



Informations

électroniques

M.B.L.E

22

BULLETIN ÉDITÉ PAR LE BUREAU DE DOCUMENTATION TECHNIQUE DE LA DIVISION COMMERCIALE "ÉLECTRONIQUE" DE LA MANUFACTURE BELGE DE LAMPES ET DE MATÉRIEL ÉLECTRONIQUE S. A.

1957

OC 16

TRANSISTOR DE PUISSANCE AU GERMANIUM P-N-P

APPLICATIONS INDUSTRIELLES

Le transistor OC 16 est une triode de puissance du type à jonction P-N-P par alliage. Ce transistor convient aux usages généraux de l'amplification à basse fréquence, ainsi qu'aux applications telles que les commutateurs ou les oscillateurs à impulsions. L'alimentation peut être obtenue à partir de batteries de 6 V ou de 12 V ou de redresseurs munis de filtres.

Les transistors OC 16 peuvent être fournis séparément ou par paires adaptées. Dans ce dernier cas, le numéro de type est $2 \times \text{OC 16}$; les deux transistors sont alors sélectionnés de telle manière qu'en fonctionnement sur un étage de puissance, en classe B, ils donnent la plus faible distorsion possible et le plus petit écart entre les deux courants de repos.

Vérification sommaire du transistor de puissance

L'ohmmètre non électronique ne doit pas normalement être employé dans les montages à transistors. On doit d'abord vérifier visuellement le câblage des prototypes

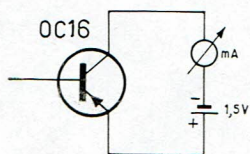


Fig. 1.

puis se servir, pour sonder les circuits, d'un voltmètre électronique ou d'un oscilloscope. Si le montage ne fonctionne

pas ensuite, on peut être amené à douter du bon fonctionnement du transistor même. Il est alors utile de connaître quelques procédés de vérification rapide de ses qualités qui, sans donner une certitude absolue, indiquent sommairement s'il y a lieu plutôt d'accuser les inexactitudes du montage.

1° On ouvre le circuit de la base (fig. 1). La base n'étant plus polarisée, on ne doit pas obtenir, dans la disposition de montage indiquée, comportant une batterie de 1,5 V et un milliampèremètre, un courant émetteur-collecteur supérieur à quelques dizaines de milliampères.

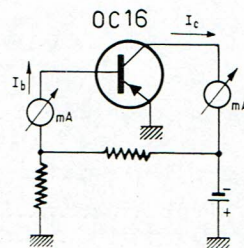


Fig. 2.

2° Selon la disposition de la figure 2, la base du transistor est portée à une polarisation correcte (voir page 2) et la lecture des courants I_c et I_b donne une idée assez précise du coefficient d'amplification de courant statique α' du transistor. On a sensiblement : $\alpha' \approx I_c/I_b$.

CARACTÉRISTIQUES

1. Pour un seul transistor (Température ambiante de 25° C)

Montage à base commune :

Courant du collecteur à	$-V_{cb} = 14 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 0$	$-I_{c0} = 0,02$	moy.	max.
Courant de l'émetteur à	$-V_{\varepsilon b} = 7 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 0$	$-I_{\varepsilon 0} = 0,01$		0,05 mA
Fréquence de coupure du coefficient d'amplification de courant α à	$-V_{cb} = 7 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 0,3 \text{ A}$	$f_{c\alpha} = 200$		kHz

Montage à émetteur commun :

Courant du collecteur à	$-V_{c\varepsilon} = 14 \text{ V};$	$I_b = 0$	$-I'_{c0} = 0,6$	2,5 mA
Tension au coude de la caractéristique de collecteur à $-I_c = 3 \text{ A}$ et pour la valeur de $-I_b$, qui est relevée à	$-V_c = 1 \text{ V};$	$-I_c = 3,3 \text{ A}$	$-V_{c\varepsilon 0} = 0,4$	0,8 V

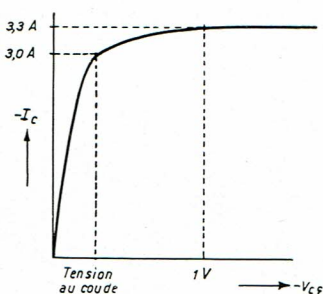


Fig. 3.

Caractéristiques pour les signaux forts

Coefficient d'amplification de courant (pour le courant continu) : $\overline{\alpha'} = \frac{I_c - I'_{c0}}{I_b}$

à $-V_{c\varepsilon} = 14 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 0,03 \text{ A}$	$\overline{\alpha'} = 40$	moy.
à $-V_{c\varepsilon} = 7 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 0,3 \text{ A}$	$\overline{\alpha'} = 35$	
à $-V_{c\varepsilon} = 1 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 2,0 \text{ A}$	$\overline{\alpha'} = 22$	
à $-V_{c\varepsilon} = 1 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 3,0 \text{ A}$	$\overline{\alpha'} = 16$	
Tension d'entrée, entre base et émetteur :				
à $-V_{c\varepsilon} = 14 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 0,03 \text{ A}$	$-V_{b\varepsilon} = 0,20$	V
à $-V_{c\varepsilon} = 7 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 3,3 \text{ A}$	$-V_{b\varepsilon} = 0,31$	V
à $-V_{c\varepsilon} = 1 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 2,0 \text{ A}$	$-V_{b\varepsilon} = 0,65$	V
à $-V_{c\varepsilon} = 1 \text{ V};$	$I_{\varepsilon} = 3,0 \text{ A}$	$-V_{b\varepsilon} = 0,85$	V

2. Pour la paire adaptée (2 × OC 16)

(Température ambiante de 25° C)

Rapport des coefficients d'amplification de courant des deux transistors (pour le courant continu et pour les signaux forts).

à $I_{\varepsilon} = 0,3 \text{ A};$ $-V_{c\varepsilon} = 7 \text{ V}$
à $I_{\varepsilon} = 2,0 \text{ A};$ $-V_{c\varepsilon} = 1 \text{ V}$ et $\overline{\alpha'_2}/\overline{\alpha'_1} = 1,37$ max.

Rapport des courants continus de collecteur des deux transistors à $-V_{c\varepsilon} = 14 \text{ V};$ $-V_{b\varepsilon} = 0,20 \text{ V};$ $I_{c2}/I_{c1} = 3$ max.

AMPLIFICATION DE PUISSANCE EN CLASSE B

(Température ambiante de 25° C)

Les montages dont les éléments électriques sont indiqués ci-contre sont étudiés pour maintenir la stabilité de fonctionnement jusqu'à une température ambiante de 55° C. On peut admettre une résistance thermique totale de 7° C/W entre la jonction du collecteur et la température ambiante.

Tension de la batterie (1)	$V_B =$	14	14	7	7 V
Courant des émetteurs (signal nul)	$I_{\varepsilon 1} + I_{\varepsilon 2} =$	60	60	60	60 mA
Résistance de polarisation (2)	$R_{\varepsilon} =$	4	4	4	4 Ω
Résistance de polarisation	$R_{\varepsilon} =$	300	300	200	200 Ω (variable)
Résistance dans le circuit des émetteurs (2)	$R_{\varepsilon} =$	0,8	0,8	0	0 Ω

(1) Cette donnée correspond à la tension nominale de fonctionnement de 7 V, et respectivement de 14 V, des batteries d'accumulateurs pour automobiles dites de 6 V ou de 12 V.

(2) La résistance du secondaire du transformateur d'attaque, mesurée en courant continu, est de l'ordre de $2 \times 4 \Omega$.

Puissance de sortie pour deux transistors	P_s	=	6,7	10	3,2	6,4 W
Puissance de sortie fournie au primaire du transformateur de sortie, pour deux transistors	P_L	=	6,3	9	3,2	6,4 W
Impédance de charge, de collecteur à collecteur	R_{cc}	=	50	33	26	13 Ω
Impédance de charge pour chaque transistor ($R_c = \frac{R_{cc}}{4} + R_e$)	R_c	=	13,4	9	6,4	3,2 Ω
A la puissance de sortie max :						
Courant de collecteur (valeur de crête)	i_{cp}	=	1	1,5	1	2 A
Courant continu de collecteur	I_c	=	320	480	320	640 mA
Tension d'excitation par transistor (valeur nominale)	v_{bp}	=	1,3	2,0	0,56	1,17 V
Tension d'excitation par transistor (valeur maximum) ⁽³⁾	V_{bp}	=	1,8	2,8	1,1	3,0 V
Courant d'excitation par transistor (valeur nominale)	i_{bp}	=	35	58	35	90 mA
Courant d'excitation par transistor (valeur maximum) ⁽³⁾	i_{bp}	=	70	120	70	270 mA
Distorsion totale	D	=	10	10 ⁽⁴⁾	10	10 ⁽⁵⁾ %
En essai normalisé : puissance de sortie 50 mW au primaire du transformateur :						
Courant d'excitation par transistor (valeur de crête)	i'_{bp}	=	2,2	2,8	3,2	4,6 mA
Distorsion totale	D'	=	2,0	2,5	3,0	3,5 %

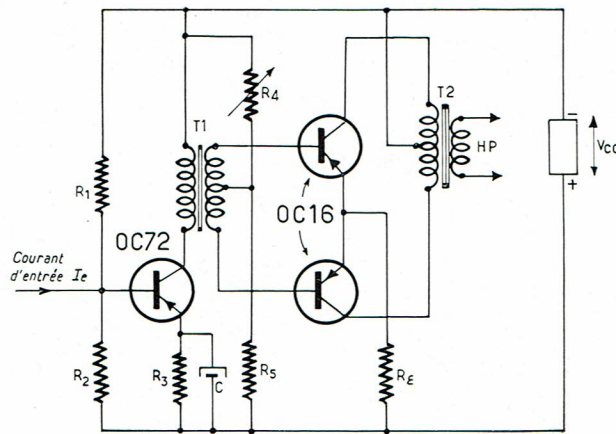


Fig. 4.

Caractéristiques de l'étage d'attaque (OC 72) Voir la figure 4

Tension continue de collecteur à émetteur	$V_{c\varepsilon}$	=	7,2	5,5 V
Courant continu de l'émetteur	I_e	=	5,8	10 mA
Résistance de polarisation	R_1	=	12	12 k Ω
Résistance de polarisation	R_2	=	10	3,3 k Ω
Résistance de l'émetteur	R_3	=	1 000	100 Ω
Condensateur à l'émetteur	C	=	100	100 μ F
En essai normalisé : pour une puissance de sortie de 50 mW au primaire du transformateur de sortie :				
Courant de la base (valeur de crête)	i_{bp}	=	1,5	4,3 μ A
Courant d'entrée (voir la figure 4)	i_{ep}	=	1,7	5,0 μ A
Caractéristiques du transformateur de l'étage d'attaque :				
Rapport du nombre des tours entre le primaire et le secondaire	$n(T_{r1})$	=	6/(1+1) 5,3/(1+1)	

VALEURS A NE PAS DÉPASSER

(Limites absolues)

Température :

Température de stockage ...	$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{st} \text{ min} = -55^\circ \text{ C} \\ \theta_{st} \text{ max} = 75^\circ \text{ C} \end{array} \right.$
Température de la jonction .	
Température de la jonction (en service intermittent, durée totale 200 h, max) .	$\theta_j \text{ max} = 90^\circ \text{ C} \text{ (6)}$

Collecteur :

Tension par rapport à la base :	
Tension de crête	$V_{cbp} \text{ max} = 32 \text{ V}$
Tension continue	$V_{cb} \text{ max} = 16 \text{ V}$
Tension par rapport à l'émetteur (voir la figure 10).	
Courant :	
Courant de crête	$I_{cp} \text{ max} = 3 \text{ A}$
Courant moyen (temps d'intégration max = 20 ms) ...	$I_c \text{ max} = 1,5 \text{ A}$

(3) Ce sont les valeurs maxima qu'il est possible d'atteindre, en raison des tolérances sur les paramètres des transistors.

(4) Avec un taux de contre-réaction sensiblement égal à 3.

(5) Avec un taux de contre-réaction sensiblement égal à 2.

(6) Le fonctionnement correct d'un montage déterminé, à cette température, dépend aussi de l'application envisagée.

Emetteur :

Tension par rapport à la base :

Tension de crête $-V_{\epsilon_{bp}} \text{ max} = 10 \text{ V}$
 Tension continue $-V_{\epsilon_b} \text{ max} = 10 \text{ V}$

Courant :

Courant de crête $I_{\epsilon_p} \text{ max} = 3,3 \text{ A}$
 Courant moyen (temps d'intégration max = 20 ms) $I_{\epsilon} \text{ max} = 1,6 \text{ A}$

Base :

Courant :

Courant de crête $I_{bp} \text{ max} = 0,5 \text{ A}$
 Courant moyen (temps d'intégration max = 20 ms) $I_b \text{ max} = 0,2 \text{ A}$

DISPOSITION DES ÉLECTRODES, ENCOMBREMENT ET FIXATION

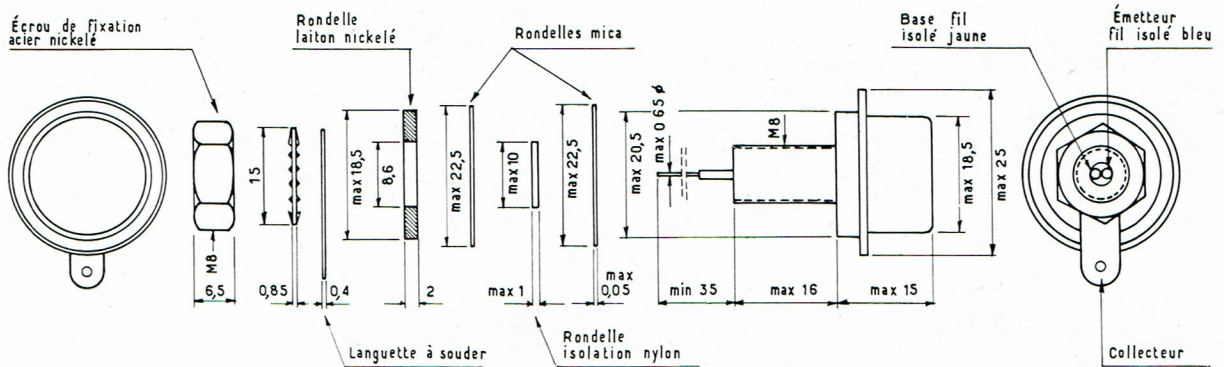


Fig. 5.

CARACTÉRISTIQUES THERMIQUES

(Voir page 5 « Mode de Fixation et Dissipation »)

Résistance thermique entre la jonction et le dessous du boîtier du transistor (à l'air libre) : $K_m \text{ max} = 1,0^\circ \text{ C/W}$.

1° On peut déterminer la température au-dessous du boîtier du transistor monté sur un châssis grâce à la mesure de la température de la vis de fixation. On fixe sur cette vis un couple thermoélectrique. On tient compte d'une résistance thermique de $0,2^\circ \text{ C/W}$ (K_s) entre le dessous du boîtier et la vis (pour le transistor monté à l'aide des deux rondelles de mica et de la rondelle de laiton de la figure 5). La température maximum admissible de la vis est représentée à la figure 8 en fonction de la puissance dissipée sur le collecteur.

θ_a = température ambiante ($^\circ\text{C}$)

k = résistance thermique. Cette résistance peut être subdivisée en deux parties, k_j et k_m (fig. 6).

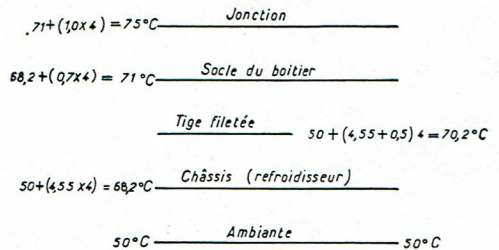


Fig. 7.

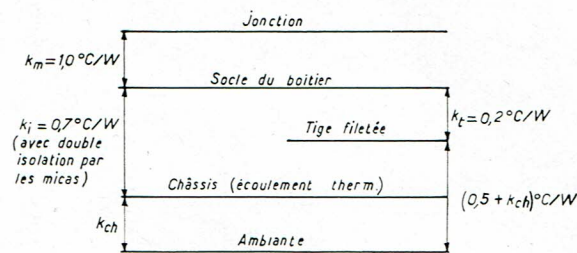


Fig. 6. — Les diverses résistances thermiques : on suppose que la fixation du transistor comprend les deux rondelles de mica et les rondelles de laiton de la figure 5 : $k = k_m + k_j + k_{ch}$.

2° La puissance dissipée sur le collecteur admissible à une température ambiante donnée, peut être calculée d'après la relation :

$$P_c \text{ max} = \frac{75 - \theta_a}{k}$$

La valeur de k_{ch} (résistance thermique du châssis) dépend des conditions de refroidissement dans lesquelles les transistors sont utilisés (dimensions et orientation de la plaque métallique servant de refroidisseur). On peut déterminer k_{ch} grâce à la mesure de la température de la vis à une température ambiante et à une puissance dissipée sur le collecteur connues.

Température de la vis : $\theta_s = \theta_a + (k_{ch} + 0,5) P_c$.

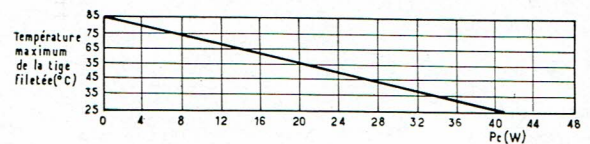


Fig. 8. — Température maximum de la tige filetée en fonction de la puissance dissipée sur le collecteur P_c (W).

Dans l'exemple suivant, les températures qui se produisent aux différents points sont calculées selon les données de la figure 6, à une température ambiante donnée (50° C) et pour une puissance donnée dissipée sur le collecteur (4 W). On suppose que la résistance thermique du châssis refroidisseur dans ce cas est $k_{ch} = 4,55^{\circ}C/W$.

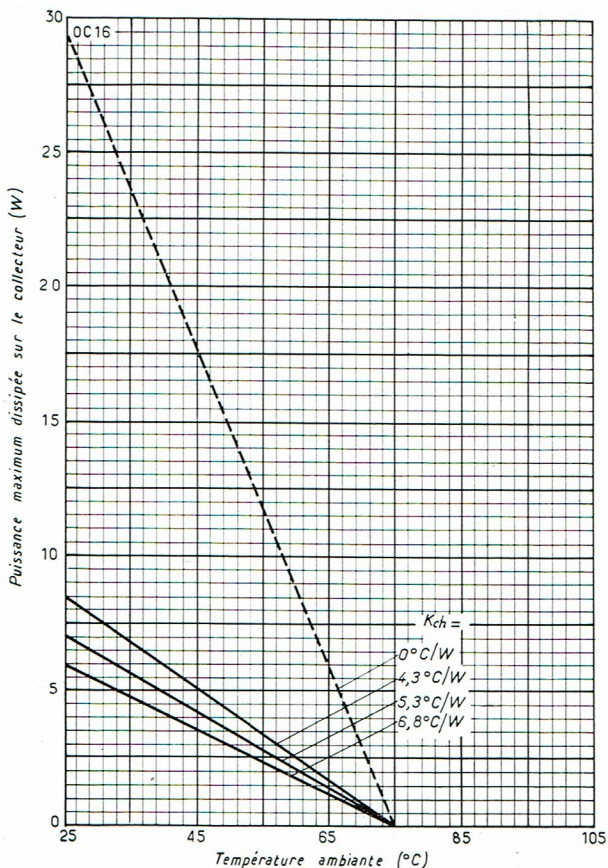
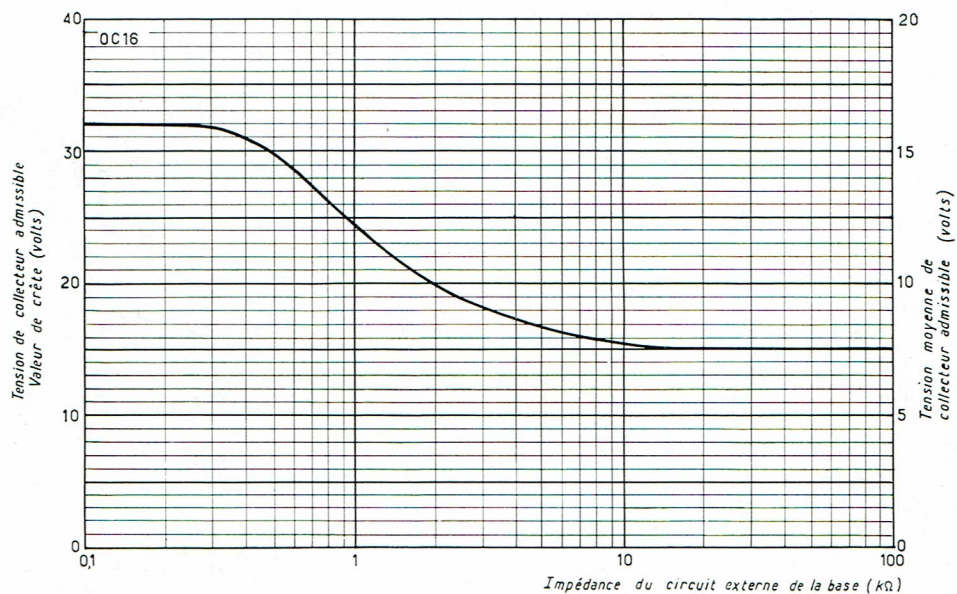


Fig. 9 — $P_{c,max}$ en fonction de la température ambiante θ_a et de k_{ch} .

Le graphique de la figure 9 permet de lire la puissance dissipée maximum admissible sur le collecteur pour différentes valeurs de k_{ch} . Dans le paragraphe suivant, nous verrons qu'il est possible de lire la valeur de k_{ch} sur des graphiques.

Fig. 10.



Mode de fixation du transistor et dissipation thermique

L'élévation de température due à la puissance dissipée sur le collecteur du transistor peut amener sa détérioration si elle dépasse les valeurs-limites spécifiées pour les différentes conditions d'utilisation.

Afin de favoriser la dissipation thermique, il est conseillé de fixer le transistor OC 16 sur une plaque métallique servant de refroidisseur.

La résistance thermique de ce châssis radiateur est :

$$k_{ch} = \left(\frac{16}{\lambda} \right) \left(\frac{\lambda + 0,21 S}{1 + 0,016 S} \right)$$

λ = conductibilité thermique du métal utilisé;
 S = surface de la plaque (en cm^2), avec une longueur L et une largeur d , on a $S = L d$ et l'on doit s'efforcer de conserver un rapport L/d voisin de l'unité.

Le tableau ci-dessous indique les valeurs des conductibilités thermiques λ qui entrent en ligne de compte, selon la nature des métaux utilisés.

Matière	Conductibilité λ ms $^{\circ}C/W$
Cuivre	380
Aluminium	210
Laiton	110
Acier	46

L'épaisseur de la plaque du radiateur intervient très faiblement. On peut la négliger entre 0,5 mm et 3 mm d'épaisseur.

L'état de surface et la position relative de la plaque (orientation) interviennent dans la résistance thermique totale.

On a, en effet :

$$k_{ch\ total} = k_{ch} + \Delta k_s + \Delta k_p.$$

Δk_s = contribution de l'état de surface.

On prendra donc :

- pour une surface non traitée : $\Delta k_s = 0$
- pour une surface traitée au noir mat : $\Delta k_s = -0,8^\circ \text{C/W}$
- $\Delta k_p =$ contribution de la position relative dans l'espace :
- pour une surface horizontale : $\Delta k_p = 0$
- pour une surface verticale : $\Delta k_p = -0,3^\circ \text{C/W}$

La résistance thermique de l'ensemble du système (transistor et plaque) fait intervenir la résistance thermique k_j de la jonction à l'air libre et la résistance thermique k_m de la lamelle de mica intercalée entre le transistor et la plaque, servant à isoler électriquement le collecteur du châssis.

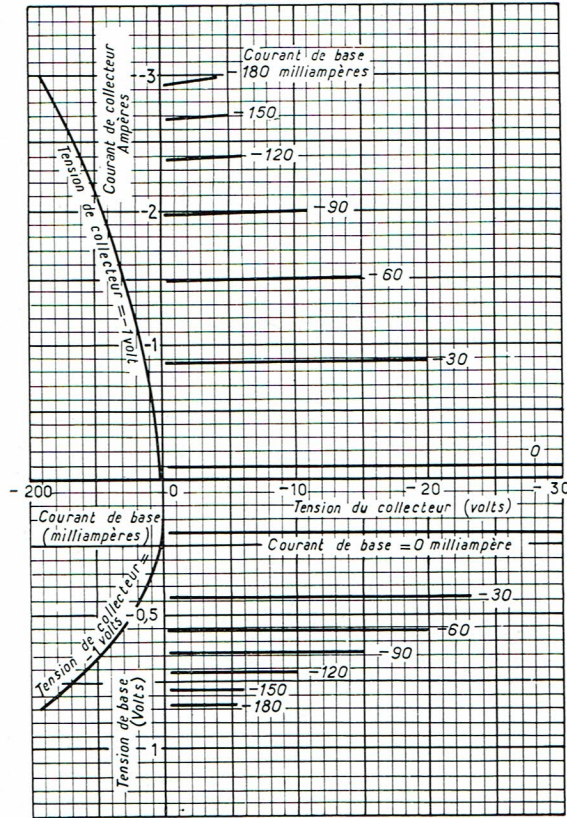


Fig. 11. — Caractéristiques du transistor OC 16. Montage avec émetteur commun à une température de la jonction de 45°C.

La valeur de la résistance thermique totale du système est :

$$k = k_j + k_m + \Delta k_s + \Delta k_p + k_{ch} \quad (1)$$

En adoptant les valeurs moyennes de :

$$k_j = 1,2^\circ \text{C/W}$$

$$k_m = 0,5^\circ \text{C/W},$$

on peut écrire, pour une surface non traitée et une plaque horizontale :

$$k = 1,7 + \left(\frac{16}{\lambda}\right) \left(\frac{\lambda + 0,21 \text{ S}}{1 + 0,016 \text{ S}}\right) \quad (1_a)$$

Les mesures ont confirmé dans le domaine des puissances et des températures ambiantes admissibles pour le transistor OC 16, qu'il existe une relation linéaire entre la température de la jonction et la puissance dissipée sur le collecteur :

$$\theta_j = \theta_a + k \cdot P_c.$$

θ_j = température de la jonction ($^\circ \text{C}$),

θ_a = température ambiante ($^\circ \text{C}$),

P_c = puissance dissipée sur le collecteur (W).

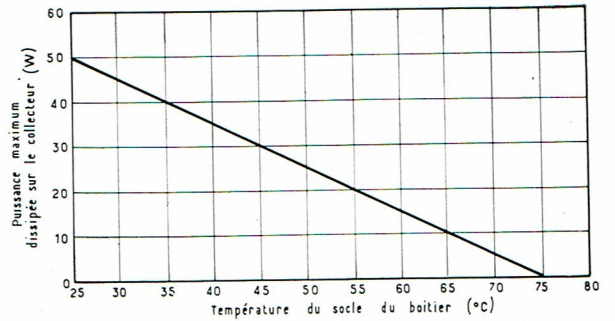


Fig. 12.

Si l'on se fixe une température de jonction, à ne pas dépasser, $\theta_j \text{ max}$, on peut écrire pour la puissance dissipée sur le collecteur :

$$P_c = \frac{\theta_j \text{ max} - \theta_a}{k} \quad (2)$$

Pour le transistor OC 16, on fixe souvent, dans la pratique, une température maximum de la jonction $\theta_j \text{ max} = 75^\circ \text{C}$.

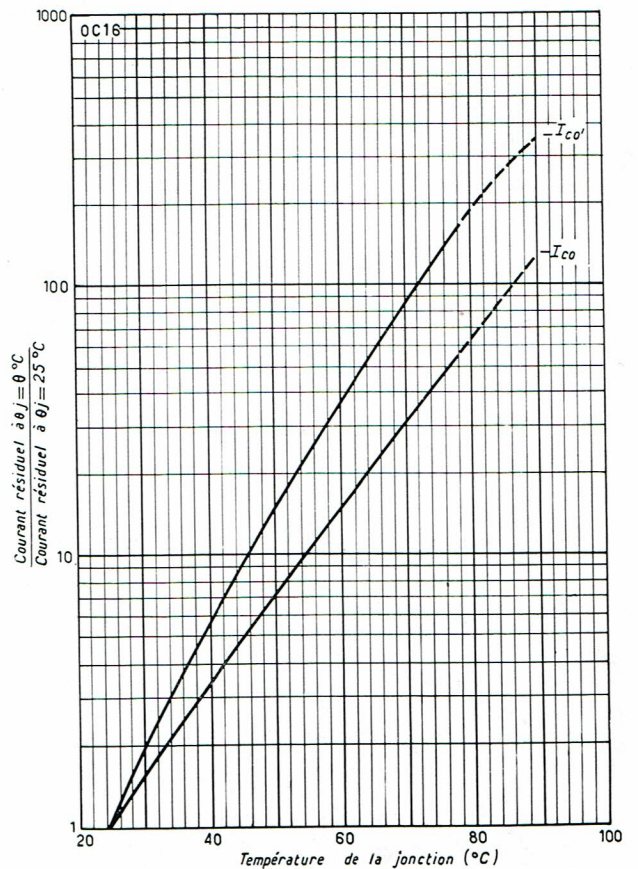


Fig. 13.

Les quatre réseaux de courbes des figures qui vont suivre représentent la puissance admissible sur le collecteur en fonction de la surface du radiateur. Les températures d'utilisation normales sont utilisées comme paramètres de ces courbes.

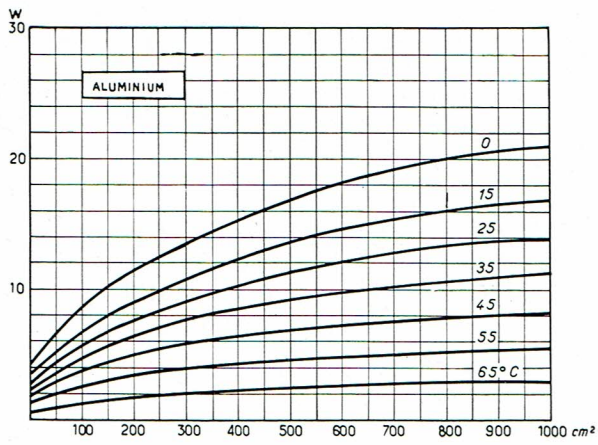


Fig. T1.

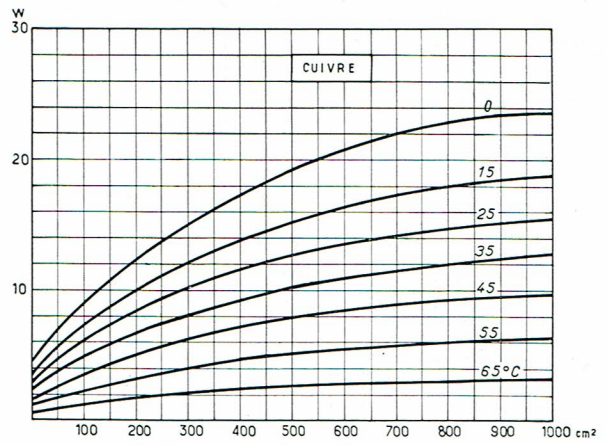


Fig. T2.

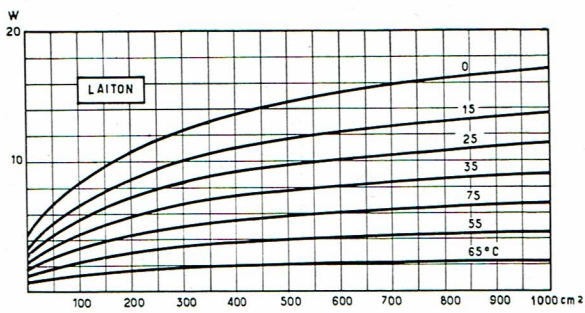


Fig. T3.

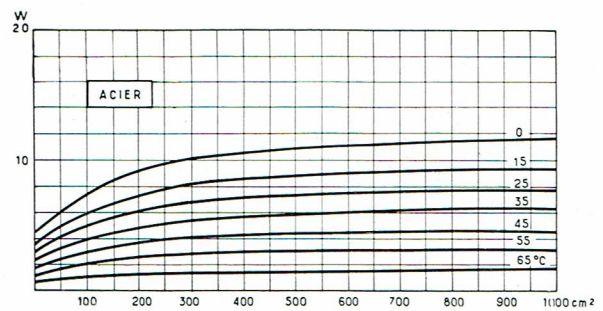


Fig. T4.

Les courbes de T1 à T4 s'appliquent à un refroidisseur horizontal **non traité**, le transistor étant fixé normalement avec les rondelles de mica fournies. Les métaux employés sont toujours indiqués sur les courbes. L'usage de l'aluminium est particulièrement fréquent, car ce métal convient à la fois par ses bonnes propriétés et par son prix de revient avantageux

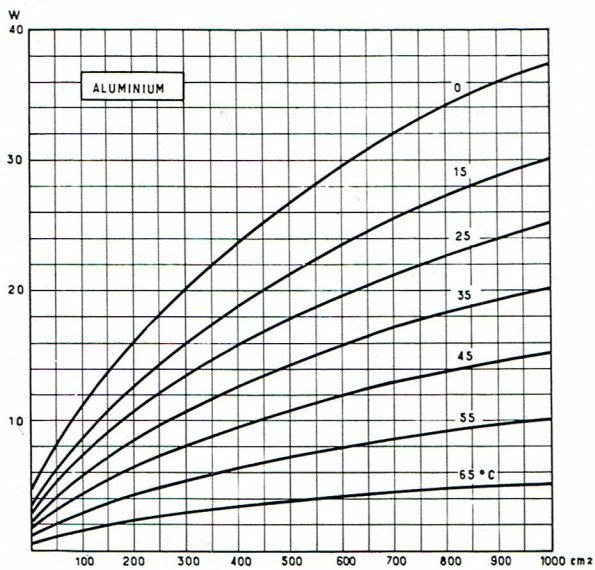


Fig. T5.

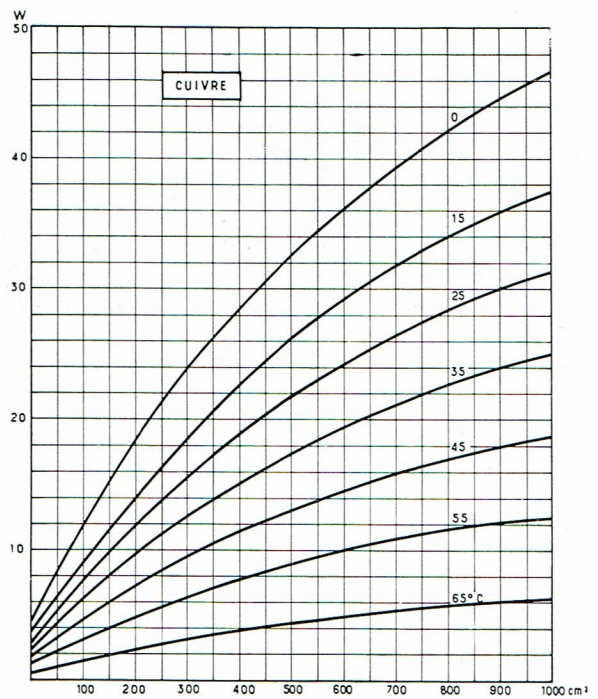


Fig. T6.

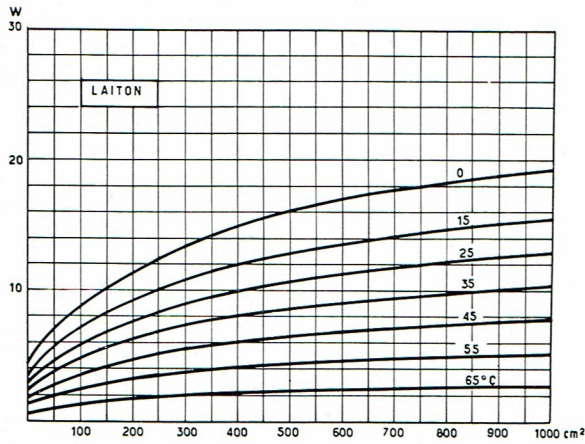


Fig. T7.

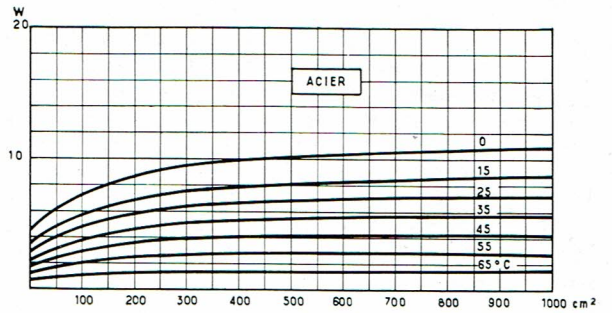


Fig. T8.

Les courbes de T5 à T8 s'appliquent à un refroidisseur vertical, traité au vernis noir mat, le transistor étant fixé sur ce radiateur sans rondelle de mica. On remarquera que ces conditions d'emploi permettent d'admettre des puissances dissipées beaucoup plus importantes pour une même surface de refroidisseur.

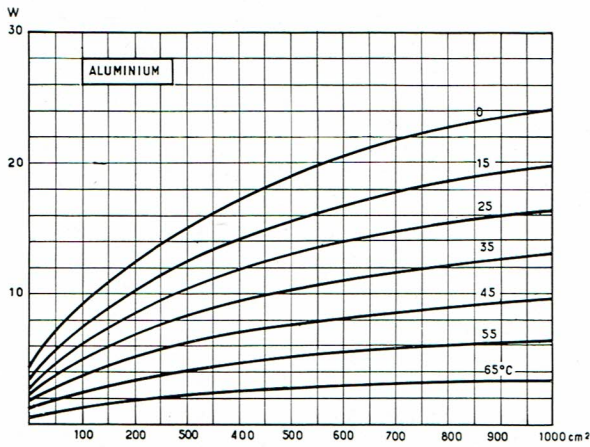


Fig. T9.

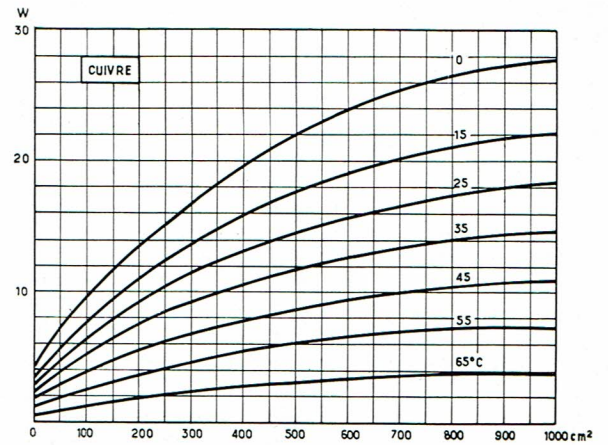


Fig. T10.

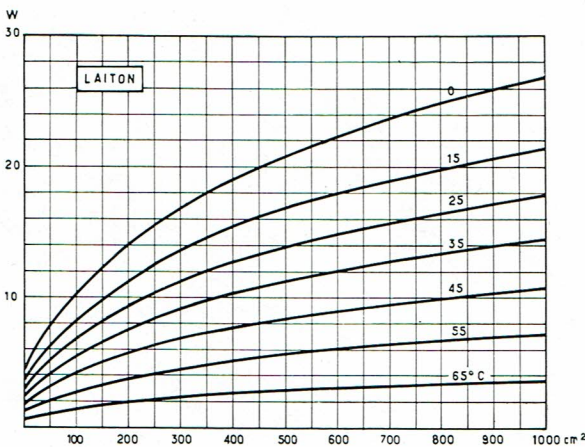


Fig. T11.

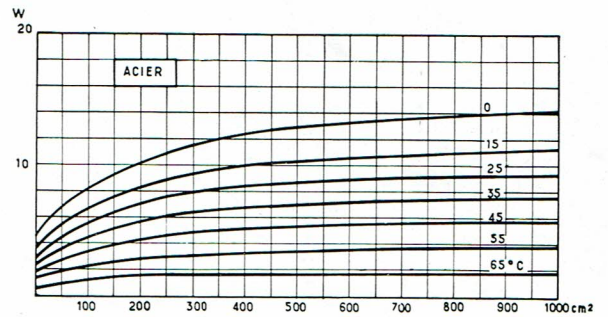


Fig. T12.

Les courbes de T9 à T12 s'appliquent à un refroidisseur horizontal non traité, le transistor étant fixé sur ce radiateur sans rondelle de mica. On voit par comparaison avec T1, T4 que l'influence de la rondelle de mica n'est pas très importante, ce qu'il était intéressant de montrer d'une manière pratique.

Les courbes ont été représentées pour les quatre métaux déjà cités. Il est à remarquer que l'acier étant quatre fois

moins favorable que l'aluminium, l'emploi de l'acier ne se justifierait pas.

AMPLIFICATION BF EN CLASSE A

Les conditions d'emploi du transistor OC 16 à l'amplification BF en classe A sont données ci-dessous. Les montages (fig. 14) ont leurs caractéristiques définies à la température ambiante de 25° C et ils permettent d'obtenir un fonc-

tionnement stable jusqu'à une température ambiante de 55° C. On admet que la valeur de la résistance thermique totale entre la jonction de collecteur et l'ambiance est de 4,5° C/W.

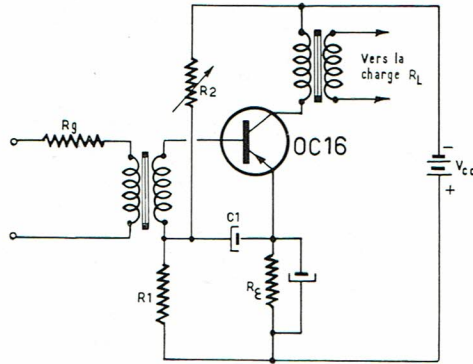


Fig. 14.

Tension d'alimentation	$V_{cc} \text{ (1)} =$	14	7	V
Courant continu de collecteur	$I_c =$	440	950	mA
Résistance de polarisation (2).....	$R_1 =$	12	6	Ω
Résistance variable de polarisation.....	$R_2 =$	100	50	Ω
Résistance dans le circuit de l'émetteur (3).....	$R_e =$	3	0,8	Ω
Condensateur de découplage	$C_1 =$	500	500	μF
Condensateur de découplage	$C_2 =$	260	1 000	μF
Puissance de sortie dans R_L	$P_s =$	2,5	2,2 (3)	W
Impédance de charge de collecteur	$R_L =$	26	5,5	Ω
<i>A la puissance de sortie max :</i>				
Courant de la base (valeur de crête).....	$i_{bp} =$	16	44,5	mA
Distorsion totale (4)	$D =$	7	10	%
<i>A la puissance de sortie pour essai normalisé de 50 mW dans R_L :</i>				
Courant de la base (valeur de crête).....	$i_{bp} =$	2,5	5,8	mA
Distorsion totale (4).....	$D =$	1	2	%

Exemple d'application de l'amplification BF en classe A dans un cas particulier

L'amplificateur (montage de la figure 15), est relié à la charge de collecteur à l'aide d'un transformateur de sortie. La résistance en continu du primaire de ce transformateur est de 3 Ω ; la résistance d'émetteur est $R_e = 2 \Omega$. La tension de la batterie d'alimentation est $V_{cc} = 12 V$.

Dans ces conditions, on fait varier la polarisation de la base à l'aide de R_b et l'on peut tracer les courbes de la figure 16 représentant la résistance du charge R_L , la puissance de sortie P_s en fonction du courant moyen I_c de collecteur, et la puissance dissipée $P_c = I_c \cdot V_{cc}$.

On a corrigé R_L , dans chaque cas pour obtenir, près de la valeur limite lue, un écrêtage symétrique de la tension de sortie.

La puissance d'alimentation est : $P_{cc} = V_{cc} \cdot I_c$

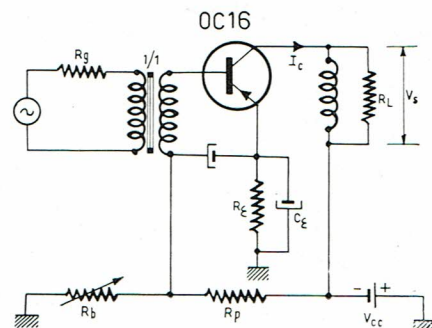


Fig. 15.

La puissance de sortie est : $P_s = V_s^2 / R_L$
Le rendement est : $\eta = P_s / P_{cc}$

(1) Cette donnée correspond à la tension nominale de fonctionnement de 7 V, et respectivement de 14 V, des batteries d'accumulateurs pour automobiles dites de 6 V ou de 12 V.

(2) La résistance en courant continu du secondaire du transformateur d'attaque a une valeur supposée de 4 Ω .

(3) En raison de la non-linéarité de la courbe représentative de α' , une puissance de sortie maximum de 2,2 W peut être obtenue sans dépasser une distorsion de 10 %. Si l'on utilise une contre-réaction de puissance, la puissance maximum de sortie pour $D = 10 \%$ peut être augmentée jusqu'à 2,5 W, environ.

(4) Mesures de distorsion faites avec $R_c = 30 \Omega$.

Dans le cas particulier servant d'exemple, les courbes reproduites à la figure 16 permettent de lire directement pour :

$$P_c = 4,83 \text{ W}, R_L = 14,2 \Omega, I_c = 500 \text{ mA}, \\ \eta = 36 \%, P_s = 2,44 \text{ W}.$$

On voit qu'avec un transformateur de sortie dont la résistance du primaire n'a pas une valeur particulièrement faible, le transistor OC 16 permet encore, par un choix correct du point de fonctionnement, d'obtenir une puissance de sortie assez importante et un bon rendement global. Il convient de remarquer que la stabilisation, jusqu'à 45°C, obtenue à l'aide de $R_e = 2 \Omega$ fait passer le rendement à 36 % alors qu'il pourrait être voisin du maximum théorique de 50 % en l'absence de la stabilisation. Mais les montages à transistors ne doivent pas être utilisés, sans stabilisation, comme on le sait déjà. Il est possible de s'appuyer sur un tel exemple si l'on veut déterminer d'autres conditions d'utilisation correctes du transistor OC 16 en classe A.

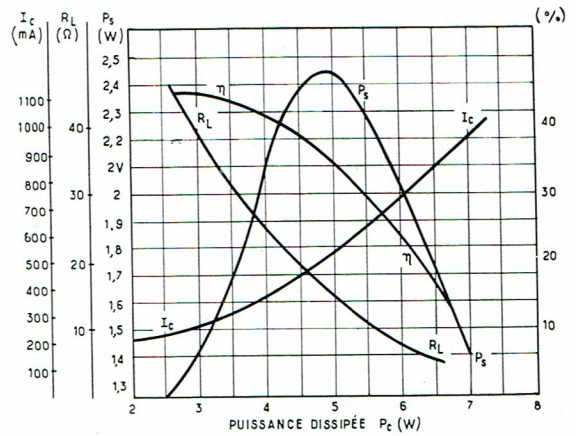


Fig. 16.

AMPLIFICATEUR DE COURANT CONTINU A TRANSISTORS DE PUISSANCE TRANSFORMATION EN BASCULEUR

a) *Montage utilisé.* — L'amplificateur à courant continu de la figure 17 fonctionne à l'aide de deux transistors de puissance OC 72 et OC 16, disposés selon le montage à émetteur commun avec couplage direct entre le premier collecteur et la seconde base. Des transistors à caractéristiques pratiquement moyennes ont été utilisés pour établir la maquette d'essai.

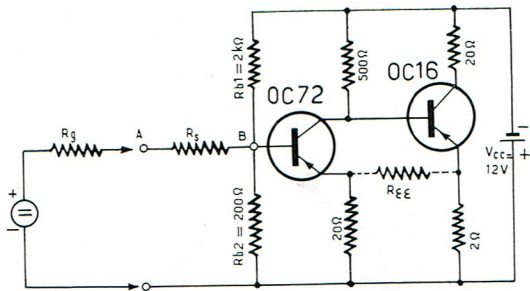


Fig. 17.

En choisissant un point ($I_c = 10 \text{ mA}$, $V_c = 6 \text{ V}$) on a mesuré sur le transistor OC 72 un coefficient d'amplification de courant avec sortie en court-circuit (dans le montage à émetteur commun) $\alpha' = 75$.

En un point ($I_c = 300 \text{ mA}$, $V_c = 6 \text{ V}$) pour le transistor OC 16 utilisé, on a mesuré $\alpha' = 30$.

Au repos (sans signal d'entrée), le point de fonctionnement du transistor OC 72 s'établit dans la direction de la saturation, mais sans en approcher réellement, tandis que le transistor OC 16 tend vers le blocage sans y atteindre. (Voir, plus loin, les figures 19 et 20).

L'utilisation de la résistance R_s , de la figure 17, est, assez fréquemment, indispensable. Les générateurs usuels servant à appliquer les signaux à l'entrée d'un amplificateur à courant continu présentent très souvent une faible résistance interne R_i . Dans ce cas, si l'on supprimait la résistance R_s ,

la polarisation de la base pourrait être assez largement modifiée et l'on n'obtiendrait pas le point de fonctionnement correct du transistor d'attaque (OC 72).

On trouvera plus loin des indications sur le rôle joué par la résistance de réaction R_{ee} , lorsqu'elle est insérée entre les deux émetteurs.

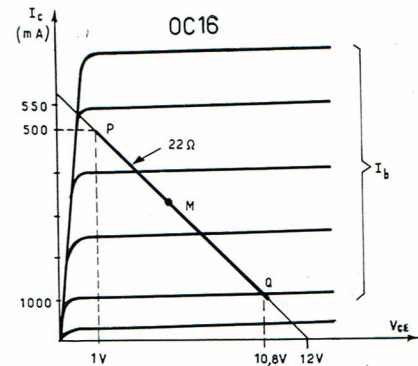


Fig. 18.

b) *Puissance de sortie et droite de charge.* — Si l'on admet que la charge de collecteur du transistor OC 16 est constituée par une résistance pure de 20Ω (R_L), la résistance d'émetteur (R_e) étant de 2Ω , on trace donc la droite de charge $R_{ce} = 20 + 2 = 22 \Omega$, de la figure 18, sur le réseau des caractéristiques de sortie du transistor OC 16 passant sur l'axe V_{ce} par la tension d'alimentation $V_{ce} = 12 \text{ V}$. Dans ces conditions, la partie explorée du réseau des caractéristiques correspond à des courants (I_c) de $I_{cQ} = 100 \text{ mA}$ à $I_{cP} = 500 \text{ mA}$, environ, et à des tensions de collecteur (V_c) de 1 V à $10,8 \text{ V}$. D'où, la puissance de sortie maximum calculée est :

$$P_s = (I_{cP} - I_{cQ})^2 R_L = 3,2 \text{ W}.$$

Amplificateur de courant continu, sans résistance de réaction

L'amplification de courant dynamique A_i de l'ensemble amplificateur pour les signaux forts est le rapport du courant de sortie I_{c2} du second transistor dans la charge de 20Ω et du courant d'entrée I_{eA} , mesuré au point A. Dans le cas des transistors moyens utilisés dans le montage de la figure 17 sans résistance de réaction $R_{\epsilon\epsilon}$, on obtient une amplification de courant :

$$A_i = I_{c2}/I_{eA} \approx 90 \quad (I_{c2} = I_{CP} - I_{CQ})$$

La faiblesse relative de l'amplification de courant est due, d'une part, à l'effet de contre-réaction par les résistances des émetteurs, d'autre part, à la faible résistance du diviseur de tension qui polarise la base du transistor OC72.

Le gain de puissance considéré entre la charge et le point B est de 1 000, ce qui correspond à 30 dB; le gain de puissance, considéré entre la charge et le point A (résistance R_s insérée entre A et B) est de 125. La perte due à l'insertion de R_s est donc de $10 \log 1\,000/125 = -9$ dB. Le gain de puissance avec entrée au point B est de 21 dB. La figure 19 représente la caractéristique de transfert (courant de sortie, tension d'entrée de l'amplificateur). La bonne linéarité obtenue dans le cas de $R_{\epsilon\epsilon} = \infty$ est due en majeure partie à la compensation par contre-réaction sur $R_{\epsilon 1}$ et sur $R_{\epsilon 2}$. Toutefois, le rôle de $R_{\epsilon 1}$ est le plus important, car son emploi diminue l'influence de la non-linéarité de la diode base-émetteur du premier transistor (OC72).

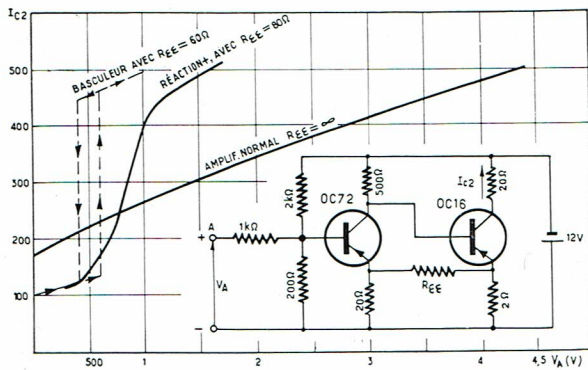


Fig. 19. — Transfert courant tension, avec R_s entre A et la base, pour différents $R_{\epsilon\epsilon}$.

Amplificateur de courant continu à réaction (avec résistance $R_{\epsilon\epsilon}$)

On peut augmenter la réaction positive dans l'amplificateur à courant continu par l'adjonction d'une résistance $R_{\epsilon\epsilon}$ entre les deux émetteurs. Afin d'écartier d'abord, et avec une sécurité suffisante, les possibilités de fonctionnement de l'ensemble en basculeur, il faut adopter un taux de réaction raisonnable grâce à une valeur assez forte de $R_{\epsilon\epsilon}$ par rapport aux résistances d'émetteur. Le fonctionnement de l'amplificateur décrit, avec réaction, est stable à $R_{\epsilon\epsilon} = 80 \Omega$.

L'amplification dynamique de l'ensemble amplificateur avec réaction est $A_{iR} = (I_{CP} - I_{CQ}) / (I_{eA \max} - I_{eA \min}) = 220$. (Voir la courbe de la figure 20).

Le gain en puissance, considéré entre la charge et l'entrée au point B, est de 13 000, soit un gain de 42 dB environ. Entre la charge et l'entrée au point A, il est de 1 300, soit 32 dB environ.

Basculeur

Il suffit de réduire la valeur de la résistance de couplage réactif $R_{\epsilon\epsilon}$ pour augmenter le taux de réaction. Le fonctionnement est alors assuré. La courbe de la figure 19 indique, à titre d'exemple, le fonctionnement du montage en basculeur obtenu à $R_{\epsilon\epsilon} = 60 \Omega$. Le basculeur présente l'avantage sur l'amplificateur à courant continu de permettre la commande de puissances beaucoup plus importantes (8 à 10 fois plus grandes).

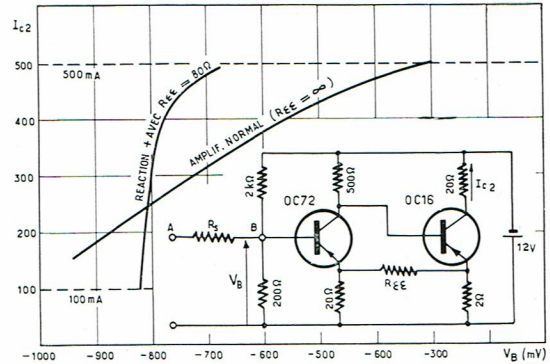


Fig. 20. — Transfert courant/tension de l'amplificateur avec et sans réaction positive.

Entrée de l'amplificateur à courant continu

Si l'on doit relier à l'entrée de l'amplificateur un générateur de résistance interne R_G , il est utile de savoir dans quelle mesure cette résistance interne remplace la résistance $R_G + R_s$ envisagée précédemment. Il est possible, en particulier, de choisir une valeur de R_{b1} (fig. 21) qui permette de conserver le point de fonctionnement correct du transistor OC72.

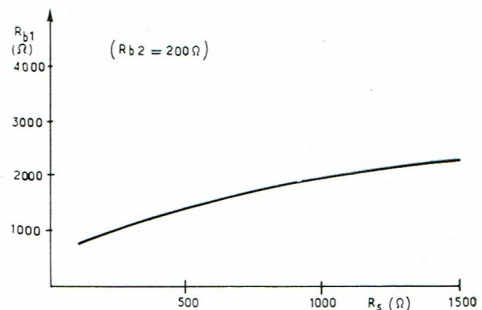
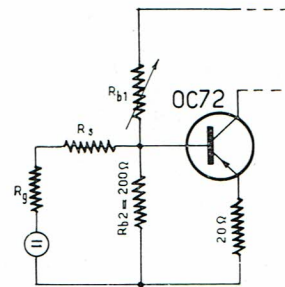


Fig. 21.

On peut donc choisir l'un des deux procédés suivants :

1° On n'insère pas de résistance R_s et, adoptant pour R_{b2} une valeur constante de 200Ω , on règle R_{b1} pour obtenir un point de fonctionnement correct (transistor OC 72 presque saturé au repos).

2° Avec une résistance interne R_i quelconque du générateur extérieur, on insère en série une résistance R_s dont la valeur est donnée par la courbe de la figure 21, courbe établie en adoptant encore la valeur constante de 200Ω pour R_{b2} .

Fréquences d'emploi. Signaux rectangulaires

Afin d'avoir une idée des possibilités de la réponse en fréquence de l'amplificateur à courant continu avec $R_{ee} = 80 \Omega$, des essais (fig. 22) ont été pratiqués. Un générateur d'impulsions applique à l'entrée des signaux carrés (facteur de régime de l'impulsion = 0,5). A la sortie, se trouve un oscilloscope à courant continu (oscilloscope normal sur « plaques directes »). La fréquence de répétition des signaux carrés est augmentée jusqu'au moment où la forme d'onde

de la tension de sortie s'étant écartée progressivement du carré devient une exponentielle, la tension de crête commençant alors à diminuer.

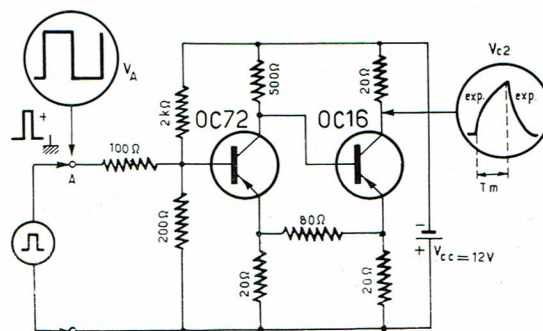


Fig. 22.

Le temps de montée ainsi relevé entre les points $0,1 V_{max}$ et $0,9 V_{max}$ étant de $\tau_m = 100 \mu s$, on en déduit que la fréquence de répétition limite d'emploi pour les signaux rectangulaires est de l'ordre de $f_c = 5\,000 \text{ Hz}$.

COMMANDE DES RELAIS

Le transistor OC 16 pouvant interrompre de forts courants, il est utilisé pour la commande de relais et de joncteurs-disjoncteurs des séries électrotechniques. Le courant de collecteur peut atteindre 2 à 3 A, pour un courant de commande de la base de 50 à 200 mA.

L'étage final de cette commande de relais est représenté à la figure 23. Le contacteur manuel est orienté vers la droite pour le blocage du transistor et vers la gauche pour le déblocage. L'ordre de grandeur de la valeur de la résistance de l'enroulement de collecteur est de 10Ω .

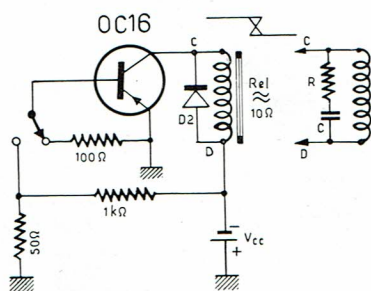


Fig. 23.

Ainsi, la « manipulation » du courant d'enroulement qui ne peut être effectuée dans le circuit même, peut être faite à l'aide de l'inverseur ou d'un montage équivalent de commutation par transistors.

La diode disposée sur l'enroulement dans le sens indiqué sur la figure est destinée à affaiblir la crête de surtension au moment de l'interruption du courant de la base. Ce mode de protection est d'une bonne efficacité; mais il est possible aussi d'employer une protection par un circuit R et C en série, comme dans le cas du convertisseur de la figure 26.

COMMANDE DE RELAIS ROTATIFS

a) Par un transistor de puissance

Le transistor OC 16 convient également pour la commande des relais rotatifs à plusieurs positions. Un modèle de ces relais exige 14 V et 1,5 A pour la mise en position et 2,25 V et 0,28 A pour le passage à la position suivante. Le montage utilisé est celui de la figure 24. Le transistor OC 16 employé présentait un coefficient d'amplification de courant en émetteur commun $\alpha' = 30$ à $I_e = 300 \text{ mA}$. Le courant de commande à la base était $I_b = 50 \text{ mA}$. Le générateur de signal attaquant la base doit présenter une faible résistance interne ($R_g < 50 \Omega$) pour assurer convenablement la stabilité thermique de l'ensemble. Dans les conditions citées, les surtensions à la rupture du relais sont comprises entre 400 et 600 V. La commande du relais par transistor exige donc la présence d'une diode de résorption aux bornes

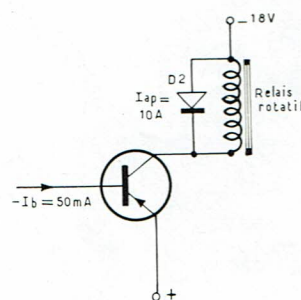


Fig. 24.

du relais (D_2) acceptant un courant de pointe de quelques ampères. La tension d'alimentation V_{cc} prévue est de 18 V. Il aurait été possible de l'abaisser à 14 V, mais il y a lieu de

tenir compte de la variation de résistance du relais. Si la fréquence de répétition des impulsions d'attaque augmente ou si le facteur de régime augmente, l'électro-aimant du relais s'échauffe et sa résistance augmente (cuivre). Pour le même courant de mise en jeu du relais, la tension d'alimentation V_{cc} de l'ensemble doit alors être de 18 V, tension donnant un fonctionnement sûr pour tous les modes d'attaque du transistor.

b) Par deux transistors en cascade

Les deux transistors OC 72 et OC 16 sont disposés en cascade (fig. 25) et sont couplés directement. Le transistor OC 72 utilisé présente un coefficient $\alpha' = 84$ pour $I_c = 10$ mA le coefficient du transistor OC 16 est $\alpha' = 30$ pour $I_c = 300$ mA. Le courant de repos du transistor OC 16 est $I_{c2} = 4$ mA. Avec $R_b = 50 \Omega$ et avec un courant d'entrée $I_e = 6,5$ mA, on obtient la mise en action du relais rotatif (même

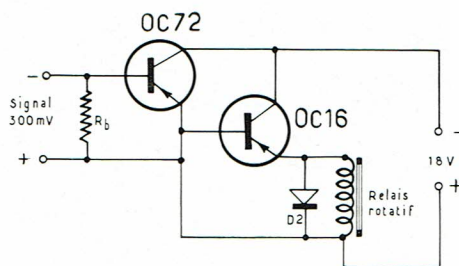


Fig. 25.

relais que dans le paragraphe a). Le courant dans le relais est alors de 1,5 A. Comme dans l'exemple précédent, il est nécessaire de relier aux bornes du relais une diode de résorption D_2 admettant un courant de crête de quelques ampères.

CONVERTISSEURS DE TENSIONS

Parmi les applications industrielles du transistor de puissance OC 16, le convertisseur de tension (mutateur) constitue l'une des utilisations les plus avantageuses, en raison du grand rendement global de la suite des opérations. Le transistor remplace très avantageusement tous les dispositifs à vibreurs précédemment utilisés.

On peut alimenter le convertisseur à partir d'une batterie de 6 V ou de 12 V et recueillir une tension continue après redressement et filtrage.

CONVERTISSEUR 12 V - 300 V

La figure 26 donne le schéma complet de construction d'un convertisseur 12 V continu — 300 V continu. Il peut fournir une puissance P_s de sortie de 5W (courant de 17 mA) dans une résistance de charge R_L de 15 k Ω . Afin de réunir les conditions d'entretien qui correspondent au rendement optimum de l'oscillateur, il faut obtenir une forme d'oscillation en dents de scie.

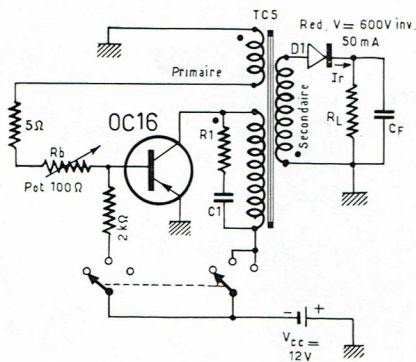


Fig. 26.

Par conséquent, le front de l'onde de blocage du transistor est très raide aux bornes de l'enroulement du circuit de collecteur L_p et pourrait donner naissance à une surtension très appréciable capable d'endommager de façon perma-

nente le transistor. On remarque donc à la figure 26 le montage amortisseur formé par la résistance R_1 de 9 Ω et le condensateur C_1 de 2 μ F. Ces valeurs sont celles qui correspondent au rendement optimum de l'ensemble dans le cas du transformateur utilisé. Ce sont d'excellentes valeurs moyennes. Il y a donc lieu d'observer la forme d'onde obtenue dès la première mise en service de l'appareil. Nous reviendrons sur ce point dans la suite de cet exposé.

La résistance R_b réglable (potentiomètre de 100 Ω) peut être remplacée, après ajustement pour la puissance de sortie désirée, par une résistance fixe. La résistance est rendue réglable aux essais afin d'avoir une certaine latitude si le transistor présente un coefficient d'amplification de courant supérieur ou inférieur à sa valeur nominale.

En utilisant le transformateur décrit, l'entrefer a été réglé à 0,4 à 0,5 mm d'épaisseur, afin d'obtenir une fréquence de répétition de 160 Hz, considérée comme optimum pour le transformateur utilisé.

Les tôles fer-silicium employées (qualité 2,6W) pour la construction du transformateur T_{r1} d'oscillation ont une section de jambe centrale de 25 \times 25 (mm \times mm). L'empilement est donc de 50 tôles. On ménage l'entrefer déjà indiqué.

Nous allons indiquer les caractéristiques des trois enroulements de la figure 26. En partant du noyau les bobinages sont exécutés dans l'ordre suivant : (transformateur TC 5)

- 1° Enroulement primaire (relié au collecteur) P_1P_2 - 60 tours en fil de 1 mm.
- 2° Enroulement d'entretien (relié à la base) B_1B_2 - 25 tours en fil de 0,2 mm.
- 3° Enroulement secondaire (relié au redresseur) S_1S_2 - 1 500 tours en fil de 0,3 mm.

Les connexions du transformateur seront faites selon les indications de la figure 26, où l'on a figuré par un point noir les extrémités d'enroulement de même phase.

On conçoit que l'onde de blocage produit, en l'absence d'un montage amortisseur, une onde de surtension assez dangereuse pour le transistor. On mesure donc (fig. 27 a) l'inductance de fuite du transformateur (L_f) évaluée des

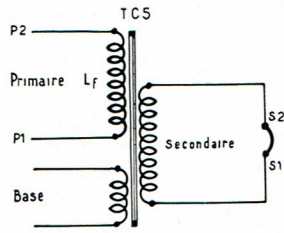


Fig. 27 a.

bornes P_1 , P_2 , les bornes S_1 , S_2 du transformateur étant mises en court-circuit. La figure 27 b indique la variation de la tension collecteur-émetteur (V_{ce}) en fonction de l'inductance de fuite ainsi mesurée.

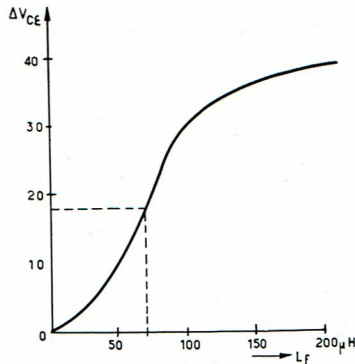


Fig. 27 b. — $V_{cep} = V_{ce\ max} + \Delta V_{ce}$.

La figure 27 c indique la valeur des éléments R et C du circuit amortisseur qu'il convient d'utiliser selon la valeur mesurée de l'inductance de fuite. Les valeurs des éléments indiquées par ces courbes ramènent la variation de tension ΔV_{ce} à la valeur tolérable de 4 V.

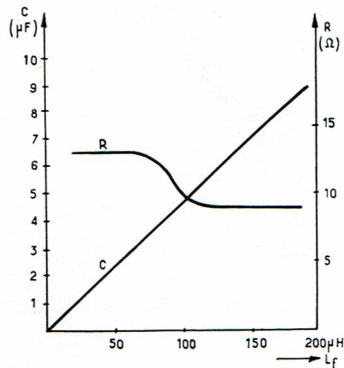


Fig. 27 c.

La figure 27 d montre la caractéristique de sortie du convertisseur muni du circuit amortisseur, à la température ambiante de 25° C.

La figure 28 indique le comportement complet du convertisseur (V_r , I_r , P_r) en fonction de la température ambiante, le transistor étant fixé sur un châssis refroidisseur d'une résistance thermique de 3,5° C/W.

Au lieu d'employer le simple circuit amortisseur, il est également possible de résorber les surtensions à l'aide d'une

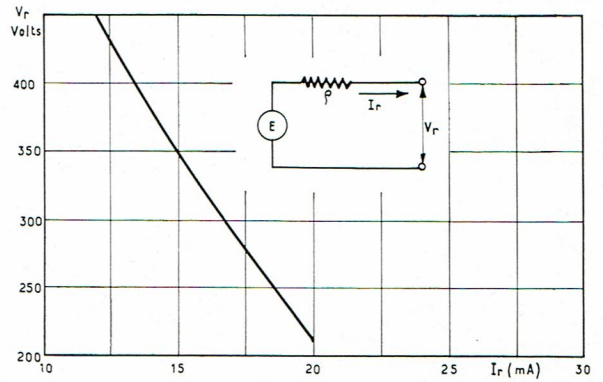


Fig. 27 d. — Courbe tension/courant de sortie, avec circuit correcteur ($R_{corr} = 9 \Omega$, $C_{corr} = 2 \mu F$, $E = 800 V$, $\rho = 30 k\Omega$).

diode D_2 (montage de la figure 29). Cette diode abaisse les variations ΔV_{ce} et protège utilement le transistor OC 16 en régime de décharge ($R_d = \infty$, $C_F = 0$). La tension de crête au collecteur peut, sans amortisseur ni diode D_2 , atteindre 100 V. L'emploi de la diode permet de ramener la tension de crête ΔV_{ce} à une valeur plus petite que 30 V.

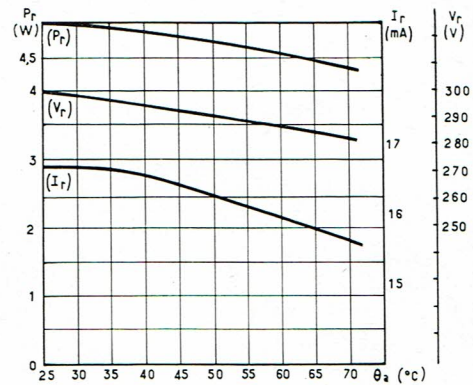


Fig. 28.

Le transformateur utilisé dans le montage de la figure 30 comporte les mêmes enroulements que le transformateur TC 5, auxquels on ajoute un enroulement de 34 tours pour le circuit de la diode de résorption D_2 . Cette diode doit pouvoir supporter un courant de crête de 6 A durant 10 μs environ. Il est possible d'utiliser certains redresseurs au sélénium ou des groupements de diodes au silicium.

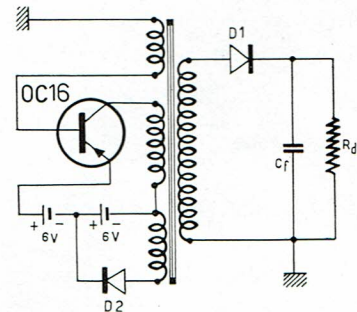


Fig. 29.

Si l'on considère ces exigences particulières du montage, il paraît préférable actuellement d'adopter le montage avec circuit correcteur, mais sans diode de résorption.

En résumé, avec une tension d'alimentation $V_{cc} = 12 \text{ V}$, une puissance de sortie de 5 W peut être assurée par tous les transistors OC 16, mais elle peut être portée éventuellement de 7 à 10 W selon les conditions d'emploi réelles. La tension de sortie a pour valeur nominale 300 V , mais elle est réglable à l'aide de la résistance de charge, à puissance constante, entre 200 et 600 V . Le courant de sortie nominal est de $16,7 \text{ mA}$. Le courant de la batterie est $I_{cc} = 0,7 \text{ A}$. Le rendement η ($= V_o I_o / V_{cc} I_{cc}$) est de 60% sans le circuit amortisseur et de $58,5 \%$ avec le circuit amortisseur, la résistance R_b étant réglée à une valeur telle que le courant de crête de collecteur atteigne $3,6 \text{ A}$. La puissance dissipée sur le collecteur est de 1 W environ. La tension maximum entre collecteur et émetteur dans ces conditions d'utilisation est $V_{ce \text{ max}} = 22 \text{ V}$. Avec le circuit amortisseur $R_1 = 9 \Omega$ et $C_1 = 2 \mu\text{F}$, la surtension parasite de collecteur est $\Delta V_{ce} = 6 \text{ V}$.

CONVERTISSEUR-ONDULEUR SYMÉTRIQUE 25 W

Ce convertisseur-onduleur symétrique comporte deux transistors OC 16 (fig. 30). La tension d'alimentation du circuit primaire est de 12 V . La tension obtenue à la sortie, après le redresseur en pont et le filtre, est de 150 V environ et la puissance de sortie est sensiblement de 25 W .

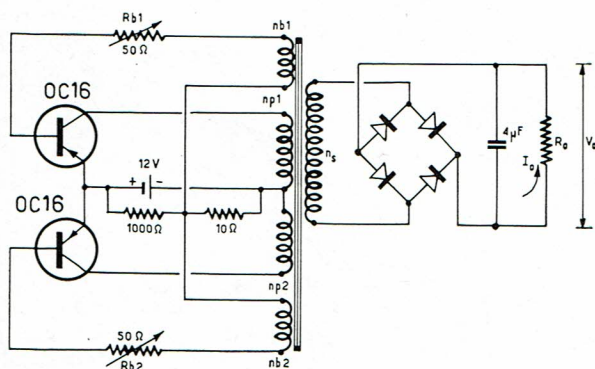


Fig. 30.

Les résistances R_{b1} et R_{b2} , disposées dans les circuits de base des deux transistors, sont destinées à régler avec précision la symétrie de l'oscillateur lorsque les deux transistors présentent des coefficients d'amplification de courant (α') différents pour le montage avec émetteur commun.

Afin d'obtenir le rendement (η) maximum et la puissance de sortie (P_s) maximum, il convient que les valeurs réglées des deux résistances soient aussi faibles que possible. Dans le cas idéal ou l'on aurait $\alpha_1 = \alpha_2$, on aurait aussi $R_{b1} = R_{b2} = 0$.

Le transformateur T_r 1 utilisé comporte un noyau en tôles d'acier au silicium de 25×25 de section.

Les données des enroulements de ce transformateur sont les suivantes :

- $n_p = 70$ tours de fil de cuivre émaillé de 1 mm .
- $n_b = 110$ tours de fil de cuivre émaillé de $0,4 \text{ mm}$.
- $n_s = 1000$ tours (1) de fil de cuivre émaillé de $0,03 \text{ mm}$.

L'empilement se fait à entrefer nul (entrefer naturel du paquet).

Pour $R_{b1} = R_{b2} = 0$, la puissance obtenue à la sortie est voisine de 25 W et le rendement obtenu est sensiblement $\eta = 70 \%$.

CONVERTISSEUR-ONDULEUR HAUTE TENSION

Ce convertisseur permet d'obtenir une tension de 6000 V à partir d'une batterie de 6 V (fig. 31).

Les valeurs des pièces utilisées sont indiquées sur la figure. La construction du transformateur nécessite deux noyaux 60/33/14 en ferroxcube 3 C 2. Les enroulements sont exécutés selon les données suivantes :

- $S_1 = 76$ tours de fil de cuivre émaillé de $0,6 \text{ mm}$.
- $S_2 = 15$ tours de fil de cuivre émaillé de $0,6 \text{ mm}$.
- $S_3 = 56000$ tours de fil de cuivre émaillé de $0,05 \text{ mm}$.

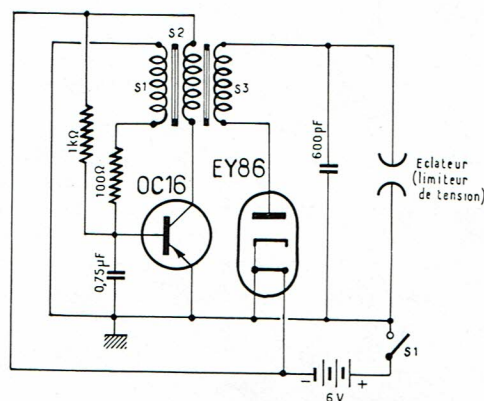


Fig. 31. — Convertisseur haute tension (6 kV).
Transformateur : 2 noyaux 60/33/14. 3 C 2.

L'éclateur servant de limiteur de tension comprend deux boules montées sur des tiges filetées, la distance d'éclatement étant réglée à l'aide d'une commande à fort isolement. L'interrupteur S_1 assure la mise en fonctionnement du dispositif et le retour au repos de la batterie.

(1) Ce nombre de tours convient pour une tension de sortie $V_s = 150 \text{ V}$ mais il peut être modifié dans un sens ou dans l'autre selon la valeur de la tension de sortie exigée.

DÉTECTEUR DE PASSAGES ET RELAIS DE SYNCHRONISATION

Le capteur utilisé pour la détection des passages est, dans cette catégorie d'appareils à transistors, un simple aimant mobile en ferroxdure. Cet aimant est lié mécaniquement à l'organe mobile qui sert à la commande électronique envisagée.

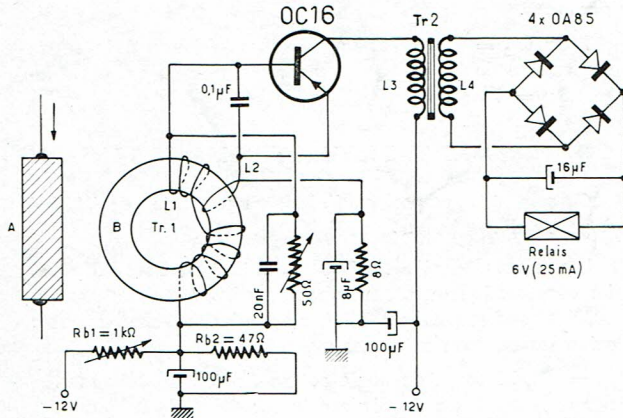


Fig. 32.

L'anneau B est utilisé comme circuit magnétique pour l'inductance L_1 disposée dans le circuit de la base du transistor. L'inductance L_2 apporte un faible taux de réaction supplémentaire entre l'émetteur et la base. Elle assure une augmentation de la variation de l'inductance de L_1 qui permet le déblocage de l'oscillateur (fig. 32). Lorsque l'aimant vient à proximité de l'anneau, il le porte à la saturation magnétique et l'oscillation du transistor se trouve ainsi bloquée. En conséquence le relais retombe. L'anneau utilisé est un anneau de pot, type 45/39, en ferroxcube 3 B 2. L'aimant permanent A est une pièce de ferroxdure 1 type $50 \times 25 \times 15$.

Le bobinage L_1 , du circuit de la base, comprend 15 tours de fil de cuivre émaillé de 0,4 mm de diamètre et présente une inductance propre, sur le noyau non saturé, de 125 μ H. L'enroulement L_2 ne comporte qu'un seul tour de fil de cuivre émaillé de 0,4 mm.

La résistance du diviseur de tension de la base (R_{b1} , R_{b2}) doit être relativement faible par rapport à la résistance

du circuit de l'émetteur. On ajuste la résistance réglable R_{b1} à la valeur qui convient pour le courant de collecteur envisagé (par exemple : $R_{b1} = 500 \Omega$ pour $I_c = 200$ mA).

La résistance d'amortissement R_1 réglable (50Ω) permet d'égaliser en fabrication les résultats obtenus sur des transistors OC 16 dont la fréquence de coupure de α serait différente. Avec les éléments de la figure 32, la fréquence d'oscillation obtenue est de 18 kHz en moyenne.

Le transformateur T_{r2} est constitué par un pot complet, avec accessoires, 36-22-10 en ferroxcube 3 B₁. L'enroulement L_3 comporte 50 tours de fil de cuivre émaillé de 0,75 mm de diamètre, l'inductance primaire est $L_p = 0,26$ mH. L'enroulement L_4 est constitué par 125 tours de fil de cuivre émaillé de 0,25 mm de diamètre.

La tension de l'enroulement secondaire de T_{r2} étant redressée, la forme d'onde des oscillations n'influe pas beaucoup sur les résultats. La tension alimentant le relais (6 V, 25 mA) est appliquée pour cela à quatre diodes à monocristal de germanium OA 85.

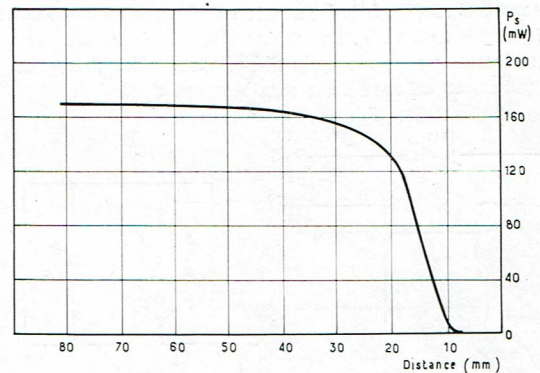


Fig. 33. — Courbe de la puissance de sortie en fonction de la distance de l'aimant à l'anneau.

La figure 33 est un relevé de la puissance de sortie, en fonction de la distance qui sépare l'aimant A et l'anneau B, montrant bien l'étendue de la zone de grande efficacité du détecteur de passages, dispositif de commande industriel fonctionnant sans contact et à distance.

“ INFORMATIONS ÉLECTRONIQUES ”

AFFILIÉ A L'ASSOCIATION DES JOURNALISTES PÉRIODIQUES BELGES ET ÉTRANGERS
(Union professionnelle reconnue)

M. B. L. E

Division “ÉLECTRONIQUE”

80. RUE DES DEUX GARES, BRUXELLES. TÉL. : 21.82.00 (15 LIGNES)

Editeur responsable : J. Dewèvre, rue Philippe-de-Champagne, 36, Bruxelles

Prix du numéro : 15 Francs

Imprimée en France