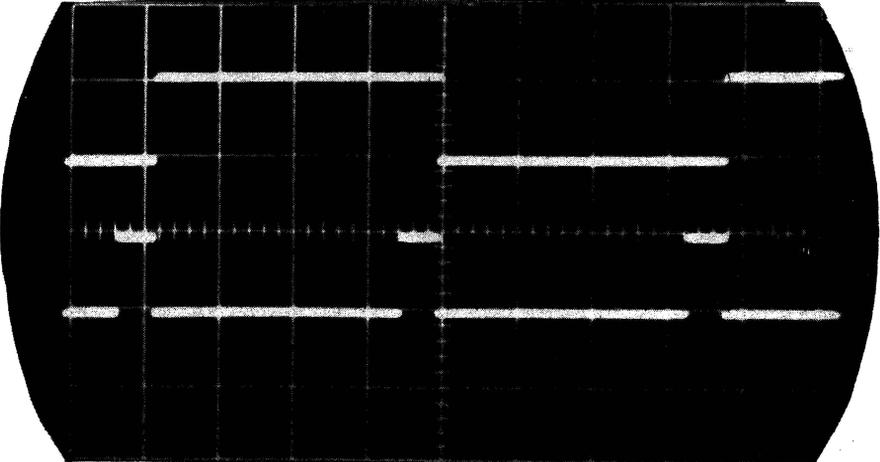
- Impulsions *négatives* et blocage du transistor saturé.
- Le blocage du transistor saturé débloque l'autre transistor.
- Impulsions *positives* : c'est encore la descente qui assure le blocage.



V_{CE}



$V_{C'E'}$



V_{CE}

Clichés de l'auteur.

TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P-N-P)
(De puissance - Applications Industrielles)

ASZ 15
(OC 28)

CARACTÉRISTIQUES (*)

($T_{fb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

Base commune	min	nom	max
— I_{CB0} ($-V_{CB} = 0,5\text{ V}$).....			0,1 mA
— I_{CB0} ($-V_{CB} = 14\text{ V}$) $T_{fb} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$			20 mA
— I_{CB0} ($-V_{CB} = 80\text{ V}$) $T_{fb} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$			30 mA
— V_{CE} ($V_{BE} = 2\text{ V}$; $-I_C = 6\text{ A}$).....	60		V (1)
Potentiel flottant			
— V_{EB} ($-V_{CB} = 60\text{ V}$; $I_E = 0$) $T_{fb} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$			0,5 V
Tension de perçage			
V_{PT}	80		V
— I_B ($-V_{CB} = 0$; $I_E = 1\text{ A}$).....	17,5		50 mA
— I_B ($-V_{CB} = 0$; $I_E = 6\text{ A}$).....	190		375 mA
— V_{BE} ($-V_{CB} = 0$; $I_E = 1\text{ A}$).....			0,8 V
— V_{BE} ($-V_{CB} = 0$; $I_E = 6\text{ A}$).....	0,6		1,6 V
f_{α} ($-V_{CB} = 6\text{ V}$; $I_E = 1\text{ A}$).....		250	kHz
Capacité du collecteur			
C_c ($-V_{CB} = 12\text{ V}$; $I_E = 0$).....		160	pF
Capacité de l'émetteur			
C_e ($-V_{EB} = 6\text{ V}$; $I_C = 0$).....		165	pF
Emetteur commun			
β ($-V_{CE} = 14\text{ V}$; $-I_C = 30\text{ mA}$).....	20		
β ($-V_{CE} = 1\text{ V}$; $-I_C = 1\text{ A}$).....	20	32	55
β ($-V_{CE} = 1\text{ V}$; $-I_C = 6\text{ A}$).....	15		30

(*) Caractéristiques provisoires.

(1) Mesuré en impulsions pour éviter une dissipation excessive. On prendra soin de ne pas dépasser une énergie transitoire max dissipée de 8 millijoules.

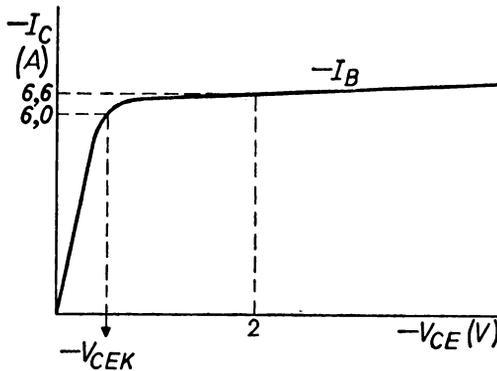
ASZ 15

(OC 28)

TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P-N-P) (De puissance - Applications Industrielles)

Tension de coude du collecteur

- $I_C = 6 \text{ A}$
- $I_B =$ valeur à laquelle $-I_C = 6,6 \text{ A}$ si $-V_{CE} = 2 \text{ V}$
- $V_{CEK} = 0,5 \text{ V}$ ou $< 1,0 \text{ V}$



COMPORTEMENT EN RÉGIME TRANSITOIRE

Constante de temps, alimentation en courant

	min	nom	max
τ_c ($-V_{CE} = 4 \text{ V}$; $-I_{CM} = 1 \text{ A}$).....	45	70	μs
τ_c ($-V_{CE} = 4 \text{ V}$; $-I_{CM} = 6 \text{ A}$).....	30	50	μs

Constante de temps, alimentation en tension

τ_v ($-V_{CE} = 4 \text{ V}$; $-I_{CM} = 1 \text{ A}$).....	45	70	μs
τ_v ($-V_{CE} = 4 \text{ V}$; $-I_{CM} = 6 \text{ A}$).....	40	55	μs

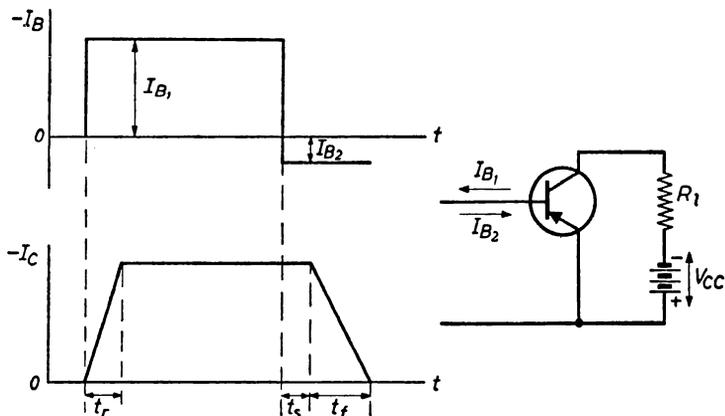
Constante de temps de désaturation

τ_s ($-V_{CE} = 0$; $-I_{BM} = 50 \text{ mA}$).....	30	50	μs
---	----	----	---------------

TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P-N-P)
(De puissance - Applications Industrielles)

ASZ 15
(OC 28)

FUNCTIONNEMENT CARACTÉRISTIQUE EN COMMUTATION



Temps de montée..... $t_r = \tau_c \text{Ln} \frac{\beta |I_{B1}|}{\beta |I_{B1}| - |I_{CM}|}$

Retard du temps de descente..... $t_s = \tau_s \text{Ln} \frac{|I_{B1}| + |I_{B2}|}{|I_{CM}| + |I_{B2}|}$
 β

Temps de descente..... $t_f = \tau_c \text{Ln} \left[1 + \frac{|I_{CM}|}{\beta |I_{B2}|} \right]$

Tension d'alimentation.....	V_{CC}	28	28 V
Résistance de charge.....	R_L	28	4,7 Ω
Courant collecteur max.....	$-I_{CM}$	1	6 A
Courant base de déblocage.....	$-I_{B1}$	70	480 mA
Courant base de blocage.....	I_{B2}	17,5	120 mA

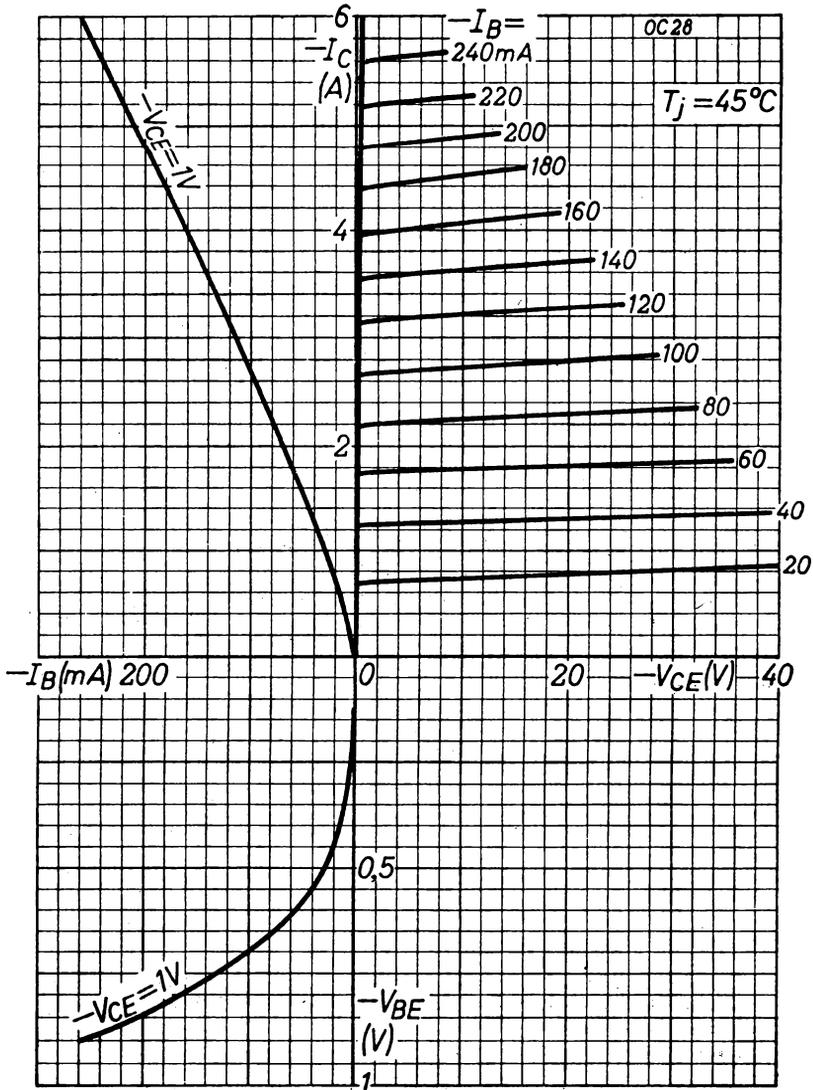
Temps de commutation

Temps de montée.....	t_r	20	20 μs
Retard du temps de descente.....	t_s	15	15 μs
Temps de descente.....	t_f	40	35 μs

ASZ 15

(OC 28)

TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P-N-P) (De puissance - Applications Industrielles)



ASZ 15

(OC 28)

TRANSISTOR AU GERMANIUM A JONCTIONS (P-N-P)

(De puissance - Applications Industrielles)

VALEURS A NE PAS DÉPASSER

(Limites absolues)

— V_{CBM} = max 80 V	— I_{CM} = max 6 A
— V_{CB} = max 80 V	— I_C = max 6 A
— V_{CEM} = max 60 V (1) (2)	I_{EM} = max 7,2 A
— V_{CE} = max 60 V (1) (2)	I_E = max 7,2 A
— V_{EBM} = max 40 V	— I_{BM} = max 2 A
— V_{EB} = max 40 V	— I_B = max 1 A

P_c ($T_{fb} \leq 45^\circ C$) (3) = max 30 W

T_j service continu.....	= 90 °C
T_j service intermittent.....	= 100 °C (4)
Température de stockage.....	= min -55 °C max + 75 °C

Résistance thermique

- a) Elévation de température entre la jonction et le fond du boîtier..... $K_{jb} \leq 1,5^\circ C/W$
- b) Elévation de température entre le radiateur thermique et le fond du boîtier, le transistor étant monté avec un appui en plomb de 1 mm et un isolant de mica..... $K \leq 0,5^\circ C/W$

(1) Voir courbe page 2725.

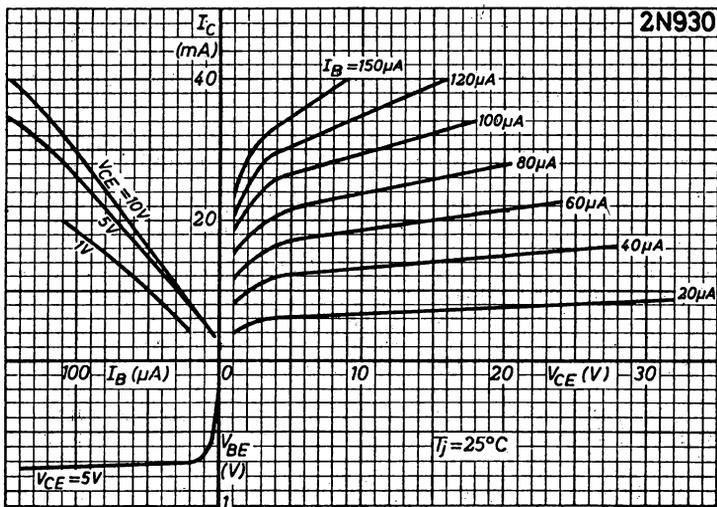
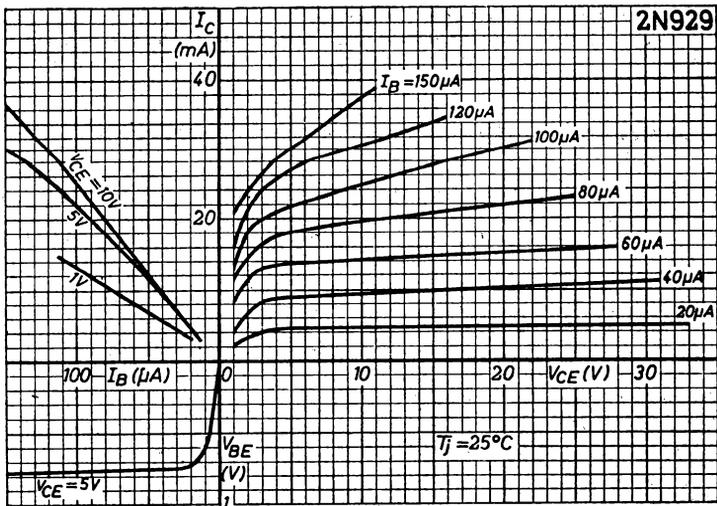
(2) On tolère des tensions plus élevées pendant les transitoires de coupure, à condition de ne pas dépasser une énergie dissipée de 8 millijoules.

(3) fb = fond du boîtier.

(4) Durée totale max : 200 heures.

**TRANSISTORS
AU SILICIUM
PLANAR (N-P-N)**

**2N 929
2N 930**



Document La Radiotechnique.

EXERCICES DE RÉVISION

R. 1. — Associations de quadripôles.

On considère deux quadripôles : Q' ($y'_{11}, y'_{12} \dots ; z'_{11}, z'_{12} \dots ; h'_{11}, h'_{12} \dots$) et Q'' ($y''_{11}, y''_{12} \dots$) ; les bornes de l'un peuvent être réunies de diverses façons à celles de l'autre, l'association se comportant comme un quadripôle équivalent Q ($y_{11}, y_{12}, \dots z_{11}, z_{12}, \dots h_{11}, h_{12} \dots$).

1° Quadripôles en parallèle : leurs entrées sont en parallèle, leurs sorties sont en parallèle. Montrer que :

$$y_{11} = y'_{11} + y''_{11} ; \quad \dots ; \quad y_{22} = y'_{22} + y''_{22}.$$

(Tracer le schéma ; écrire les équations de Q , Q' et Q'' ; utiliser $I_1 = I'_1 + I''_1$ et $I_2 = I'_2 + I''_2$.)

2° Quadripôles en série : entrées en série, sorties en série. Montrer que :

$$z_{11} = z'_{11} + z''_{11} ; \quad \dots ; \quad z_{22} = z'_{22} + z''_{22}.$$

3° Quadripôles en série-parallèle : entrée en série, sorties en parallèle. Montrer que :

$$h_{11} = h'_{11} + h''_{11} ; \quad \dots ; \quad h_{22} = h'_{22} + h''_{22}.$$

4° Quadripôles en parallèle-série : entrées en parallèle, sorties en série. On considère alors les paramètres g qui, à l'inverse des h , expriment I_1 et V_2 en fonction de V_1 et I_2 . Montrer que :

$$g_{11} = g'_{11} + g''_{11} ; \quad g_{12} = \dots ; \quad g_{22} = g'_{22} + g''_{22}.$$

(Les démonstrations élémentaires pourront être reprises, à titre d'initiation, avec la notation matricielle.)

R. 2. — Les paramètres a d'un quadripôle sont définis par les égalités :

$$V_1 = a_{11} V_2 + a_{12} (-I_2) \quad (1)$$

$$I_1 = a_{21} V_2 + a_{22} (-I_2), \quad (2)$$

qui expriment la tension et le courant d'entrée en fonction de la tension de sortie et du courant de sortie.

Soient deux quadripôles Q' ($a'_{11}, a'_{12}, a'_{21}, a'_{22}$) et Q'' ($a''_{11}, a''_{12}, a''_{21}, a''_{22}$) en cascade, l'entrée de Q'' étant reliée à la sortie de Q' . On désigne par Q ($a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$) le quadripôle équivalent au groupement Q', Q'' .

1° Représenter chaque quadripôle Q', Q'' par un rectangle ; indiquer sur ce schéma les tensions $V_1 = V'_1, V_2 = V''_1, V_2 = V''_2$ et les courants $I_1 = I'_1, I'_2 = -I''_1, I_2 = I''_2$.

Écrire les équations relatives à Q', Q'' et Q , analogue aux équations (1) et (2) ci-dessus.

2° Calculez les paramètres a de Q en fonction des paramètres a' de Q' et a'' de Q'' .

3° Vérifier que chaque a est la somme de deux produits obtenus en considérant la ligne des a' et la colonne des a'' qui lui correspondent dans la disposition suivante (1) :

$$\begin{array}{c} \begin{array}{cc} & \times \\ & \times \\ \times & \times \end{array} \\ \begin{bmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a''_{11} & a''_{12} \\ a''_{21} & a''_{22} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_{11} a''_{11} + a'_{12} a''_{21} & + \\ a_{11} & a_{12} \\ + & + \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \end{array}$$

R. 3. — Paramètres y de la triode.

Une triode de paramètres μ , ρ , s est montée en cathode commune (fig. R 3).

1° Audiofréquences. Les capacités interélectrodes n'interviennent pas. Montrer qu'il ne subsiste alors que l'une des deux équations aux paramètres y

$$\begin{aligned} i_g &= y_{11} v_g + y_{12} v_a \\ i_a &= y_{21} v_g + y_{22} v_a. \end{aligned}$$

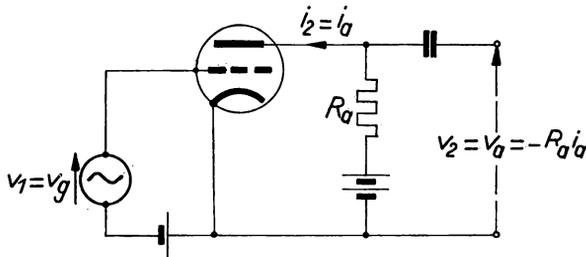


FIG. R. 3.

Exprimer les deux paramètres y non nuls en fonction des paramètres de la triode. Tracer le schéma équivalent à générateur de courant ; que devient-il, en première approximation, pour une pentode ?

2° Radiofréquences.

- Compléter le schéma équivalent précédent par les capacités interélectrodes C_{gk} , C_{ag} , C_{ak} . Montrer les analogies du schéma obtenu et du schéma de Giacchetto du transistor, ainsi que la différence essentielle, compte tenu des ordres de grandeur, en particulier de $r_{b'e}$ et $r_{b'e}$.
- Exprimer le courant de grille \bar{I}_g et le courant d'anode \bar{I}_a en fonction de la tension d'entrée \bar{V}_g et de la tension d'anode \bar{V}_a . En déduire les expressions des admittances.

R. 4. — 1° Simplifier le schéma de Giacchetto pour représenter le comportement du transistor aux basses fréquences (de l'ordre des centaines d'hertz).

(1) Règle de multiplication de deux matrices.

2° On rappelle que $r_{bb'} \ll r_{b'e} \ll r_{b'c}$: quelle est pratiquement la résistance d'entrée ? la résistance de sortie ?

3° On attaque par la tension V_e : calculer l'amplification en tension A_v pour une charge R_c . Comparer à l'amplification en tension d'une triode :

$$|A_v| = \frac{\mu R_a}{R_a + \rho}$$

R. 5. — Pour un transistor à sortie en court-circuit, le gain en courant β à la fréquence f , en émetteur commun est donné en fonction du gain β_0 aux B. F. par la relation :

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

f_β : fréquence de coupure de β , à 3 dB, pour laquelle $|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$.

1° Tracer la courbe représentant la variation de $\frac{|\beta|}{\beta_0}$ (échelle arithmétique)

en fonction de $\frac{f}{f_\beta}$ (échelle logarithmique : 0,01 à 100).

2° On exprime en décibels le rapport $\frac{|\beta|}{\beta_0}$:

$$G = 20 \lg \frac{|\beta|}{\beta_0} \text{ dB.}$$

Tracer la courbe représentant la variation de G en fonction de $\frac{f}{f_\beta}$ (échelle logarithmique).

Quel est, en dB, l'écart entre la courbe et le point d'intersection des deux asymptotes ? Quelle est, en décibels par octave, la pente de l'asymptote qui correspond aux fréquences élevées ?

3° Tracer la courbe représentant les variations de l'argument φ de β en fonction de $\frac{f}{f_\beta}$.

4° Tracer sur un même graphique les diagrammes asymptotiques, en coordonnées logarithmiques, de β et α en fonction de la fréquence f (utiliser les pages 86 et 87).

R. 6. — On considère le schéma équivalent naturel du transistor aux basses fréquences. On pose pour la durée du calcul, pour faciliter l'écriture : $V_{be} = V_1$; $V_{ce} = V_2$; $I_b = I_1$; $I_c = I_2$; $g_{b'e} = g_1$; $g_{b'c} = g_2$; $g_{ce} = g_3$.

1° Tracer le schéma et y reporter les notations utiles.

2° Exprimer I_1 en fonction de $V_{b'e}$ et V_2 , puis en fonction de V_1 et V_2 ; en déduire les expressions de $g_{b'e}$ et $g_{b'c}$ en fonction des paramètres hybrides du montage émetteur commun.

3° Exprimer I_2 en fonction de $V_{b'e}$ et V_2 , puis, compte tenu des résultats précédents, en fonction de I_1 et V_2 . En déduire les expressions de g_m et g_{ce} en fonction des paramètres hybrides.

Réponses : 1° Schéma naturel sans les capacités.

$$2^\circ g_{b'c} = \frac{h_{12e}}{h_{11e} - r_{bb'}} ; g_{b'e} = \frac{1 - h_{12e}}{h_{11e} - r_{bb'}}$$

R. 7. — Aux fréquences les plus élevées atteintes par un transistor, l'amplification maximale en puissance est, en émetteur commun :

$$A_{p \max} \approx \frac{g_m}{4 r_{bb'} C_{b'e} C_{b'e} \omega^2}$$

On débranche le générateur de commande et on constitue un oscillateur en réunissant la sortie et l'entrée de l'étage par un circuit de réaction sans perte.

1° A quelle valeur se fixe $A_{p \max}$? En déduire l'expression de la fréquence maximale d'oscillation f_{\max} . (L'expression de f_{\max} est la même pour les trois montages E. C. ; B. C. ; C. C. ; c'est un paramètre fondamental du transistor pour $f > f_{\max}$, le transistor n'amplifie plus.)

4° Application numérique. — Calculer f_{\max} et f_p par les deux transistors suivants :

- a) Transistor H. F. : $r_{bb'} = 80 \Omega$; $C_{b'e} = 800 \text{ pF}$; $C_{b'e} = 10 \text{ pF}$;
 $g_m = 40 \mu \text{ mhos}$; $r_{b'e} = 1 \text{ k}\Omega$; $r_{b'e} = 250 \text{ k}\Omega$.
- b) Transistor B. F. : $r_{bb'} = 400 \Omega$; $C_{b'e} = 10\,000 \text{ pF}$; $C_{b'e} = 40 \text{ pF}$;
 $g_m = 40 \mu \text{ mhos}$; $r_{b'e} = 1 \text{ k}\Omega$; $r_{b'e} = 2 \text{ M}\Omega$.

Réponses : 1° $f_{\max} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{g_m}{r_{bb'} C_{b'e} C_{b'e}}}$

2° $f_p = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}}$ (cours) :

a) 20 MHz ; 0,2 MHz.

b) 125 kHz ; 16 kHz.

R. 8. — On rappelle l'expression de l'admittance de sortie, entrée en court-circuit, pour le schéma équivalent naturel d'un transistor monté en émetteur commun :

$$y_{22e} = g_{ce} + y_{b'e} \frac{1 + r_{bb'} (y_{b'e} + g_m)}{1 + r_{bb'} (y_{b'e} + y_{b'e})} \quad (\text{Exercice III, 1}).$$

On pose : $y_{22e} = G_{22e} + j C_{22e}$;

$G_{22e} = \frac{1}{R_{22e}}$: conductance de sortie, inverse de la résistance de sortie R_{22e} ;

C_{22e} : capacité de sortie.

1° Compte tenu de la condition $y_{b'e} \ll y_{b'e}$, exprimer G_{22e} et C_{22e} en fonction de $r_{bb'}$, $g_{b'e}$, $g_{b'e}$, g_{ce} , g_m , $C_{b'e}$, $C_{b'e}$, ω .

Vérifier que $r_{bb'} C_{b'e} g_{b'e} \ll (1 + r_{bb'} g_{b'e}) C_{b'e}$ en adoptant les valeurs $r_{bb'} = 80 \Omega$; $C_{b'e} = 800 \text{ pF}$; $r_{b'e} = 1 \text{ k}\Omega$; $C_{b'e} = 10 \text{ pF}$, et simplifier l'expression trouvée pour C_{22e} .

2° La pulsation ω est nulle ($G_{22e} = G_{22e0}$; $C_{22e} = C_{22e0}$) :

a) Expression de G_{22e0} .

Retrouver cette expression par un calcul direct sur le schéma équivalent naturel.

Compte tenu de $g_{b'e} \ll g_{ce}$, montrer que $G_{22e0} \approx g_{ce} \approx h_{22e}$.

b) Exprimer C_{22e0} en fonction de la pente externe :

$$s_0 = \frac{g_{m0}}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}} \quad (\text{Ch. III, § C}).$$

3° La pulsation ω tend vers l'infini.

- a) Montrer, compte tenu des ordres de grandeur que $G_{22e\infty} \approx \alpha_0 \omega_\alpha C_{b'e}$
 ($\omega_\alpha = \frac{1}{r_e C_{b'e}}$: pulsation de coupure de l'amplification en courant, sortie en court-circuit, du montage base commune).
- b) Valeur de $C_{22e\infty}$ en fonction de $C_{b'e}$.

Réponses : 1° $G_{22e} = g_{ce} + g_{b'e} + r_{bb'} g_m \frac{(1 + r_{bb'} g_{b'e}) g_{b'e} + r_{bb'} C_{b'e} C_{b'e} \omega^2}{(1 + r_{bb'} g_{b'e})^2 + (r_{bb'} C_{b'e} \omega)^2}$
 $C_{22e} \approx C_{b'e} + r_{bb'} g_m \frac{C_{b'e}}{1 + r_{bb'} g_{b'e}}$

- 2° a) Pour le calcul direct, exprimer I_2 (penser à remplacer $V_{b'e}$ par son expression en fonction de V_2).
- b) $C_{22e0} = C_{b'e} (1 + s_0 r_{bb'})$.

R. 9. — 1° Le schéma équivalent naturel étant donné en émetteur commun ($r_{bb'}$, $r_{b'e}$, $C_{b'e}$, $r_{b'c}$, $C_{b'c}$, g_m , r_{ce}), dessiner, avec ces mêmes éléments, le montage base commune.

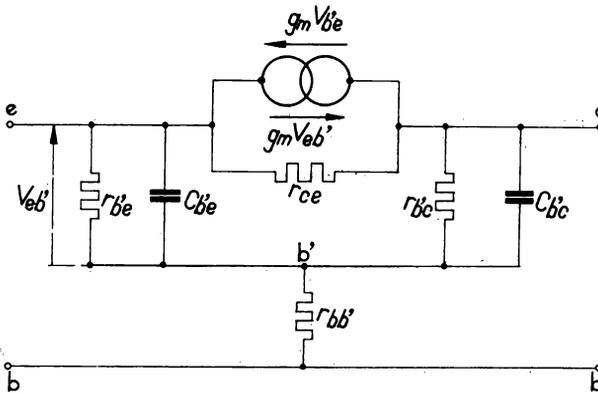


FIG. R. 9, a.

- 2° Montrer que l'on peut transformer le schéma obtenu en suivant les indications des figures R 9 : a, b, c, d. On rappelle que : $g_m = \frac{\alpha_0}{r_e}$; $r_{b'e} = (\beta_0 + 1) r_e$; r_e : résistance différentielle directe de la jonction d'émetteur. Montrer que :

$$g_{eb'} = g_{b'e} + g_m = \frac{1}{r_e}$$

Quels sont les éléments communs aux deux schémas E. C. et B. C. ? Quels sont les éléments non communs ?

- 3° Dans chacun des schémas, on néglige l'influence du pont de réaction entre l'entrée et la sortie :

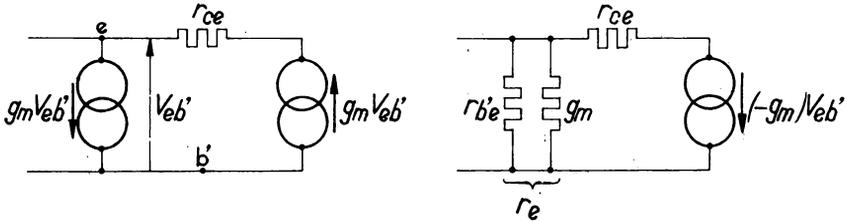


FIG. R 9, b et c.

- a) Exprimer les fréquences de coupure des gains en courant f_β (E. C.) et f_α (B. C.) en fonction de $r_{b'e}$, r_e , $C_{b'e}$. Montrer que f_α est indépendante du courant continu I_B .
- b) Établir la relation entre f_β , f_α et α_0 (ou β_0).

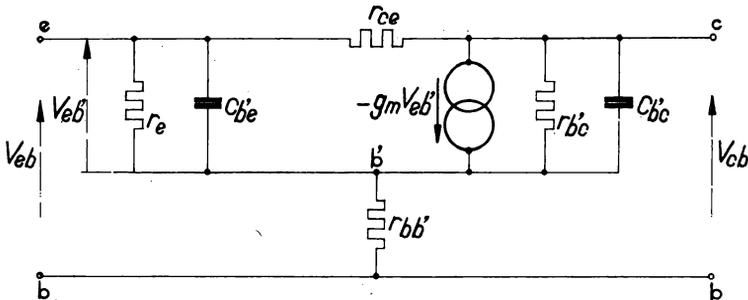


FIG. R 9, d.

4° On rappelle l'expression de la fréquence de coupure f_s de la pente externe s_s

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \frac{r_{b'e} + r_{bb'}}{r_{b'e} r_{bb'} C_{b'e}}$$

- a) Sachant que $r_{b'e} \gg r_{bb'}$, montrer que $f_s \approx f_\alpha \frac{r_e}{r_{bb'}}$.

Application. $r_{bb'} = 100 \Omega$; $I_B = 2 \text{ mA}$: quelle est la valeur de r_e à 290° K ? Calculer f_s en fonction de f_α .

- b) On mesure $C_{b'e}$ connaissant r_e et $r_{bb'}$: quelles relations peut-on utiliser ? Dédire de la question a que l'on mesurera f_s de préférence à f_α .

R. 10. — On considère l'amplificateur à courant continu représenté sur la figure 1.

Le premier transistor est monté en collecteur commun et le second en émetteur commun avec une résistance d'émetteur R_{E2} en contre réaction.

On désignera par ρ_s la résistance de sortie du transistor T_1 (c'est-à-dire que T_1 se comportera vis-à-vis de T_2 comme un générateur de résistance interne $\frac{\rho_s R_{E1}}{\rho_s + R_{E1}}$, et par ρ_e la résistance d'entrée du transistor T_2 ; $-\alpha_1$ et $-\alpha_2$ sont respectivement les coefficients h_{21B} de T_1 et T_2 .

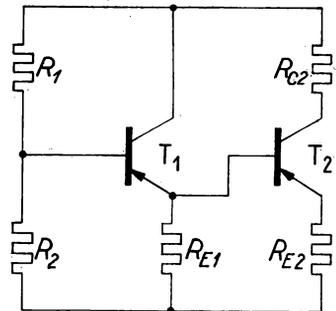


FIG. 1.

On admettra que les variations de I_{C1} et I_{C2} en fonction de la température sont dues seulement aux variations de I_{CBO1} et I_{CBO2} .

Le courant I_{CBO1} de T_1 entraîne une variation de I_{C1} et I_{C2} et de même une variation de I_{CBO2} entraîne une variation de I_{C1} et I_{C2} . On notera :

$$\begin{aligned}\Delta I_{C1} &= S_{11} \Delta I_{CBO1} + S_{12} \Delta I_{CBO2} \\ \Delta I_{C2} &= S_{21} \Delta I_{CBO1} + S_{22} \Delta I_{CBO2}.\end{aligned}$$

1° Déterminer le coefficient S_{11} . Pour cela, on remplacera le transistor T_2 par sa résistance d'entrée ρ_e (fig. 2), et l'on pourra se servir des résultats du cours.

2° Déterminer le coefficient de stabilité S_{22} en remplaçant le transistor T_1 par sa résistance de sortie (fig. 3).

3° Déterminer le coefficient S_{21} . Pour cela, on calculera le courant qui passe à travers la résistance ρ_e (fig. 4) lorsque le transistor T_1 est branché seul. Ce courant représente l'accroissement du courant base de T_2 pour une variation de I_{CBO1} . On en déduira l'accroissement ΔI_{C2} du transistor T_2 .

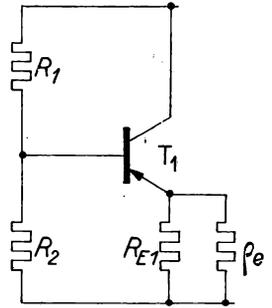


FIG. 2.

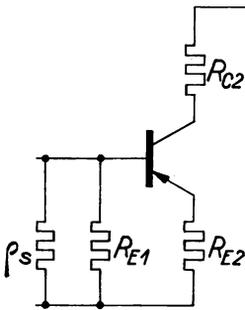


FIG. 3.

I. E. P
H. HAQUES

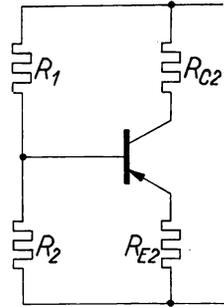


FIG. 4.

4° Déterminer de la même manière le coefficient S_{12} .

5° T_1 est un transistor de faible puissance et T_2 un transistor de moyenne puissance.

Pour $T = 25^\circ$ on a $I_{CBO1} = 5 \mu\text{A}$ et $I_{CBO2} = 20 \mu\text{A}$.

Pour $T = 50^\circ$ on a $I_{CBO1} = 50 \mu\text{A}$ et $I_{CBO2} = 250 \mu\text{A}$.

Déduire des calculs précédents la variation du courant ΔI_{C2} lorsque la température des deux transistors varie de 25° à 50° .

6° Déterminer ΔI_{C2} dans le cas où T_2 serait monté comme l'indique la figure 19 pour une même variation de la température.

On fera dans toutes les questions l'application numérique suivante :

$$\begin{aligned}R_1 &= 50 \text{ k}\Omega, & R_2 &= 2 \text{ k}\Omega, & \alpha_1 &= 0,96, & \alpha_2 &= 0,98, \\ R_{E1} &= 100 \Omega, & R_{E2} &= 1 \text{ k}\Omega, & R_{C2} &= 1 \text{ k}\Omega.\end{aligned}$$

On prendra $\rho_s = 50 \Omega$, $\rho_e = 1 \text{ k}\Omega$.

(C. N. A. M. Centre associé Orest-Parisien.)

R. 11. — 1° On considère les deux transistors T_1 et T_2 montés comme l'indique la figure 1. Les courants continus et les tensions continues intéressant ces transistors sont portés sur la figure 1 avec les orientations habituelles.

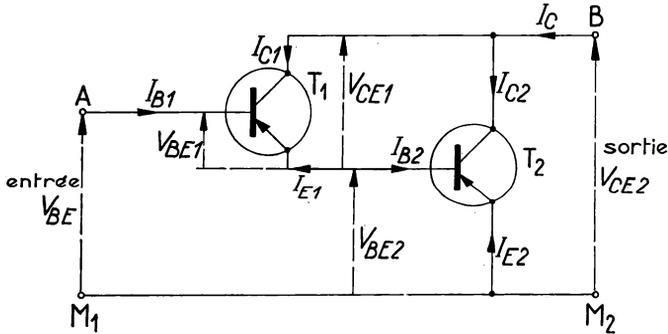


FIG. 1.

Ces transistors forment un quadripôle dont les bornes sont A , B , M_1 , M_2 que l'on peut assimiler à un transistor équivalent T monté en émetteur commun (fig. 2). On appellera respectivement β_1 , β_2 , β et I_{CB01} , I_{CB02} , I_{CB0} les gains en courant dans le montage émetteur commun et les courants résiduels de collecteur dans le montage base commune, des transistors T_1 , T_2 et T .

On remarquera que $I_{B1} = I_B$, $I_E = I_{E2}$, $I_C = I_{C1} + I_{C2}$, et $V_{CE} = V_{CE2}$. On se souviendra que dans un transistor $I_E + I_B + I_C = 0$.

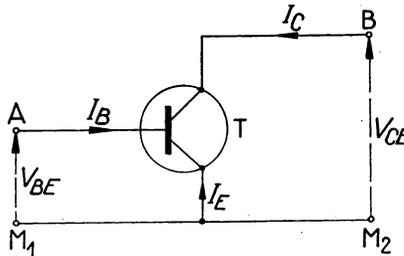


FIG. 2.

- a) Établir la relation qui lie I_B et I_E .
 - b) En supposant β_1 et β_2 indépendants des tensions V_{CB1} et V_{CB2} , déduire de cette relation :
 - la valeur de I_{CB0} ;
 - la valeur de β .
- 2° On rappelle que, pour les petits signaux, on peut assimiler le transistor à un quadripôle linéaire qu'on définit à l'aide de quatre paramètres. On appellera, pour simplifier les notations, h_e , h_o , h_c , h_s les paramètres

hybrides habituellement notés $h_{11E}, h_{12E}, h_{21E}, h_{22E}$, c'est-à-dire que les variations v_{BE1} de V_{BE1} , v_{CE1} de V_{CE1} ... du transistor T_1 seront liées par les relations :

$$A \quad \left\| \begin{array}{l} v_{BE1} = h_{e1} i_{B1} + h_{v1} v_{CE1} \\ i_{C1} = h_{c1} i_{B1} + h_{s1} v_{CE1} \end{array} \right.$$

et de même pour le transistor T_2 :

$$B \quad \left\| \begin{array}{l} v_{BE2} = h_{e2} i_{B2} + h_{v2} v_{CE2} \\ i_{C2} = h_{c2} i_{B2} + h_{s2} v_{CE2} \end{array} \right.$$

et pour le transistor équivalent :

$$C \quad \left\| \begin{array}{l} v_{BE} = h_e i_B + h_v v_{CE} \\ i_C = h_c i_B + h_s v_{CE} \end{array} \right.$$

- Exprimer, à partir des relations du groupe B, la tension v_{CE1} en fonction de i_{B2} et v_{CE2} .
- Exprimer, à partir des relations du groupe A, le courant i_{B2} en fonction de v_{CE1} et i_{B1} .
- Montrer, à partir des relations précédentes, que :

$$v_{CE1} = \frac{1 - h_{v2}}{1 + h_{s2} h_{e2}} v_{CE2} - \frac{h_{e2} (1 + h_{c1})}{1 + h_{s1} h_{e2}} i_{B1}$$

$$i_{B2} = \frac{h_{s1} (1 - h_{v2})}{1 + h_{s1} h_{e2}} v_{CE2} + \frac{1 + h_{c1}}{1 + h_{s1} h_{e2}} i_{B1}$$

- En supposant que h_{v1} et $h_{v2} \ll 1$ et que $h_{s1} h_{e2} \ll 1$, simplifier les formules précédentes et établir les expressions des paramètres h_e, h_v, h_c, h_s du transistor équivalent.

Applications numériques :

$$h_{e1} = h_{e2} = 1\,000 \, \Omega$$

$$h_{c1} = h_{c2} = 50$$

$$h_{v1} = h_{v2} = 10^{-4}$$

$$h_{s1} = h_{s2} = 10^{-6} \, \Omega$$

(C. N. A. M. : Centre associé Ouest-Parisien.)

Réponses : 1° : $I_E = -(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)I_B + (\beta_2 + 1)[(\beta_1 + 1)I_{CBO1} + I_{CBO2}]$

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \quad I_{CBO} = I_{CBO1} + \frac{I_{CBO2}}{\beta_1 + 1}$$

2° d : $h_e = 52 \, \text{k} \, \Omega$; $h_v = 10^{-4}$; $h_c = 2\,600$; $h_s = 52 \cdot 10^{-6} \, \Omega^{-1}$.

R. 12. — Première partie :

On considère un transistor du type PNP monté comme l'indique la figure 1. On fait choix, pour ce montage, du point de fonctionnement défini par :

$$I_C = -2 \, \text{mA} ; I_B = -0,050 \, \text{mA} ; V_{CE} = -6 \, \text{V}$$

et on se fixe *a priori* $R_C = 2,5 \, \text{k} \, \Omega$, la tension d'alimentation étant $V_{CC} = -12 \, \text{V}$. On supposera nulle la tension continue existant entre la base et l'émetteur.

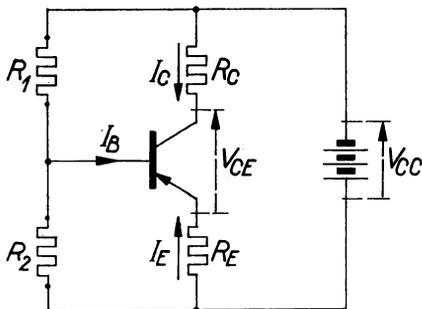


FIG. 1.

- 1° Établir l'expression de la résistance d'émetteur R_E en fonction de I_C , I_B , R_C , V_{CE} , V_{CC} , de façon à se trouver au point de fonctionnement défini précédemment. Donner la valeur numérique de R_E .
- 2° Déterminer la résistance R définie par l'égalité : $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$ en fonction de S , α , R_E . Donner la valeur numérique de R pour obtenir $S = 5$, lorsque $\alpha = 0,98$ (S : facteur de stabilité).

Seconde partie :

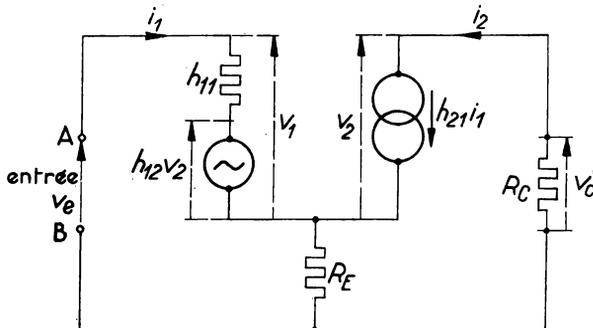


FIG. 2.

On applique à l'entrée du montage une tension alternative de faible amplitude v_e . On remplace le transistor par le quadripôle équivalent représenté sur la figure 2. On supposera que $h_{22} = 0$, de telle sorte que les équations propres au transistor deviennent :

$$\begin{aligned} v_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} v_2, \\ i_2 &= h_{21} i_1. \end{aligned}$$

Déterminer en fonction de h_{11} , h_{12} , h_{21} , R_E , R_C :

- 1° Le gain en tension $A_v = \frac{v_c}{v_e}$.

2° La résistance d'entrée $R_e = \frac{v_e}{i_1}$.

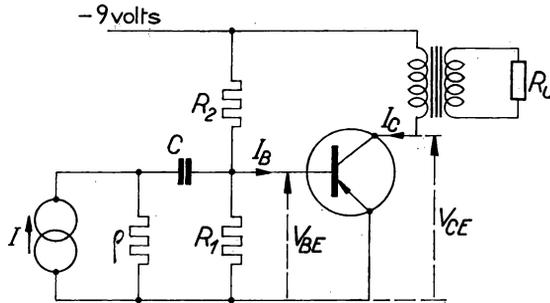
3° Le gain en puissance défini par le rapport de la puissance fournie à R_c à la puissance d'entrée.

(C. N. A. M. : Centre associé Ouest-Parisien.)

Réponses : $R_E = 488$ ohms ; $R = 2,17$ k Ω ;

$$A_v = \frac{h_{21} R_c}{h_{11} + (1 + h_{21})(1 - h_{12})R_E - h_{21} h_{12} R_c}$$

R. 13. — On réalise l'étage final d'un amplificateur B. F. à transistors suivant le schéma ci-dessous sur lequel les flèches indiquent les sens conventionnellement adoptés pour les courants et intensités. L'étage précédent est figuré par un générateur de courant I , d'admittance interne $1/\rho$, couplé à la base du transistor par une capacité C d'impédance négligeable pour les fréquences considérées. L'appareil électro-acoustique d'utilisation est figuré par une résistance $R_u = 1\,000\ \Omega$, il est couplé au transistor par un transformateur T considéré comme parfait.



Les conditions de fonctionnement au repos sont :

$$\begin{aligned} |V_{CE}| &= 9\text{ V} \\ |I_C| &= 5\text{ mA} \\ |I_B| &= 120\ \mu\text{A} \\ |V_{BE}| &= 0,18\text{ V.} \end{aligned}$$

Les paramètres h du transistor sont :

$$h_{11} = 800\ \Omega, \quad h_{12} = 6 \cdot 10^{-4}, \quad h_{21} = 50, \quad h_{22} = 0,1\text{ mA/V.}$$

On se fixe $R_1 = 6\,000\ \Omega$.

1° Indiquer si le transistor utilisé est NPN ou PNP, préciser les signes des grandeurs ci-dessus et reproduire le schéma en y indiquant les sens physiques des courants.

2° Calculer la valeur de R_2 convenable pour réaliser les conditions de fonctionnement au repos.

3° On admettra que les caractéristiques I_c/V_{CE} à I_B constant sont des droites équidistantes dans tout le quart de plan utile. Tracer la droite de charge optimale et en déduire : l'impédance de charge, le rapport de transformation de T , la puissance de sortie maximale, le rendement.

4° Calculer l'impédance d'entrée de l'étage amplificateur. Prenant $\rho = 10\,000 \Omega$, calculer les valeurs suivantes correspondant à la puissance maximale de sortie :

- Intensité I .
- Puissance d'excitation et gain de puissance.
- Puissance disponible du générateur et gain d'insertion.

[Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris. Examen du Cours des Transmissions Radioélectriques (1962, premier problème)].

Réponses : 2° : $R_2 = 58,8 \text{ k}\Omega$; 3° : $R_c = 1,8 \text{ k}\Omega$; $n = \frac{n_2}{n_1} = 0,745$;

$P_{s \text{ max}} = 22,5 \text{ mW}$; $\eta = 0,485$.

4° : **résistance étage : 663 ohms ; $I = 101 \mu\text{A}$; $A_p \approx 3\,750$.**

Gain d'insertion : 2 660.

R. 14. — Pulsations de coupure ω_β , ω_s , ω_α .

Dans le schéma naturel du transistor H. F. (p. 82), on fait l'approximation $r_{b'e}$ infinie, $C_{b'e} = 0$.

1° Montrer que la pulsation de coupure ω_β de $\beta = h_{21e}$ à -3 dB correspond à une attaque en courant (I_b constant) et à l'égalité $\frac{1}{C_{b'e} \omega_\beta} = r_{b'e}$. Quelle composante du courant d'entrée est amplifiée par le transistor ?

2° Pulsation de coupure ω_s de la pente externe s . On attaque en tension (V_{be} constante).

a) Exprimer la résistance interne r du générateur de Thévenin qui débite dans $C_{b'e}$.

b) En déduire que ω_s correspond à l'égalité $\frac{1}{C_{b'e} \omega_s} = r$.

c) Exprimer le rapport $\frac{\omega_s}{\omega_\beta} = \frac{f_s}{f_\beta}$.

3° Tracer le schéma équivalent à l'entrée dans le montage base commune (voir p. 167).

En déduire, par une égalité analogue aux précédentes, la pulsation de coupure ω_α de $\alpha = -h_{21b}$ et le rapport $\frac{\omega_\alpha}{\omega_\beta} = \frac{f_\alpha}{f_\beta}$.

R. 15. — Étage à contre-réaction parallèle-parallèle (ou courant-tension) : calculs sur le schéma équivalent.

On polarise un étage à transistor par une résistance R_1 entre collecteur et base. On donne, au point de repos obtenu : β (ou h_{21e}) et h_{11e} ; on néglige h_{12e} et l'on adopte une charge $R_c \ll \rho$ (ou $\frac{1}{h_{22e}}$). Dans chaque question, on fera le calcul littéral puis l'application numérique avec : $\beta = 100$; $h_{11e} = 1,25 \text{ k}\Omega$; $R_c = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$; tension aux bornes de $R_g = 50 \text{ k}\Omega$: 1 volt. En pratique, les conditions $i_i \ll i_c$ et $v_{be} \ll u_s$ sont satisfaites. Calculer :

1° L'amplification en courant $A_i = \frac{i_c}{i_g}$.

$$A_i = \frac{i_c}{i_g}$$

2° La résistance d'entrée $R_e = \frac{v_{be}}{i_g}$.

$$R_e = \frac{v_{be}}{i_g}$$

3° Le rapport $\frac{u_s}{i_g}$.

4° L'amplification en tension $A_v = \frac{u_s}{v_{be}}$. (Quelle est sa valeur ; à vide ? dans le cas d'une charge extérieure $R_L = 3 \text{ k}\Omega$?)

$$A_v = \frac{u_s}{v_{be}}$$

5° La résistance de sortie R_s vue des bornes d'une charge extérieure R_L .

6° a) Que deviennent les résultats des questions 1 à 5 lorsque $\beta R_c \gg R_1$?

b) Résumer les propriétés constatées pour la contre-réaction parallèle.

c) On règle E_g de façon que $R_g I_g = 1$ volt. Calculer U_s ; U_s dépend-elle de la charge extérieure R_L ?

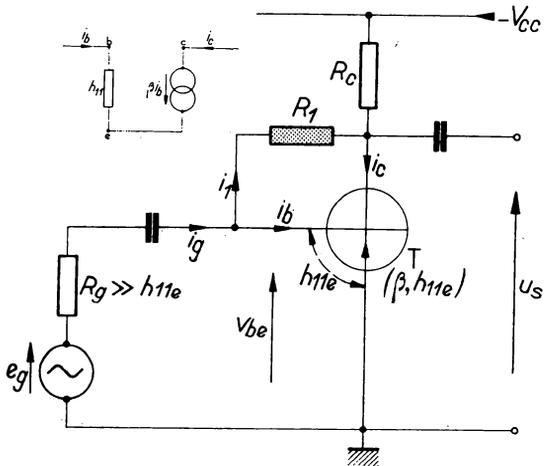


FIG. 1.

Réponses : 1° $A_i \approx 6,3$; 2° $R_e \approx 78 \Omega$; 3° $\frac{u_s}{i_g} = -9,4 \text{ k}\Omega$;
 4° $A_v = -120$; $A_v = -80$; 5° $R_s = 110 \Omega$;
 6° $A_i \approx \frac{R_1}{R_c}$; $R_e \approx h_{11e} \frac{R_1}{\beta R_c}$; $\frac{u_s}{i_g} \approx -R_1$; $R_s \approx \frac{R_1}{\beta}$;
 $U_s \approx 200 \text{ mV}$.

R. 16. — On considère le même montage et les mêmes données numériques qu'au problème précédent mais $h_{22e} = 125 \mu\text{A/V}$, donc :

$$\rho = \frac{1}{h_{22e}} = \frac{1}{0,125} = 8 \text{ k}\Omega.$$

Résoudre les mêmes questions en utilisant le schéma équivalent simplifié du transistor pour $h_{12e} = 0$ (fig. 1).

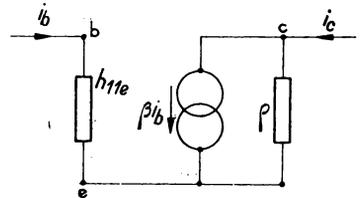


FIG. 2.

R. 17. — 1° Un quadripôle est donné par ses paramètres h ; il est attaqué par un générateur e_g , R_g . Pour déterminer sa résistance de sortie R_s , on annule e_g , puis on attaque par la sortie à l'aide d'un générateur de f. é. m. v_s , de résistance interne nulle. Exprimer R_s d'après le schéma équivalent (p. 7) dans les trois cas :

a) Attaque en courant (R_g infinie).

b) Attaque en tension ($R_g = 0$).

c) Attaque avec R_g quelconque.

2° Mêmes questions lorsque le quadripôle est donné par ses paramètres y (schéma p. 75).

TABLE DES MATIÈRES

I. — <i>Transistor : petits signaux. Procédés de calcul (audiofréquences).</i>	
A. — Paramètres hybrides.....	3
B. — Gains, résistances d'entrée et de sortie.....	8
C. — Expression de l'amplification en puissance.....	12
D. — Autres formes des résultats.....	18
Exercices.....	19
<i>Notices techniques (OC 75, AC 125)</i>	24
II. — <i>Variations de A_v, A_i, A_p, R_e, R_s et comparaison des trois montages fondamentaux.</i>	
A. — Base commune, collecteur commun : expressions des paramètres hybrides en fonction de h_{11e} , h_{12e} , h_{21e} , h_{22e}	36
B. — Variations de A_i , A_v , A_p en fonction de R_c	42
C. — Variation de la résistance d'entrée.....	48
D. — Variation de la résistance de sortie.....	51
E. — Approximations usuelles.....	57
Exercices.....	58
<i>Note. — Diagrammes asymptotiques en coordonnées logarithmiques</i>	60
Exercices.....	71
III. — <i>Transistor : radiofréquences.</i>	
A. — Paramètres admittances.....	74
B. — Relations entre les paramètres y et les paramètres h	79
C. — Schéma équivalent naturel (ou de Giacioletto).....	81
D. — Signification physique des éléments du schéma naturel.....	90
Exercices.....	98
<i>Notices techniques (AF 117, AF 114)</i>	102

IV. — *Transistor : commutation.*

A. — Fonctionnement normal, état bloqué, état saturé	116
B. — Caractéristiques statiques, dynamiques	121
C. — Transistor saturé : charge supplémentaire stockée dans la base..	123
D. — Réponse à un échelon	131
E. — Applications de la commutation	137
F. — Notation : tableau récapitulatif	148
<i>Note. — Les « choppers » (découpeurs) et leurs applications.</i>	149
Exercices du chapitre IV	153
Oscillogrammes (multivibrateurs)	157
<i>Notices techniques : ASZ 15.</i>	160
2 N 929, 2 N 930.	165
Exercices de révision	166



10
11
12