



APPLICATION DES

# TRANSISTORS A JONCTIONS

pratique



ÉDITÉ PAR LE BUREAU DE DOCUMENTATION TECHNIQUE DE  
**LA RADIOTECHNIQUE**  
DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES ET SEMICONDUCTEURS  
130, avenue Ledru-Rollin, PARIS-XI<sup>e</sup>  
Tél. : VOLtaire 18-50 - Adr. Télégr. : TUBELEC-PARIS

Usines et Laboratoires à Suresnes, Chartres, Dreux et Caen  
R. C. SEINE 55 B 2793

# APPLICATION DES TRANSISTORS A JONCTIONS

## PRATIQUE

### CONVERTISSEURS (FORTES PUISSANCES)

#### CONVERTISSEUR SYMÉTRIQUE A TRANSFORMATEUR SATURABLE 12 V - 4,7 WATTS

L'un des inconvénients majeurs que l'on rencontre à l'utilisation des transformateurs normaux, dans les convertisseurs symétriques à transistors, réside dans les écarts sur le courant de collecteur maximal, attribuables aux tolérances sur  $\beta$  et à la variation de  $\beta$  (plus faible, en général), due aux effets de la température.

On peut réduire cette influence si l'on insère des résistances dans le circuit de la base des deux transistors. Mais l'on ne peut pas admettre, dans une fabrication suivie, l'ajustage individuel de ces résistances. Le projet est alors établi de telle manière que le transistor présentant le plus fort  $\beta$  fournisse juste le courant de collecteur maximal admissible. Dans ce cas, la puissance moyenne de sortie qui peut être fournie par le convertisseur symétrique à transformateur, sans saturation, reste inférieure à celle qui serait possible si l'on n'avait pas à tenir compte des écarts sur  $\beta$ .

La plupart de ces difficultés se trouvent complètement écartées, si l'on utilise un transformateur saturable dont la matière du noyau présente un cycle d'hystérésis presque rectangulaire (fig. 1). Un tel noyau a pour propriété principale de se saturer brusquement à une certaine valeur de l'induction. Ainsi, l'inductance propre d'un enroulement, bobiné sur ce noyau, baisse très fortement, dans cette circonstance. Le principe général du convertisseur décrit consiste à déterminer le nombre de tours de l'enroulement de collecteur pour obtenir la saturation du transformateur, à la valeur du courant d'attaque exigée par le constructeur.

On établit le projet du montage pour qu'un transistor à  $\beta$  minimal, dans les tolérances, fournisse le courant de collecteur pour lequel le noyau se sature déjà.

Un transistor avec un  $\beta$  plus grand peut alors, sans inconvénient, fournir un courant de collecteur plus fort car l'inductance propre décroît vite et le dépassement du courant de collecteur maximal n'a qu'une durée très brève.

Par ailleurs, la fréquence d'un tel convertisseur est relativement très constante car le retour de commutation est fixé presque entièrement par l'état de saturation du noyau. Le convertisseur décrit, équipé de deux transistors OC 80, assure, avec les éléments indiqués, la complète interchangeabilité de ces transistors, sans aucune retouche aux circuits.

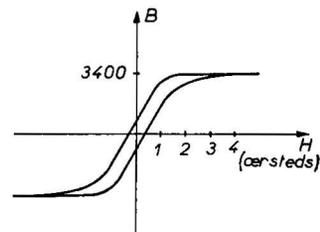


Fig. 1.

#### DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR A TRANSFORMATEUR SATURABLE

Le convertisseur symétrique avec transformateur à noyau saturable est équipé de deux transistors OC 80 (fig. 2). La tension d'alimentation nominale a été fixée à 12 V. Le courant maximal de l'émetteur, au coude, est de 600 mA avec un  $\beta$  nominal ou coude (1)  $\beta$  de 85. La tension de sortie du convertisseur est de 125 V continu, environ, et le courant de sortie est de 38,5 mA, environ. Nous donnons plus loin les résultats détaillés.

(1)  $\beta$  mesuré à la valeur de la tension de coude ( $-V_{CEK}$ ).

La fréquence de fonctionnement est de 6950 Hz avec une résistance de sortie de 3,3 kΩ (et de 12 500 Hz avec 10 kΩ).

Le montage convient pour une utilisation ininterrompue jusqu'à une température ambiante de 55°C et il reste stable jusqu'à 60°C. Ces valeurs de la température ambiante admissible sont valides pour une résistance thermique  $K_{t,11} = 0,15^\circ\text{C/mW}$  c'est-à-dire moyenne entre les résistances thermiques avec ailette et plaque-radiateur et celle sans ailette 56 200 des spécifications publiées du transistor OC 80.

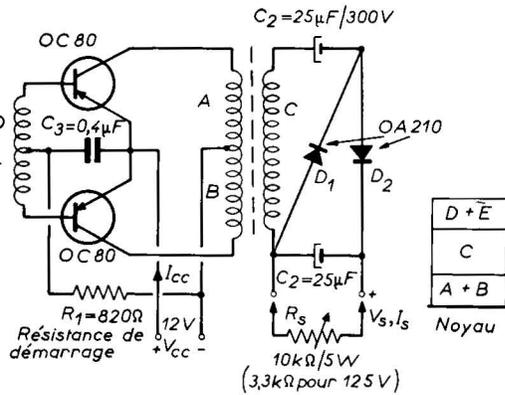


Fig. 2. — Les diodes OA 210 peuvent être remplacées par des BY 100

### CONVERTISSEUR AVEC SA CHARGE

Lorsque la charge de sortie est reliée, le transistor fournit le courant magnétisant du transformateur et, au primaire, le courant de charge transformé.

### FONCTIONNEMENT

Le point de commutation intervient au moment où l'on a :

$$I_C = \bar{\beta} \cdot I_B$$

Le courant  $I_B$  de la base ayant une valeur constante, les écarts à la valeur du courant de collecteur dépendent de  $\bar{\beta}$ , le coefficient d'amplification de courant pour signaux forts (au coude de la caractéristique).

On peut songer, naturellement, à éliminer cette tolérance sur le courant de collecteur par un choix des transistors et un réglage de  $R_1$  tel que  $I_C$  ne puisse dépasser la valeur maximale admissible.

Un moyen plus favorable s'offre heureusement. Un condensateur de forte capacité, disposé entre le point milieu des enroulements de base et les émetteurs, et une résistance en série avec la connexion de base de chaque transistor permet d'équilibrer les courants de crête des collecteurs des deux transistors. Enfin, on conserve alors une résistance variable  $R_1$ , ajustable sur le châssis, pour régler  $I_C$ .

Il n'est plus nécessaire de choisir les transistors.

Ces méthodes conviennent, d'un point de vue purement technique, mais elles ne sont pas acceptables dans une production par séries. On ne peut admettre le réglage de trois résistances par convertisseur.

Nous évitons la plupart de ces difficultés si nous employons un transformateur dont le noyau présente une caractéristique d'hystérésis pratiquement rectangulaire (fig. 1).

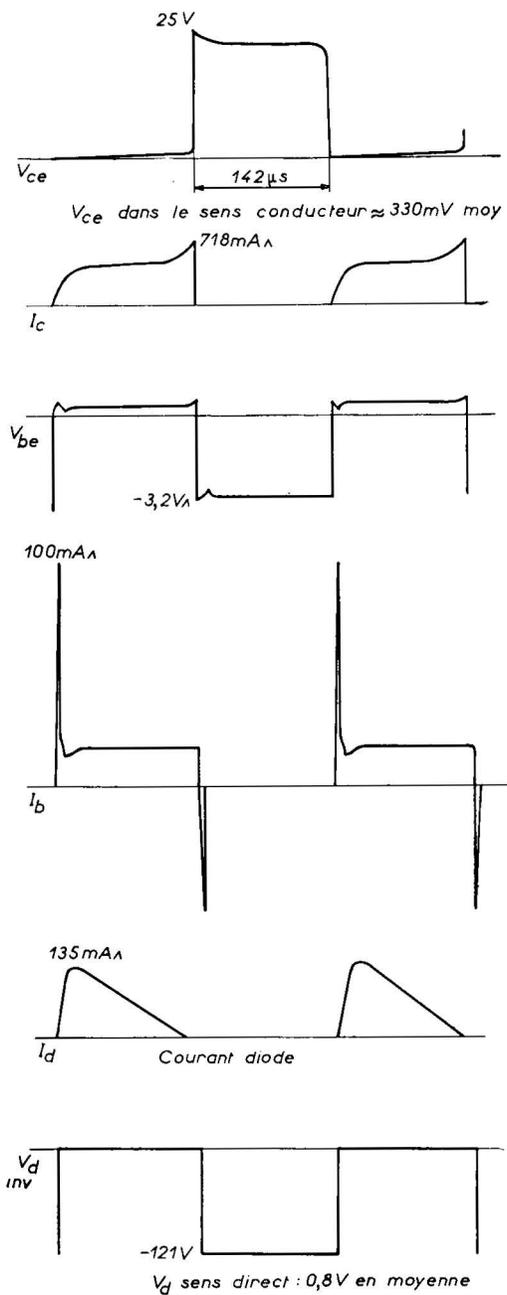


Fig. 3.

La matière se sature brusquement à une certaine valeur de l'induction et l'inductance propre de la bobine enroulée sur ce noyau diminue très fortement. Le nombre de spires de l'enroulement de collecteur est déterminé pour obtenir la saturation du transformateur à la valeur du courant d'attaque exigée du transistor. Il en résulte soit une diminution de la tension sur l'inductance ( $V_L = -L di/dt$ ) soit une augmentation dans le temps ( $di/dt$ ) du courant de collecteur. Si le transistor a des caractéristiques aux tolérances minimales, un accroissement ultérieur du courant de collecteur est impossible, c'est d'ailleurs le but de ce perfectionnement. Ainsi  $V_L$  diminue, et l'on atteint un point de commutation. Mais, pour un transistor non minimal, le courant de collecteur n'a pas atteint la valeur  $\bar{\beta} \cdot I_B$  au moment où va commencer la saturation.

La nouvelle valeur instantanée de  $V_i$  se maintient constante et  $di/dt$  augmente. Le courant  $i_c$  croît très rapidement, après la saturation, jusqu'à une valeur maximale.

Dans le convertisseur non-saturé, l'instant de commutation est seulement déterminé par le point où le courant  $i_c$  du transformateur atteint la valeur :

$$i_c = \beta I_B$$

et

$$\frac{t}{2} = \frac{I_c L}{V} = \frac{\beta I_B L}{V}$$

Dans le convertisseur saturé, le point de commutation est approximativement celui de la saturation du noyau. Si le transistor utilisé a un fort  $\beta$  le courant de collecteur augmente rapidement après cette saturation et le point de commutation est vite atteint. La figure 3 montre les formes d'ondes obtenues en divers points du convertisseur.

## TRANSFORMATEUR

Les calculs de transformateurs pour convertisseurs sont développés dans l'appendice A (page 9). La méthode classique indiquée peut être suivie pour l'étude de la plupart des convertisseurs analogues, même pour des puissances bien plus grandes, avec un circuit magnétique différent. Le noyau utilisé pour le convertisseur de 4,7 W est un pot en ferroxcube D 36 - 22 - 10 - 3 B 2 Transco C.O.P.R.I.M.

Le tableau ci-dessous indique les données des enroulements. L'isolation entre les enroulements est obtenue par de la feuille de triacétate de ~~0,1 mm~~ *0,06 mm*

Tous les enroulements sont en cuivre émaillé de  $\varnothing = 0,45$  mm. (Pour l'ordre des enroulements, voir la fig. 2.)

Bobine	Nombre de spires	Résistance en continu
A (collecteur)	19	170 mΩ
B (collecteur)	19	
C (vers diodes)	104	0,82Ω
D (base)	3	30 mΩ
E (base)	3	

A et B : bobinage *bifilaire*, sortie A reliée à entrée B.  
D et E : bobinage *bifilaire*, sortie D reliée à entrée E.

### Enroulement de collecteur

Le ferroxcube 3 B 2 se sature à une induction  $B_M = 3400$  gauss.

Le diamètre du noyau est de 1,28 cm.

Nous calculons le nombre  $N_C$  des spires sur le collecteur. La tension de coude du transistor OC 80 est de 0,4 V environ pour  $i_c = 660$  mA et la tension sur l'enroulement est  $V_{CC} - V_{CEK}$ , d'où, d'après l'éq. (5), de l'appendice A.

$$N_C = (V_{CC} - V_{CEK}) 10^3 / (4 f B_M S) = (12 - 0,4) 10^3 / (4 \times 3500 \times 3400 \times 1,28)$$

$$N_C = 19 \text{ spires.}$$

### Enroulement pour les diodes

La tension de sortie exigée est de 125 V et nous utilisons

un redresseur doubleur de tension; donc, la tension sur ce secondaire du transformateur devrait être de 62,5 V ( $V'_s$ ) s'il n'y avait pas de chute de tension ( $i_d R_{d1}$ ) dans la diode. Il faut tenir compte aussi de la chute de tension dans le cuivre du secondaire ( $i_d R_2$ ). Ces pertes obligent à faire une correction sur  $V'_s$ . On peut la calculer très simplement : Le courant moyen de diode est égal au courant de sortie du convertisseur (par exemple, 38,5 mA) tandis que le courant maximal de la diode  $I_{DM}$  est pratiquement de ( $4 \times$  courant moyen).

La tension exigée sur l'enroulement secondaire est :

$$V'_s + I_{DM} (R_{d1} + R_2) = 62,5 + 154 \cdot 10^{-3} (3 + 0,8) = 63,1 \text{ V.}$$

Le rapport de transformation (collecteur-diodes) est donc :

$$n_{dc} = 63,1 / 11,6 = 5,15.$$

D'après ce rapport, le nombre de spires est :

$$N_d = 5,15 \times 19 = 104 \text{ spires (enroulement C).}$$

La tension inverse étant de 125 V, les diodes doivent être du type BY 100 (remplaçant le type OA 210).

### Enroulement de base

La commutation des transistors produit moins de pertes transitoires si elle est obtenue sur une résistance ohmique aussi faible que possible. On peut obtenir ce résultat grâce au condensateur disposé entre les émetteurs et le point milieu de l'enroulement de base.

Puis la tension de base positive est forte, plus les pertes transitoires sont réduites et il convient donc que  $C_3$  reçoive une tension positive du côté de la base. Mais cette tension est aux polarités inverses de celle qui est induite sur l'enroulement de base. Cette tension induite doit d'ailleurs être assez forte pour attaquer le transistor conducteur afin qu'il fournisse le courant de collecteur exigé. Nous pouvons alors calculer le nombre de spires sur la base :

Pour  $i_c = 600$  mA, on a  $V_{BC} \text{ max} = 1$  V.

Pour maintenir sur  $C_3$  une tension de 1 V avec un transistor présentant le  $V_{BC} \text{ max}$ , la tension d'enroulement doit être de 2 V, environ.

Le rapport des enroulements base-collecteur est donc :

$$n_{BC} = 2 / 11,6 = 0,172.$$

Le nombre de spires est :

$$N_b = 0,172 \times 19 \approx 3 \text{ spires.}$$

La tension sur  $N_b$  est ;

$$(3 \times 11,6) / 19 = 1,83 \text{ V.}$$

Si l'on n'utilisait pas  $C_3$ , une certaine charge resterait dans le transistor au moment du blocage, charge qu'il faut « extraire » avant le blocage, et la décharge se ferait à travers  $R_1$ ; cela exigerait un temps relativement long pour que le blocage soit suffisant.

Avec  $C_3$ , cette décharge se fait sur faible résistance ohmique puisque  $C_3$  incorpore cette charge, dont la valeur est :

$$Q = I_c / 2\pi f x$$

$f x$  est la fréquence de coupure de  $x$  (du transistor disposé en base commune), dont la valeur minimale est de 1 MHz pour le type OC 80.

Au courant de crête de 600 mA, on a donc, pour la charge dans  $C_3$  :

$$Q = I_c / 2\pi f x = 0,6 / 2\pi \times 10^6 = 0,1 \mu\text{C.}$$

Le condensateur  $C_3$  se charge jusqu'à une tension moyenne de :

$$(\text{Enroul. de base} - V_{BE} \text{ moyenne}) = 1,83 - 0,7 = 1,13 \text{ V.}$$

Admettons une variation de tension de 0,1 V, la valeur minimale de  $C_3$  résulte de la relation  $Q = C_3 \cdot V$ .

$$10^{-7} = C_3 \times 10^{-1} \quad \text{d'où } C_3 = 1 \mu\text{F.}$$

Mais, il existe une seconde condition à remplir par  $C_3$  :

Pour qu'un transistor à  $V_{be}$  maximal puisse être attaqué pour fournir 600 mA au collecteur, il faut que le condensateur soit partiellement déchargé (car la tension sur  $C_3$  est de polarité opposée à la tension sur l'enroulement de base). Dans le cas le plus défavorable, la tension sur  $C_3$  doit descendre de 0,6 V car  $-V_{BE\ max} = 1\text{ V}$  et  $-V_{BE\ min} = 0,4\text{ V}$ . Nous admettons que cette décharge doit occuper 10 % de la période (14  $\mu\text{s}$ ).

$$V_{ce} = V_{ce} - (V_{ce} - V_{eo}) \exp(-t/RC)$$

d'où  $V_{ce} = (-V_{ce} + V_{eo}) [1 - \exp(-t/RC)]$

avec  $V_{ce} = 0,6$ ;  $-V_{ce} = 12\text{ V}$  = tension d'alimentation,

$V_{eo}$  = tension sur  $C_3$  au début de la décharge =  $1,83 - 0,4 = 1,43\text{ V}$  (valeur maximale).

$$\tau = 14\ \mu\text{s} \text{ et } R = 820\ \Omega.$$

D'où, l'on calcule :  $C_3 = 0,39\ \mu\text{F}$ .

La seconde condition l'emportant sur la première, nous choisissons :  $C_3 = 0,39\ \mu\text{F}$  et la variation maximale de tension, au point de commutation, est alors de 0,3 V, environ.

La valeur de  $R_1$  doit assurer une pente des transistors convenable pour le démarrage du convertisseur et nous devons avoir un courant de base suffisant.

Pour  $-I_c = 600\text{ mA}$ , dans le cas le plus favorable,

$$-I_b = 15\text{ mA} \text{ et } -V_{be} = 1\text{ V}.$$

La tension sur  $C_3$  ( $V_{eo}$ ) est, dans ce cas, de  $1,83 - 1 = 0,83\text{ V}$  et se trouve en série avec  $V_{ce}$ . On a donc, au total, 12,83 V. D'où la valeur de  $R_1 = 12,83/15 \times 10^{-3} = 855\ \Omega$ . Nous choisissons la valeur normalisée de 820  $\Omega$  pour  $R_1$ .

### Filtrage

Nous admettons, pour le calcul de  $C_2$ , une tension d'ondulation admissible de 0,2 %.

Au cours d'une demi-période, la résistance de sortie extrait de  $C_2$  une charge  $dQ = i \cdot dt$ .

$$dQ = 38,5 \times 10^{-3} \times (C_2/2 \times 3,5 \times 10^3)$$

$$dV = 2 \times 125/1000 = 0,25\text{ V}$$

$$C_2 = dQ/dV = \frac{38,5 \times 10^{-3}}{2 \times 3,5 \times 10^3 \times 0,25} = 21,8\ \mu\text{F}$$

Nous avons donc adopté  $C_1 = C_2 = 25\ \mu\text{F}$ . Ainsi, la tension d'ondulation reste inférieure à 0,2 %.

### Résultats des mesures

Les courbes de la figure 4 indiquent les résultats des mesures :

Courbe (a) Tension de sortie (130 V à 120 V) en fonction du courant de sortie;

Courbe (b) Tension de sortie en fonction de la tension de la batterie (de 6 V à 14 V);

Courbe (c) Rendement en fonction du courant de sortie (de 0 à 40 mA).

A une tension d'alimentation  $V_{cc} = 12\text{ V}$ , et à pleine charge de sortie, la consommation de courant sur la batterie peut atteindre 505 mA.

## CONVERTISSEUR 220 V - 100 W

Le convertisseur de grande puissance (220 V-100 W) est analogue, pour le principe du montage (fig. 5) avec celui que nous venons de décrire dans le paragraphe précédent. La différence principale réside dans le choix des tôles et le mode de construction du transformateur. On utilise pour cet accessoire important un circuit magnétique à cycle d'hystérésis quasi-rectangulaire (tôle à grains orientés ARMCO). L'induction maximale dans le noyau étant de 15 000 gauss environ et la section du noyau de 6 cm<sup>2</sup>.

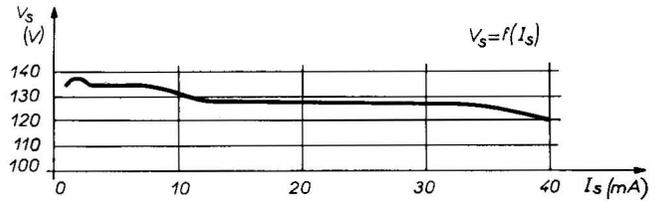


Fig. 4 a.

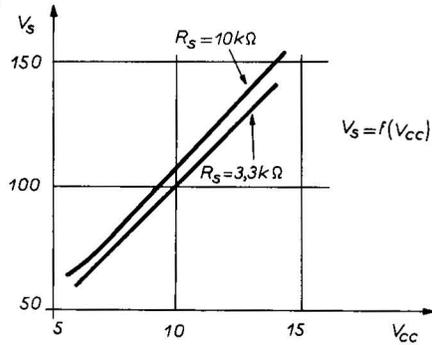


Fig. 4 b.

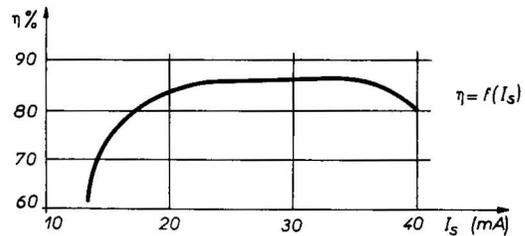


Fig. 4 c.

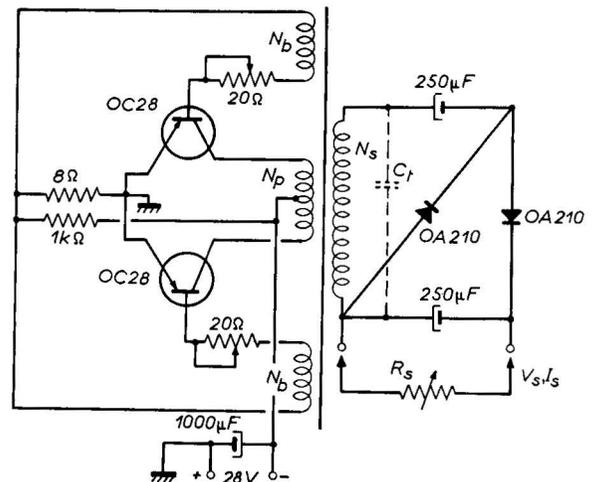


Fig. 5. — Les diodes OA 210 peuvent être remplacées par des BY 100.

Si l'on utilisait des tôles normales, le rendement du convertisseur serait abaissé dans des proportions très importantes et l'échauffement du transformateur pourrait devenir prohibitif. Dans le modèle décrit, nous utilisons un transformateur construit avec des tôles à grains orientés (1). Les données du transformateur sont les suivantes :

La section du noyau est de  $6 \text{ cm}^2$ .

$N_p = 2 \times 32 \text{ t. en fil de } 2 \text{ mm } (I_{moy} = 5 \text{ A}),$

$N_b = 2 \times 8 \text{ t. en fil de } 0,7 \text{ mm } (I_{moy} = 0,06 \text{ A}),$

$N_s = 290 \text{ t. en fil de } 0,7 \text{ mm } (I_{moy} = 0,05 \text{ A}).$

Les enroulements doivent être effectués dans l'ordre suivant :  $N_p - N_b - N_s$ .

La tension d'alimentation est de 28 V, la tension de sortie redressée de 210 à 220 V. Les redresseurs employés sont des redresseurs au silicium BY 100, disposés en doubleur de tension, avec des condensateurs de 250  $\mu\text{F}$ . La puissance de sortie obtenue est de 105 W et le rendement moyen obtenu dépasse 80 %. Nous donnerons, plus loin, le détail des rendements atteints. La fréquence de fonctionnement de la partie alternative du convertisseur (oscillateur) est de 280 Hz. La tension  $V_{be}$  moyenne est de 610 mV environ. Le courant de base est de 240 mA environ. Le  $\bar{I}_b$  moyen pour signaux forts des transistors employés pour les essais était de 22. A l'essai avec différents transistors et sans réglage des résistances de base, avec une charge de sortie constante réglée sur 420  $\Omega$ , on a mesuré une tension collecteur-émetteur —  $V_{ce} = 1,5 \text{ V}$  à  $I_{CM} = 5 \text{ A}$ . Le courant continu étant de 4,65 A et la tension continue de 28,2 V, la puissance d'alimentation est de 131 W et nous trouvons à la sortie un courant  $I_R = 500 \text{ mA}$ , sous une tension continue de 214 V, soit une puissance de sortie de 107 W. Le rendement  $\eta$ , dans cet essai, est de 81 %. Les résultats obtenus avec les différents transistors ne varient pas de plus de 5 %. Le plus mauvais rendement trouvé était encore de 79,5 %.

### Influence du courant de crête sur le rendement

Des essais pour déterminer l'influence du courant de crête sur le rendement ont été effectués, sur charge constante. D'une manière générale, il convient de noter que les pertes à la saturation croissent lorsque le courant de crête baisse, mais, par contre, à cet instant les pertes dans le transformateur diminuent. Avec des courants de crête dans les deux transistors de 7 A, on a une tension continue de 210 V et un courant continu de 500 mA, d'où une puissance de sortie de 105 W. La tension d'alimentation étant de 28 V et le courant de batterie de 4,82 A, la puissance d'alimentation est de 135 W et le rendement de 77,7 %. Si nous diminuons les courants de crête de collecteur, de chaque transistor, à 6 A, nous avons les mêmes tension et courant redressé, par contre la consommation sur la batterie tombe à 4,75 A, d'où une augmentation du rendement à 79 %. Si nous admettons un courant de crête de 4,8 A sur le premier transistor et de 5,2 A sur le second (déséquilibre), la tension redressée n'est plus que de 209 V, le courant de la batterie est de 4,65 A, donc le rendement augmente à 80,5 %.

On voit que le rendement diminue avec le courant de crête et que la courbe de rendement subit une translation progressive. Dans le troisième cas, le rendement obtenu a

(1) Le transformateur employé pour ce convertisseur est le n° 30 333 de la Société TESLA. Il est possible de construire un convertisseur de 150 W avec le transformateur, type 30 332 de cette marque. Il existe également un transformateur pour oscillateur-convertisseur de moyenne puissance n° 29 827.

atteint une valeur maximale, mais la puissance de sortie ne peut plus augmenter.

La figure 6 indique les différents oscillogrammes relevés en plusieurs points du circuit. La figure 7 représente le montage de mesure qui a été employé pour relever ces oscillogrammes. L'oscilloscope employé est un modèle à deux canaux, les masses de chaque canal étant communes.

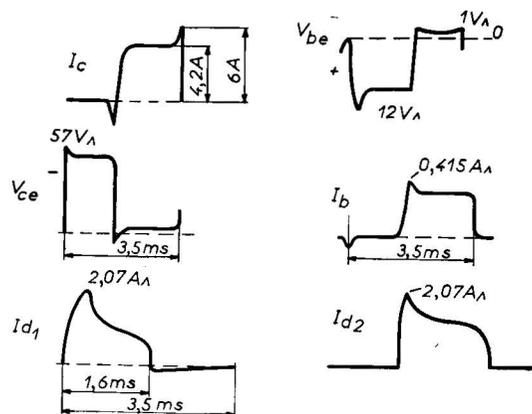


Fig. 6. — Formes d'ondes relevées en différents points du convertisseur de 100 W.

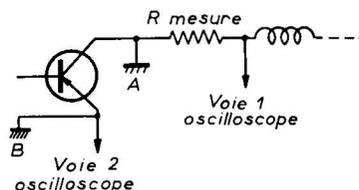


Fig. 7. — A - Masse de l'oscilloscope.  
B - Masse du convertisseur.

Pour la mesure du courant de collecteur, on insère une résistance de faible valeur 0,1 à 0,01  $\Omega$  et l'on mesure la tension à ses bornes. On procède de la même façon pour  $I_b/V_{be}$  ainsi que pour les courants des deux diodes de redressement. La mesure de la tension  $V_{ce}$  se fait sur l'oscilloscope et l'on remarque, sur l'oscillogramme, des surtensions de l'ordre de 2 V, en charge et, par contre, une surtension d'environ 8 V, à vide. La tension  $V_{ce}$  max est de 60 V. La valeur moyenne de la tension de déchet est de 900 mV (évaluation d'après l'oscillogramme), pour un  $I_{C \text{ max}}$  de 6 A. Quant à la tension  $V_{BE}$ , elle est de + 6 V pour la période bloquée et de - 1 V pour la période passante. La valeur de crête du courant de base est de 400 mA environ, le courant moyen étant de 300 mA. Le courant de crête dans les diodes de redressement atteint 2 A. Les résultats généraux des mesures sont reportés sur les courbes des figures 8 et 9.

### Etude de la période transitoire

La montée de tension est normale, la coupure du courant présente un léger palier que l'on peut atténuer par l'insertion, aux bornes du secondaire, d'un condensateur dont la capacité est d'environ 5 nF. En observant la tension  $V_{BE}$ , au cours de la période transitoire, on voit que la tension de base étant encore positive, le courant de collec-

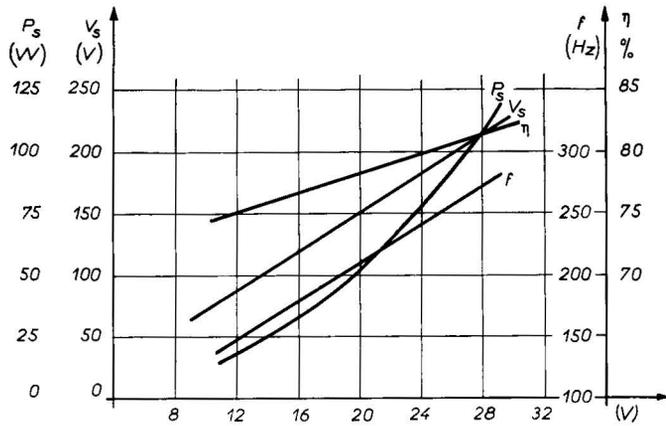


Fig. 8. — Puissance de sortie  $P_s$ , tension de sortie  $V_s$  du convertisseur, fréquence d'oscillation  $f$  et rendement  $\eta$ , en fonction de la tension de la batterie d'alimentation.

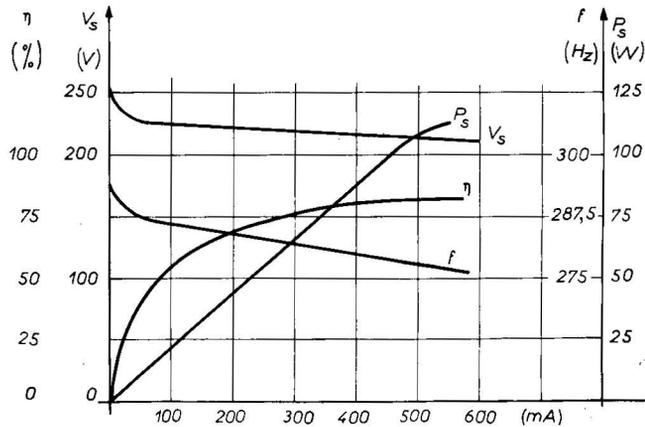
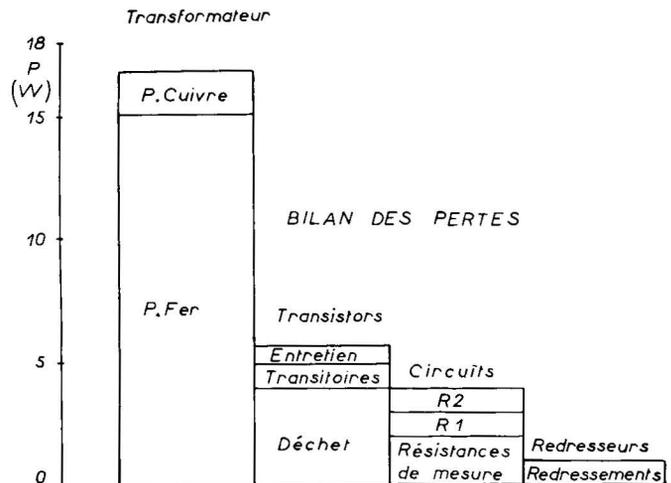


Fig. 9. — Puissance de sortie  $P_s$ , tension de sortie  $V_s$  du convertisseur, fréquence d'oscillation  $f$  et rendement  $\eta$ , en fonction du courant de la batterie d'alimentation.

Fig. 10. — Bilan détaillé des pertes du convertisseur de 100 W.

De gauche à droite :

- Pertes du transformateur.
- Pertes des transistors.
- Pertes des circuits.
- Pertes des redresseurs.



teur n'est pas encore nul; le retard mesuré est d'environ 1,5  $\mu$ s.

On peut, d'après les oscillogrammes (fig. 6), évaluer les pertes du régime transitoire. Nous avons en effet :

$$P_{lr} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} V_{ce} I_c dt_0$$

T = durée de la période et

$\tau$  = durée du régime transitoire.

L'intégration de la puissance totale =  $\int_0^{\tau} V_{ce} I_c dt$  a

été effectuée, par le procédé graphique, et l'on trouve 500 mW de perte transitoire, par transistor. Tous les oscillogrammes ont été relevés à pleine charge (résistance de sortie d'une valeur de 430  $\Omega$  environ).

Nous reproduisons ci-dessous le bilan des pertes (fig. 10) pour permettre une comparaison plus facile.

Une bonne indication du fonctionnement complet du transistor dans le montage est donnée par l'examen, sur l'oscilloscope, du cyclogramme ( $I_c$ ,  $V_{ce}$ ). Les portions les plus lumineuses de ce tracé indiquent les parties du trajet de fonctionnement qui exigent le plus de temps dans la

période. Cet examen facilite beaucoup la mise au point de ce type de convertisseur, si l'on utilise d'autres types de transistors et de transformateur que ceux que nous avons indiqués.

### Filtrage supplémentaire

Il est possible d'adjoindre d'autres cellules de filtrage supplémentaires, sans perturber le fonctionnement du convertisseur. Sans cellule de filtrage à la sortie, la tension d'ondulation mesurée est de 7 V (crête à crête). Si l'on utilise une cellule de filtrage comportant une inductance de 100 mH et un condensateur de 50  $\mu$ F, la tension d'ondulation mesurée est de 400 mV (crête à crête). Il est à signaler que l'inductance a une consommation propre de puissance de 3 W. Les transistors sont montés sur deux radiateurs séparés, en aluminium de 1,5 mm d'épaisseur, les dimensions minimales étant de 5 cm  $\times$  5 cm. Il y a toujours intérêt à les augmenter, même si les tôles-radiateurs sont repliées pour leur donner un plus faible encombrement en volume.

## APPENDICE A

### CALCUL DES ENROULEMENTS DE TRANSFORMATEUR POUR UN CONVERTISSEUR (1)

#### ENROULEMENT DE COLLECTEUR

La forme du courant de collecteur d'un convertisseur non chargé, en fonction du temps, est représentée à la figure a1.

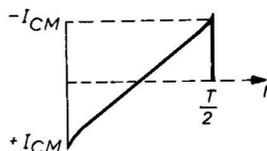


Fig. a1.

Dans une demi-période  $T/2$ , le courant augmente de  $+I_{CM}$  à  $-I_{CM}$ . Pour un courant  $I_C$ , le flux dans le noyau est  $\phi_M$  et l'aimantation se fait donc de  $+\phi_M$  à  $-\phi_M$ .

Si nous négligeons la tension au coude du transistor  $V_{CEK}$  (voir Théorie) la tension sur l'inductance primaire est, pratiquement, la tension  $V_{CC}$  de la batterie.

(1) Emploi des unités C. G. S. É. M.

De l'équation simple :

$$V_{CC} = L di/dt = N_p (d\phi/dt) \cdot 10^{-8} \text{ volts} \quad (1)$$

$$\text{on tire : } V_{CC} dt = N_p d\phi \cdot 10^{-8} \quad (2)$$

et en intégrant, sur chaque variable :

$$\int_0^{T/2} V_{CC} \cdot dt = \int_{+\phi_M}^{-\phi_M} N_p \cdot d\phi \cdot 10^{-8} \quad (3)$$

$$\text{ce qui donne : } V_{CC} \cdot \frac{T}{2} = 2 N_p \cdot \phi_M \cdot 10^{-8} \quad (4)$$

$N_p$  = nombre de tours du primaire (collecteur).

$\phi$  = flux dans le noyau.

$i$  = courant dans le transformateur.

$V_{CC}$  = tension d'alimentation  $\approx$  tension sur l'inductance.

$\phi_M$  = flux maximal dans le noyau =  $B_M \cdot S$

= Densité  $B$  de flux à saturation (gauss)  $\times$  surface de section du noyau ( $\text{cm}^2$ ).

En tenant compte de la relation bien connue  $f = 1/T$ , nous avons la formule donnant le nombre de spires  $N$  :

$$N_p = V_{CC} \cdot 10^8 / 4 f B_M S \quad (5)$$

Si l'on veut que le transformateur se sature, pour le fonctionnement correct, il faut remplir la condition :

$$H = (1,25 N l_t / b) > H_o \quad (6)$$

$H$  = champ magnétique du noyau.

$H_o$  = champ magnétique de saturation du noyau.

$l_t$  = courant inductif dans le transformateur.

$b$  = périmètre moyen du circuit magnétique [cm].

D'après (6), la seconde condition à remplir par  $N_p$  est :

$$N_p > H_o \cdot b / (1,25 I_t)$$

#### ENROULEMENT DE BASE

Le rapport des nombres de spires sur la base et sur le collecteur  $n_{bc}$  est égal au rapport de la tension de base et de la tension sur le primaire.

$$n_{bc} = V_{base} / V_p$$

$N_B$  = nombre de spires dans la base =  $n_{bc} \times$  nombre de spires du primaire =  $n_{bc} \times N_p$ .

La tension sur l'enroulement de base doit avoir une valeur telle qu'un transistor à faible  $\beta$  et fort  $V_{be}$  puisse, en recevant cette attaque, donner  $I_{CM}$ .

#### ENROULEMENT POUR LES DIODES

Le nombre des spires  $N_d$  de l'enroulement pour les diodes dépend du rapport de transformateur  $n_{dc}$  entre le collecteur et l'enroulement des diodes.

$$N_d = n_{dc} \times \text{nombre de spires du primaire} = n_{dc} N_p$$

avec  $n_{dc} = (V_o + V_d) / V_{Lp}$ .

$V_o$  = tension de sortie exigée.

$V_d$  = chute de tension dans les diodes et dans l'enroulement secondaire.

$V_{Lp}$  = tension sur l'enroulement primaire.

Dans le texte principal, nous avons donné un exemple d'application pratique de ces formules classiques au cas d'un noyau saturable, en ferroxcube, pour convertisseur à (2 OC 80). Nous soulignons que les formules établies sont applicables en général dès que l'on possède des courbes d'hystérésis et d'ampères  $\times$  tours convenables des matériaux utilisés pour l'établissement du circuit magnétique.

## APPENDICE B

### CONVERTISSEUR 500 VOLTS POUR LE COMPTEUR DE GEIGER PORTATIF

Nous allons présenter un montage un peu différent de celui que nous avons déjà publié pour l'utilisation du tube compteur Geiger Muller type 18503. L'alimentation est obtenue à partir d'une batterie de piles de 3 V et le convertisseur équipé d'un transistor OC 71 permet d'obtenir une conversion de 3 V à 500 V environ. L'oscillateur du convertisseur est du type sans blocage et la résistance de démarrage,  $R_1$ , permet d'obtenir l'amorçage de l'oscillation de relaxation sans intervention extérieure. Au moment de la chute brutale de la dent de scie, une surtension est produite au secondaire du transformateur dont la forme est indiquée à la fig. b1. Le redresseur doubleur de tension charge peu fortement l'oscillateur. Un second transistor, monté en collecteur commun, reçoit sa polarisation de base par  $R_5$ ; le courant dans l'émetteur de ce transistor est de l'ordre de 1 mA, environ. La tension de base mesurée est de l'ordre de -1 V et l'on a, pratiquement, la tension de l'émetteur presque égale à la tension de la base. Le rôle de l'étage à émetteur chargé est de transformer l'impulsion de courant du compteur en impulsion de tension. Dès que le compteur de Geiger Muller devient conducteur, un courant de sens inverse vient se superposer au courant

de la base, et par conséquent, les courants de base et d'émetteur diminuent. Quant à la tension de sortie, elle diminue en valeur absolue.

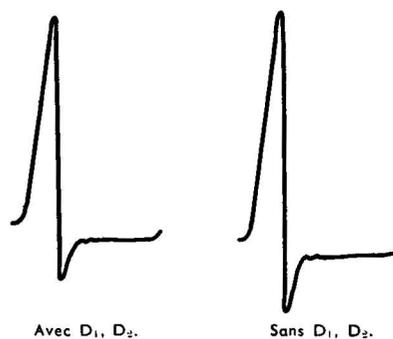


Fig. b1.

#### Transformateur

Il comporte trois enroulements et le mandrin est enfermé dans un pot ferroxcube 25 - 16 - 9,75 en ferroxcube 3 B2. Le bobinage  $S_1$  comprend 170 tours de fil de cuivre de 0,2 mm. L'enroulement  $S_2$  comprend 75 tours de fil de 0,1 mm. L'enroulement  $S_3$  comprend 1850 tours de fil de 0,1 mm. Sur la fig. b2, les points disposés à côté des bobinages du transformateur indiquent les entrées d'enroulement qui correspondent au sens correct des liaisons pour obtenir l'oscillation du transistor.

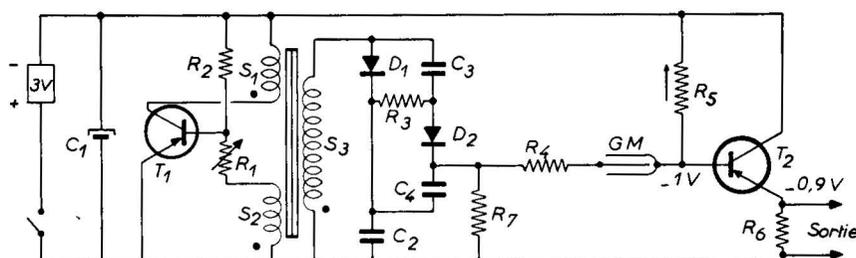


Fig. b2. — Compteur de Geiger Müller portable.

$R_1 = 2,2 \text{ K } \Omega$	$C_1 = 50 \mu\text{F}, 8 \text{ V}, \text{ électrochim. Transco - Coprim.}$
$R_2 = 2,2 \text{ K } \Omega$	$C_2 - C_3 - C_4 = 2700 \text{ pF} - \text{ céramique } 2,7 \text{ K Transco.}$
$R_3 = 1 \text{ M } \Omega$	$D_1 - D_2 = 2 \text{ fois } 4 \times \text{OA } 202 \text{ en série.}$
$R_4 = 10 \text{ M } \Omega$	
$R_5 = 82 \text{ K } \Omega$	$T_1 - T_2 = \text{OC } 71 \text{ ou OC } 75.$
$R_6 = 1 \text{ K } \Omega$	$\text{GM} = \text{Compteur de Geiger Müller type } 18503.$
$R_7 = 20 \text{ M } \Omega (2 \times 10 \text{ M } \Omega \text{ en série}).$	

#### Réglage de la haute tension

Le plateau du tube compteur de Geiger Muller 18503 s'étend de 425 à 675 V. Il faut donc que la haute tension soit comprise dans la partie moyenne de cette zone. Pour régler la haute tension, nous pouvons :

- 1°) ajuster la résistance  $R_1$  (environ 2200 ohms)
- ou 2°) modifier le nombre de tours du transformateur, tout en conservant les mêmes rapports.

ou 3°) jouer sur l'entrefer, en utilisant un pot différent de plus grande dimension et réglable.

Nous avons opté pour la solution qui consiste à ajuster la résistance  $R_1$ .

Nous avons réuni dans le tableau suivant : la relation entre la tension d'alimentation de batterie et la haute tension obtenue. Dans la troisième colonne du tableau nous lisons la période d'oscillation en ms.

V alimentation (V)	Haute tension (V)	T (ms)
1,2	270	0,236
1,6	360	0,23
2,4	510	0,225
2,8	590	0,22

#### Indicateur de sortie

Pour relever les indications qualitatives de radio-activité à la sortie, il suffit d'utiliser soit un casque à cristal, soit un amplificateur suivi d'un haut-parleur. On peut

également utiliser un casque classique, bobiné. Il est alors inséré à la place de la résistance  $R_{\beta}$ , que l'on peut supprimer ( $Z = 2 \text{ k}\Omega$ ).

La forme d'onde des signaux à la sortie est représentée à la figure b3.



Fig. b3.

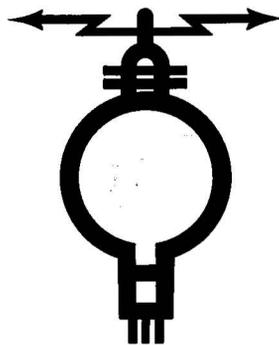



---

Les informations et schémas contenus dans cette documentation sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets.

---

Les textes et figures de la présente Brochure ne peuvent être légalement reproduits sans un accord écrit du Bureau de Documentation de la Radiotechnique. La source doit alors être citée complètement.



DIVISION  
TUBES ÉLECTRONIQUES  
ET SEMICONDUCTEURS