

Les amplificateurs H.F. de puissance sont utilisés non seulement en émission, mais ils servent encore à produire les courants nécessaires dans les équipements de chauffage par induction H.F., ou à fournir les tensions H.F. dans les installations de chauffage par pertes diélectriques (pour le collage des matières plastiques par exemple), sans oublier les générateurs H.F. de puissance utilisés dans la technique des mesures. Les puissances mises en jeu peuvent varier entre quelques dixièmes de watt à plusieurs centaines de watts et parfois même davantage.

Amplification haute fréquence de puissance

Dans un premier article, nous étudierons les problèmes particuliers qui concernent l'amplification de puissance H.F. à l'aide de transistors : le comportement de ces transistors en haute fréquence et en régime de forts signaux, les critères de choix, la prédétermination des amplificateurs fonctionnant en classe B ou C et l'évaluation des performances. Des exemples numériques permettront au lecteur de se familiariser avec le calcul des montages H.F. de puissance.

Une seconde étude, qui paraîtra dans le n° 7 d'Electronique Applications sera consacrée aux circuits de couplage adaptateurs d'impédance.

Le problème de l'étage de puissance

D'une manière générale, le problème se pose dans les termes suivants :

- Fournir à une charge (antenne, inducteur H.F., etc) une puissance haute fréquence utile imposée,
- à une fréquence de travail donnée.

Selon l'application envisagée, la valeur de la tension d'alimentation peut être imposée (émetteur mobile par exemple) ou non.

A partir de ces données de base, il s'agira de :

- a) faire un choix judicieux du (ou des) transistor(s)
- b) déterminer les conditions de travail du transistor de puissance (classe de fonctionnement, polarisation, tension d'alimentation)
- c) évaluer les performances théoriques de l'étage (puissance utile, rendement)
- d) choisir les circuits de couplage et d'adaptation entre la sortie du transis-

tor et sa charge d'une part, et entre l'entrée du transistor et la source d'excitation (étage « driver, générateur ») d'autre part.

Pour résoudre valablement ces différents problèmes, il convient non seulement de connaître le comportement des transistors en haute fréquence, mais il est encore indispensable de comprendre la signification de leurs paramètres et de l'influence de ces derniers sur les performances de l'amplificateur.

L'amplification H.F. de puissance

- 1 - Comportement d'un transistor aux fréquences élevées

a) Schéma de Giacoletto

Dans le domaine des hautes fréquences, le circuit équivalent de Giacoletto est à peu près universellement adopté pour caractériser le comportement d'un transistor.

Dans le cas des transistors au silicium en technologie « planar-épi-

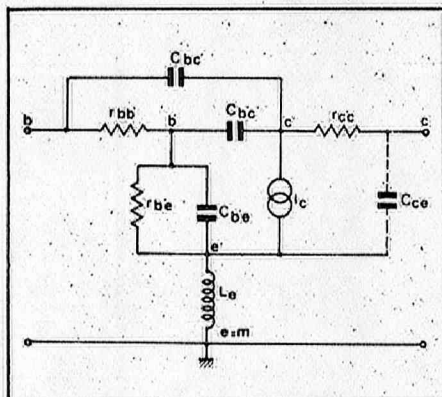


Fig. 1. - Le circuit équivalent d'un transistor « planar épitaxial » en haute fréquence.

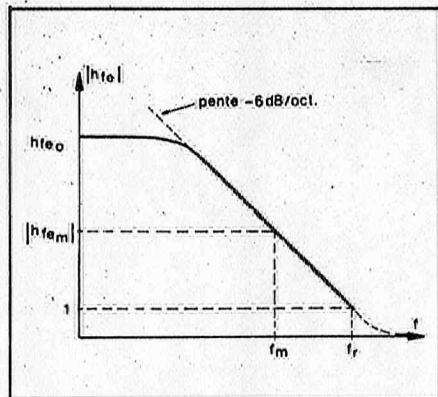


Fig. 2. - Variation du module du coefficient de transfert de courant h_{fe} en fonction de la fréquence.

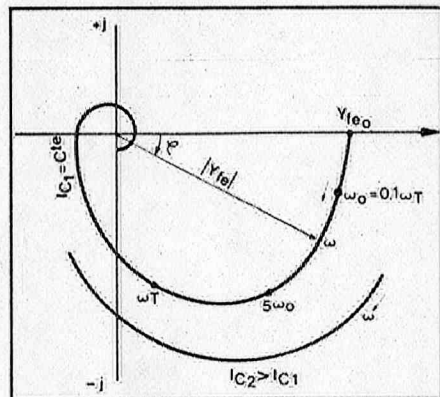


Fig. 3. - Variation de la pente de transfert $y_{fe} = |y_{fe}| \angle \varphi$ en fonction de la fréquence pour un courant de collecteur constant.

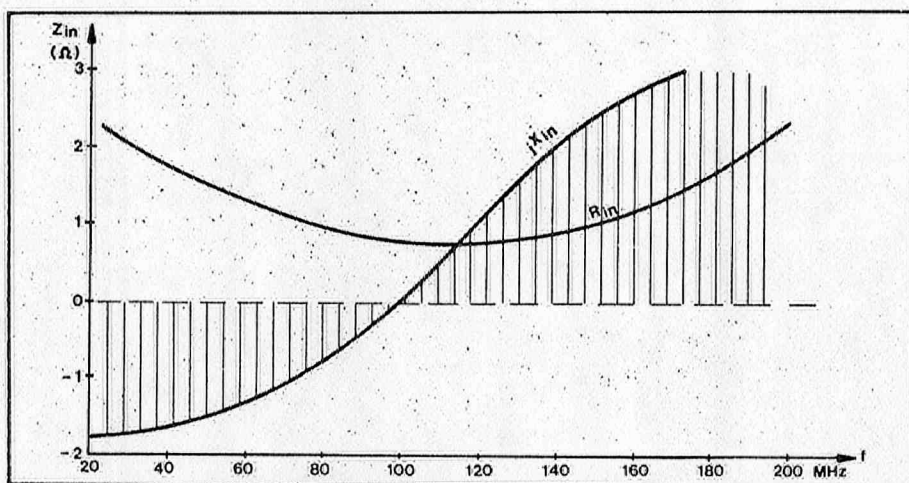


Fig. 4. - Allure générale de la variation en fonction de la fréquence des parties ohmique et réactive de l'impédance d'entrée série d'un transistor.

taxial », actuellement utilisés à très grande échelle, on peut pratiquement adopter le circuit de la figure 1, tant que la fréquence de fonctionnement reste inférieure à la fréquence de transition f_T (définie ci-après).

$r_{bb'}$ = résistance de base : 0,5 Ω à quelques dizaines d'ohms

$r_{b'e}$ = résistance de la jonction base-émetteur

$C_{b'e}$ = capacité base-émetteur (quelques dizaines à quelques centaines de pF)

$C_{b'c'}$ = capacité de réaction entre base et collecteur (1... 10 pF)

$C_{bc'}$ = capacité équivalente rendant compte du fait que la capacité base-collecteur est distribuée le long de la résistance $r_{bb'}$

Comme $r_{bb'}$ est normalement très petite, on peut considérer que $C_{b'c'}$ et $C_{bc'}$ sont pratiquement en parallèle, soit :

$$C_{bc} = C_{b'c'} + C_{bc'}$$

C_{ce} = capacité entre collecteur et point de masse (embase du transistor), dont la valeur dépend de la configuration du boîtier du transistor et de ses fils ou broches de raccordement.

Notons encore que la couche de collecteur d'un transistor « planar-épitaxial » présente une résistance ohmique relativement importante qui a été représentée par l'élément r_{cc} à la figure 1.

Signalons enfin que les connexions aux bornes du transistor font apparaître des inductances parasites, plus particulièrement l'inductance totale L_e qui agit entre le point interne émetteur (e') et l'embase (e = masse).

Certains transistors H.F. de puissance ont leur émetteur relié au boîtier (voir « Electronique Applications n° 3/1977, tableau à la page 124, donnant pour quelques types de boîtiers les inductances de base et d'émetteur).

b) Fréquence de transition

La courbe de la figure 2 donnant le coefficient de transfert de courant h_{fe} en fonction de la fréquence présente une pente de -6 dB/octave, ce qui permet de définir la fréquence de transition par la relation

$$f_T = f_m |h_{tem}| \quad (1)$$

f_m = fréquence de mesure dans la région à -6 dB/oct. (fig. 2)

$|h_{tem}|$ = module de h_{fe} à la fréquence f_m .

C'est encore la fréquence pour laquelle le module de $h_{fe} = 1$, mais sa mesure directe n'est pas aisée par suite des valeurs élevées de f_T dans le cas des transistors modernes.

Avec une assez bonne approximation, on peut admettre que h_{fe} reste réel jusqu'à une fréquence

$$f \approx \frac{0,1 f_T}{h_{fe0}}$$

h_{fe0} étant le coefficient de transfert de courant aux basses fréquences (variable d'ailleurs avec le point de fonctionnement).

c) Pente de transfert ou admittance de transfert direct

La pente de transfert entre base et collecteur est donnée par le rapport :

$$\bar{y}_{21e} = \bar{y}_{1e} = \frac{\bar{i}_c}{\bar{u}_{b'e}} \quad (3)$$

Ce paramètre intervient dans l'expression du gain en puissance G . Aux fréquences élevées, le courant de collecteur cesse d'être en phase avec la tension d'entrée $u_{b'e}$.

Le diagramme de la figure 3 montre l'allure générale de la variation de y_{fe} dans le plan complexe avec la fréquence comme paramètre.

Jusqu'à une fréquence $f_0 \approx 0,1 f_T$, on peut pratiquement considérer que y_{1e} est réelle et à peu près indépendante de la fréquence.

Notons que y_{1e} est aussi fonction du point de fonctionnement du transistor (courant de collecteur moyen I_C).

d) Impédance d'entrée

En examinant le schéma équivalent de la figure 1, on voit que

$$Z_{in} = r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} C_{b'e}}$$

Aux fréquences élevées on peut, sans trop d'erreur, considérer que la capacité de diffusion $C_{b'e}$ court-circuite la résistance $r_{b'e}$ (ceci lorsque $\omega r_{b'e} C_{b'e} \gg 1$) et dans ce cas

$$Z_{in} = R_{in} = r_{bb'}$$

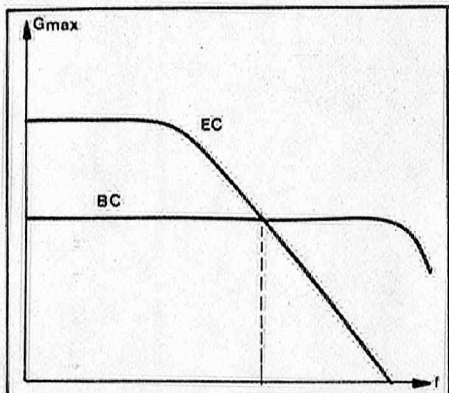


Fig. 5. - Pour un transistor donné, le montage « émetteur commun » procure un gain en puissance supérieur à celui en configuration « base commune » jusqu'à une certaine fréquence.

Aux fréquences très élevées, l'inductance totale L_e entre l'émetteur et le point de masse auquel est relié l'émetteur (via le boîtier dans certains types de transistors), introduit une contre-réaction qui augmente l'impédance d'entrée. On peut montrer (voir bibliographie (2) en fin d'article) que la partie réelle de l'impédance d'entrée (à sortie en court-circuit) peut se calculer par la relation approchée :

$$R_{ino} = r_{bb'} + \omega_T \cdot L_e \quad (4)$$

R_{ino} s'avère ainsi être à peu près indépendante de la fréquence de travail. Par suite de la réaction interne (principalement due à C_{bc}) la partie réelle de l'impédance d'entrée Z_{in} dépend aussi de l'impédance de charge R_L dans le circuit de collecteur, selon la relation

$$R_{in} = \frac{r_{bb'} (1 + \omega_T R_L C_{b'c'}) + \omega_T L_e}{1 + \omega_T R_L (C_{b'c} + C_{b'c'})}$$

La réactance série d'entrée passe donc graduellement de capacitive à inductive lorsque la fréquence augmente (fig. 4).

Voici, à titre d'exemple, quelques ordres de grandeur valables pour le transistor 2N3632 :

$$f_T = \text{typ. } 400 \text{ MHz}$$

$$r_{bb'} = 0,75 \, \Omega$$

$$L_e = 2,2 \text{ nH (valeur mesurée)}$$

$$C_c = 14 \text{ pF pour } U_{CE} = 28 \text{ V}$$

$$(\text{ } = C_{b'c} + C_{b'c'})$$

En considérant une valeur moyenne de $f_T = 350 \text{ MHz}$,

$$R_{in} = 0,75 + 2 \pi \cdot 3,5 \cdot 10^8 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}$$

$$= 0,75 + 4,8 = 5,58 \, \Omega$$

Avec une charge dans le circuit de collecteur on trouvera une valeur inférieure (de l'ordre de $3 \, \Omega$ pour $R_L = 30 \, \Omega$).

Le plus souvent, on trouve dans les catalogues la valeur de $Z_{in} = R_{in} = j X_{in}$ pour un transistor H.F. de type donné. A noter que R_{in} et $j X_{in}$ varient non seulement avec la fréquence, mais aussi en fonction du courant de collecteur.

e) Le gain en puissance

Aux hautes fréquences, le gain en puissance maximum possible peut s'exprimer par la relation

$$G_{\max} = \frac{f_T}{8 \pi f^2 r_{bb'} C_{b'c}}$$

Le gain en puissance G est le rapport de la puissance utile de sortie P_s à la puissance d'excitation $P_{in} = P_b$.

Pour la configuration « émetteur commun » le gain G peut se calculer en fonction de h_{FE} (coefficient de transfert de courant aux basses fréquences) et de la partie réelle des impédances d'entrée et de sortie :

$$G = \frac{h_{FE}^2 R_L}{\left[1 + \left(\frac{f \cdot h_{FE}}{f_T} \right)^2 \right] R_{in}} \quad (5)$$

en supposant la charge R_L adaptée correctement à la résistance de sortie R_{out} .

Si la fréquence de travail est élevée, l'on peut admettre la relation simplifiée

$$G = \left(\frac{f_T}{f} \right)^2 \frac{R_L}{R_{in}} \quad (6)$$

Aux fréquences très élevées, par suite de l'inductance d'émetteur, le gain en montage « EC » diminuera car R_{in} se trouve augmentée, soit

$$G = \left(\frac{f_T}{f} \right)^2 \frac{R_L}{r_{bb'} + \omega_T \cdot L_e} \quad (6 \text{ bis})$$

En montage « base commune »

$$G = \frac{\left(\frac{f_T}{f} \right)^2}{\left(\frac{f_T}{f} + 1 \right)^2} \frac{R_L}{R_{inBC}}$$

$$\text{et comme } R_{inBC} = \left(\frac{R_{inEC}}{\frac{f_T}{f} + 1} \right)$$

on a encore

$$G_{BC} = \frac{G_{EC}}{\frac{f_T}{f} + 1} \quad (7)$$

Exemple : transistor 2N3632 pour lequel :

$$f_T = 400 \text{ MHz}$$

$$R_{in} = 20 \, \Omega$$

$$R_{out} = R_L = 28 \, \Omega$$

$$h_{FE} = 10 \dots 150$$

(soit par exemple $h_{FE} = 50$)

Nous trouvons, à 175 MHz :

$$G_{EC} = \frac{50^2}{1 + \left(\frac{175 \times 50}{400} \right)^2} \frac{28}{20} = 7,3$$

soit 8,6 dB

et en configuration « base commune » :

$$G_{BC} = \frac{7,3}{\frac{400}{175} + 1} = 2,2 \text{ soit } 3,4 \text{ dB}$$

2 - Montage

« Emetteur commun »

ou « Base commune » ?

Le choix entre les deux montages sera déterminé par :

- la fréquence de travail
- le gain en puissance désiré
- la stabilité haute-fréquence désirée (absence de réactions nuisibles).

Aux fréquences inférieures à $(0,1 \dots 0,2) f_T$ le gain G_{EC} G_{BC} et c'est donc la configuration « EC » qui s'impose.

Par contre, aux fréquences très élevées le montage « BC » conduit à un gain plus élevé car la conductance du circuit d'émetteur (L_e dans le circuit équivalent de la figure 1) augmente R_{in} (voir fig. 5).

De plus, la réaction entre collecteur et émetteur est faible.

Avec les transistors modernes au silicium, le montage EC permet cependant de réaliser des amplificateurs jusque dans le domaine des U.H.F.

Signalons cependant que la configuration BC permet de faire fonctionner un transistor donné avec une tension d'alimentation de collecteur plus élevée que celle admissible en montage EC.

De toute manière, un gain en puissance important suppose une faible valeur de la partie réelle (R_{in}) de l'impédance d'entrée.

Un critère de qualité d'un transistor amplificateur H.F. de puissance sera donc d'avoir une faible valeur de la résistance de base $r_{bb'}$. C'est essentiellement un problème de technologie de fabrication qui trouve encore une solution heureuse par le procédé « planar-épitaxial ».

Notons enfin qu'un gain en puissance maximum n'est nullement synonyme de puissance ou de rendement maximum !

3 - Puissance utile de sortie

Le gain de puissance sera maximum à une fréquence donnée, si, la charge R_L est adaptée à la résistance dynamique de sortie R_c du transistor.

La puissance de sortie maximum possible dépend de la tension d'alimentation U_{CC} et de la charge R_L :

$$P_{s \max} = (I_{c \text{ eff}} \cdot U_{CE \text{ eff}})_{\max}$$

$$= \frac{U_{CE \text{ eff max}}^2}{R_c} \quad (8)$$

L'excursion maximale de la tension collecteur-émetteur ne peut dépasser ($U_{CC} - U_{CE \text{ sat}}$).

La figure 6 montre un réseau de caractéristiques $I_c - U_{CE}$ dans lequel nous avons tracé une droite de charge correspondant à une valeur R_c quelconque.

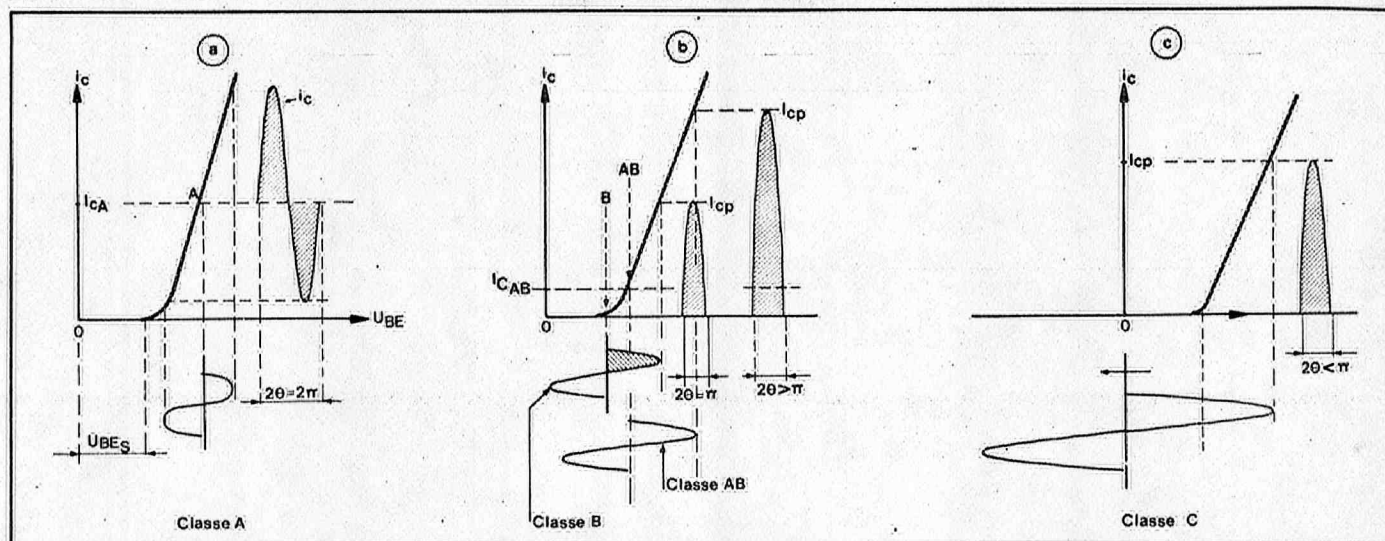


Fig. 7. - Caractéristiques de transfert $i_c - U_{BE}$ d'un transistor et conditions de fonctionnement : a) en classe A ; b) en classe B (ou AB) ; c) en classe C.

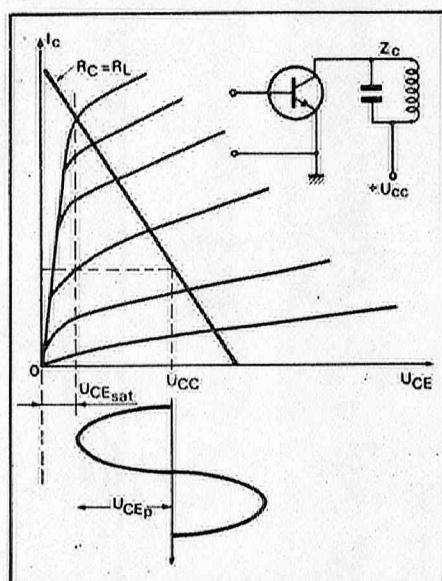


Fig. 6. - La tension alternative aux bornes d'un transistor chargé par un circuit sélectif LC est sensiblement sinusoïdale et son amplitude U_{cp} peut atteindre $(U_{CC} - U_{CEsat})$ en cas d'excitation de base maximale.

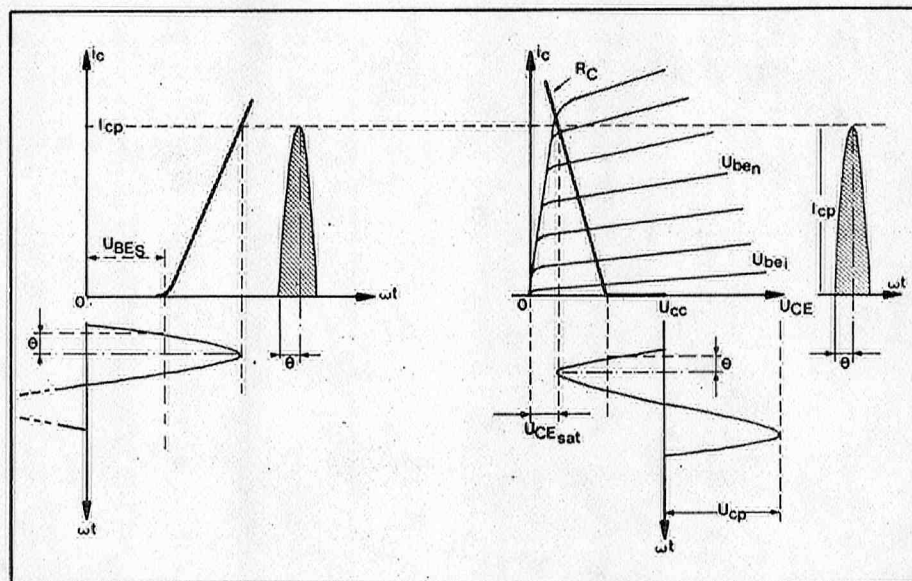


Fig. 9. - Caractéristiques de transfert et de sortie d'un transistor, avec une droite de charge quelconque R_C .

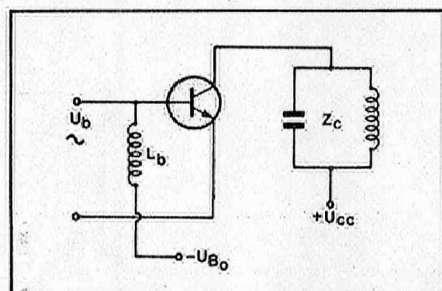


Fig. 8. - Schéma de principe d'un étage amplificateur fonctionnant en classe C. L_b = bobine d'arrêt HF dans le circuit de base.

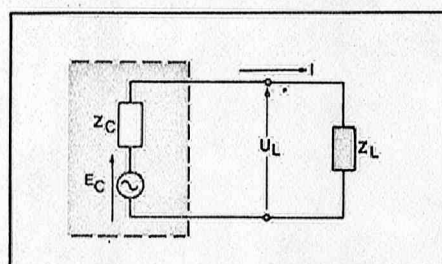


Fig. 10. - Un générateur fournit une puissance maximum à sa charge si $R_C = R_L$ et $X_C = -X_L$.

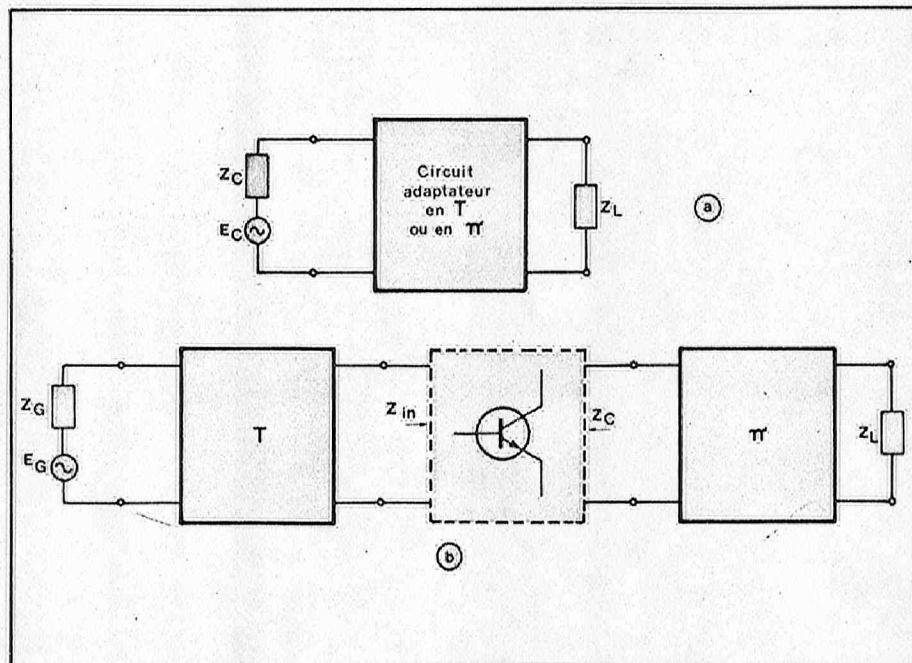


Fig. 11. - Circuit de couplage et d'adaptation à l'entrée et à la sortie d'un transistor de puissance.

Si nous supposons que R_c est constituée par un circuit sélectif LC aux bornes duquel le courant alternatif de collecteur ne fait apparaître que la seule sinusoïde fondamentale à fréquence de résonance de ce circuit :

$$U_{CE\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{cp}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} (U_{CC} - U_{CE\text{sat}}) \quad (9)$$

d'où :

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{(U_{CC} - U_{CE\text{sat}})^2}{R_L} \quad (10)$$

Dans la mesure où la tension de saturation (encore appelée « tension de déchet ») $U_{CE\text{sat}} \leq U_{CC}$, l'expression de la puissance utile prend la forme simplifiée :

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L} \quad (11)$$

et l'on en déduit la charge R_c nécessaire permettant d'obtenir une puissance utile P_s donnée avec une tension d'alimentation U_{CC} disponible :

$$R_c = \frac{U_{CC}^2}{2 P_s} \quad (12)$$

4 - Classes de fonctionnement et rendement de collecteur

Les diagrammes de la figure 7 illustrent mieux qu'un long exposé les conditions de travail d'un transistor en classes A, B (AB) et C, caractérisées par le « demi-angle de conduction θ » du transistor :

- Classe A (fig. 7 a)

$\theta = 180^\circ$

Puissance fournie par l'alimentation :

$$P_o = U_{CC} \cdot I_{CA}$$

Puissance utile maximum (théorique) :

$$P_{s\text{max}} = 1/2 (U_{CC} - U_{CE\text{sat}}) I_{CA}$$

$$= 1/2 U_{CC} \cdot I_{CA} \quad (13)$$

Rendement (théorique)

$$\eta_{thA} = \frac{P_{s\text{max}}}{P_o} = 50 \%$$

Dans la pratique, on dépasse rarement un rendement de 25 % à 30 % en haute fréquence.

- Classe B (fig. 7 b)

$\theta = 90^\circ$

Le courant de collecteur est formé par une suite de demi-sinusoïdes, ce qui n'empêche pas la tension alternative de collecteur d'être à peu près sinusoïdale, grâce à l'effet de « volant » du circuit LC accordé qui constitue la charge de collecteur.

Puissance utile théorique :

$$P_s = 1/4 U_{CC} \cdot I_{cp} \quad (14)$$

avec I_{cp} = amplitude des impulsions de courant de collecteur. Puissance fournie par l'alimentation :

$$P_o = U_{CC} \cdot I_{c\text{ moy}}$$

et comme $I_{c\text{ moy}} = \frac{I_{cp}}{\pi} = I_o$

$$P_o = \frac{U_{CC} \cdot I_{cp}}{\pi}$$

d'où le rendement théorique

$$\eta_{thB} = \frac{\pi}{4} = 78 \%$$

Pratique, η_B dépasse rarement 60 %.

- Classe AB

$$(90^\circ < \theta < 180^\circ)$$

C'est un cas intermédiaire entre la classe A et la classe B.

- Classe C (fig. 7 c)

$\theta < 90^\circ$

Le courant de collecteur n'existe que pendant une fraction d'une demi-période de la tension d'excitation de base.

Le schéma de principe d'un amplificateur classe C (en configuration EC) est donné à la figure 8. Au repos, le transistor est bloqué par une tension de polarisation $-U_{Bo}$ appliquée à la base.

Mais même avec $-U_{Bo} = 0$, le transistor sera bloqué et pourra donc fonctionner en classe C, le courant de collecteur n'apparaissant que lorsque la tension instantanée de base dépasse la tension de seuil comme le montre le diagramme de la figure 7 c.

La figure 9 montre les caractéristiques de transfert ($i_c - u_{BE}$) et de sortie ($i_c - u_{CE}$) d'un transistor. Dans le réseau $i_c - u_{CE}$, nous avons tracé une « droite de charge » (qui sera en réalité une courbe) correspondant à une charge R_c donnée.

En idéalisant les caractéristiques du transistor, la puissance utile peut s'exprimer en fonction de l'angle θ par la relation :

$$P_s = \frac{1}{4} U_{CC} \cdot I_{cp} \frac{2(\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta)}{\pi(1 - \cos \theta)} \quad (15)$$

c'est-à-dire, la valeur de P_s trouvée pour la classe B, multipliée par un coefficient qui est fonction de θ (et qui vaut 1 pour $\theta = 90^\circ$).

De même, la puissance à fournir par la source d'alimentation de collecteur s'exprime en fonction de :

$$P_o = \frac{U_{CC} \cdot I_{cp} \sin \theta - \theta \cdot \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} \quad (16)$$

d'où le rendement théorique

$$\eta_{thC} = \frac{\pi \cdot 2(\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta)}{4 \cdot \pi(\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta)} \quad (17)$$

Remarques importantes

a) Le rendement croît au fur et à mesure que l'angle θ diminue ; lorsque $\theta \rightarrow 0$, le rendement théorique tend vers 100 % mais en même temps, la puissance utile P_s tend vers zéro.

b) Pour les montages d'émission, qui mettent en jeu des puissances encore modestes, on règlera le point de repos du transistor à la valeur du seuil de conduction ($U_{BEs} = 0,6 \dots 0,65 \text{ V}$) du transistor, ce qui permet de fonctionner en classe B.

c) Le fonctionnement en classe C sera aisément obtenu en n'appliquant aucune tension de polarisation extérieure à la base du transistor ($U_{Bo} = 0$).

d) Dans la pratique, les rendements théoriques mentionnés ci-dessus ne seront évidemment jamais atteints. On peut admettre les ordres de grandeurs suivants :

$$\eta_A = 20 \text{ à } 25 \%$$

$$\eta_B = 40 \text{ à } 65 \%$$

$$\eta_{AB} = 30 \text{ à } 45 \%$$

$$\eta_C = 50 \text{ à } 85 \%$$

selon la valeur de θ

Conditions de transfert de puissance maximum

Le transistor de puissance peut être assimilé à un générateur de f.é.m. E_c (valeur efficace) en série avec son impédance interne de sortie Z_c , reliée à une impédance d'utilisation Z_L (fig. 10).

$$\text{Avec } Z_c = R_c + j X_c$$

$$\text{et } Z_L = R_L + j X_L$$

la puissance active fournie à l'utilisation (en régime sinusoïdal) s'écrit :

$$P = E_c^2 \frac{R_L}{(R_c + R_L)^2 + (X_c + X_L)^2}$$

Cette puissance sera maximum si

$$X_c = -X_L \quad (18)$$

et

$$R_c = R_L \quad (19)$$

(Les lecteurs intéressés consulteront utilement l'étude publiée par A. Leszla dans le n° 3-1977 de « Electronique Applications » p. 121 à 124).

Dans la pratique, les caractéristiques du générateur (Z_c) et celles de l'utilisation (Z_L) seront données ou peuvent être calculées, et pour réaliser la condition d'adaptation (assurant le transfert de puissance maximum) exprimée par les relations (18) et (19), il faudra interposer un circuit sélectif (en T ou en π) entre le générateur et sa charge (fig. 11 a).

Le transistor constitue lui-même un quadripôle actif.

La puissance utile que ce quadripôle peut fournir à la charge sera maximale

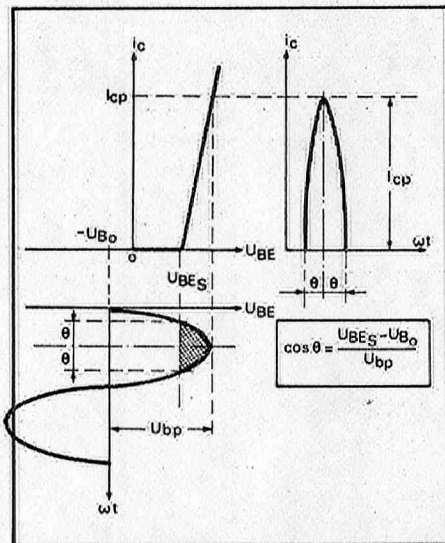


Fig. 12. - Le demi-angle d'ouverture θ d'un transistor en classe C est déterminé par la tension de polarisation totale et par l'amplitude du signal d'excitation de base.

quand entrée et sortie du quadripôle sont simultanément adaptées.

Cette condition conduira pratiquement à interposer :

- un premier circuit de couplage adaptateur entre la sortie du transistor et la charge (l'antenne par exemple) ;
- un second circuit de couplage, entre la sortie de l'étage précédent (générateur) et l'entrée du transistor (fig. 11 b).

Ces circuits feront l'objet de la seconde partie de notre étude qui paraîtra dans le n° 7 de la revue.

Méthode de calcul d'un étage H.F. de puissance

1 - Données du problème

- Fréquence de travail.
- Puissance de sortie désirée.
- Caractéristiques électriques de la charge, par exemple, la résistance de rayonnement de l'antenne d'émission, ou l'impédance d'entrée de la ligne de transmission qui relie la sortie de l'amplificateur de puissance à l'utilisation.
- Le mode de modulation de l'émetteur (AM, FM, BLU).
- Eventuellement, la puissance du signal d'excitation disponible.
- Destination de l'émetteur : fixe, mobile, embarqué...

2 - Suite logique des opérations

Avec ces données de départ, on pourra déterminer :

- le type de transistor qui convient ;
- choisir la tension d'alimentation si elle n'est déjà pas imposée par le « cahier des charges » ;

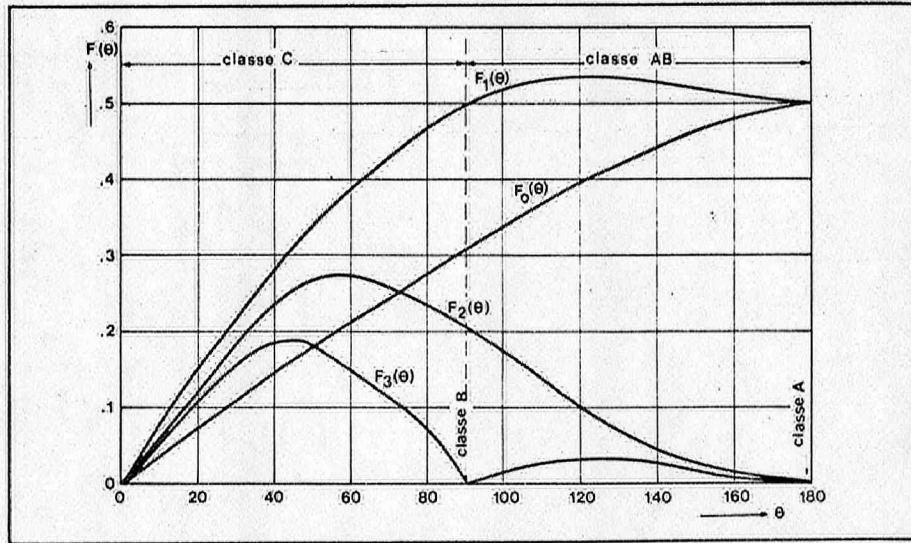


Fig. 13. - Les valeurs numériques des fonctions $f_0(\theta)$, $F_1(\theta)$, $F_2(\theta)$ et $F_3(\theta)$ en fonction du demi-angle de conduction du transistor.

- décider si l'étage de puissance fonctionnera en classe A, B ou C (sauf dans le cas d'un émetteur à bande latérale unique - BLU - on adoptera la classe B ou la classe C, conduisant à un rendement nettement plus élevé qu'en classe A) ;
- calculer les conditions de travail du transistor (polarisation, courant de crête, charge optimale, évaluation de la puissance utile, du rendement) ;
- déterminer les caractéristiques du refroidisseur sur lequel le transistor doit être monté pour éviter que sa température ne dépasse une valeur admissible ;
- choisir les circuits de couplage et en déterminer les éléments constitutifs ;
- établir le schéma de principe définitif de l'étage de puissance ;
- une fois réalisé, le montage devra encore subir une mise au point expérimentale.

3 - Choix du type de transistor

a) Dissipation totale et puissance de crête

La puissance P_s étant imposée, il faudra choisir un transistor dont la dissipation totale $P_o = P_{tot}$, soit :

$$P_{tot} \geq \frac{P_s}{\eta_{min}}$$

condition qui conduit pratiquement à la relation

$$P_{tot} = 1,5 \dots 2 P_s \quad (20 a)$$

Si l'étage de sortie est modulé en amplitude (modulation de collecteur), il doit être capable de fournir une puissance de crête instantanée égale à quatre fois la puissance en absence de modulation (porteuse pure), soit :

$$P_{sp} = 4 P_s \quad (20 b)$$

pour un taux de modulation AM de 100 %.

b) Fréquence de transition

Pour obtenir un gain en puissance convenable, tout en assurant un fonctionnement stable, la fréquence de transition f_T du transistor devra être au moins égale à 2,5 à 5 fois la fréquence de travail, soit donc

$$f_T \geq 2,5 \dots 5 f \quad (21)$$

c) Si la tension d'alimentation U_{CC} est imposée, la tension de claquage U_{CBO} maximum du transistor doit être au moins deux fois plus grande :

$$U_{CBO} \geq 2 \dots 3 U_{CC} \quad (22)$$

d) Un gain de puissance et un rendement élevés ne pourront être obtenus que si le transistor présente (voir relations (6) et (10)) :

- une faible tension de saturation U_{CEsat}
- une faible résistance d'entrée R_{in}
- une tension émetteur-base maximum admissible U_{EBO} suffisamment élevée pour permettre un fonctionnement en classe C à forte polarisation.

4 - La tension d'alimentation

Si la valeur de U_{CC} n'est pas imposée au départ, sa valeur maximum admissible (conduisant à une puissance de sortie maximum) sera limitée par les conditions suivantes :

- montage EC :

$$U_{CC} \leq 0,35 \dots 0,5 U_{CEO} \quad (23 a)$$

- montage BC :

$$U_{CC} \leq 0,35 \dots 0,5 U_{CBO} \quad (23 b)$$

En effet, l'excursion de tension collecteur-émetteur dans des conditions d'excitation maximales peut atteindre une valeur $2 U_{CC}$ et même davantage si la charge de collecteur comporte une composante inductive (au cours des opérations de mise au point par exem-

ple), qui donne lieu à une courbe de charge à allure elliptique.

Si l'on applique la modulation d'amplitude (AM) sur le collecteur du transistor de sortie, la valeur instantanée de la tension collecteur-émetteur peut théoriquement atteindre $4 U_{CC}$ pour un taux de modulation de 100 %. Afin de ne pas dépasser la valeur de U_{CE0max} admissible, la tension d'alimentation ne devra pas dépasser

$$U_{CC} = 0,25 U_{CE0max} \quad (23 d)$$

5 - Classe de fonctionnement

- Un étage de sortie pour émetteur fonctionnant en mode B.L.U. doit travailler : soit en classe A, soit en classe AB symétrique.

- Dans tous les autres cas, on adoptera : soit la classe C (rendement élevé), soit la classe B (amplitude plus réduite des composantes harmoniques à la sortie et plus faible amplitude du signal d'excitation).

6 - Conditions de travail d'un transistor de puissance

a) Puissance de sortie utile

$$P_s = \frac{1}{2} I_{c1} \cdot U_{cp} = \frac{U_{cp}^2}{2 R_c} \quad (24)$$

I_{c1} = amplitude de la fondamentale du courant de collecteur

U_{cp} = amplitude de la tension sinusoïdale aux bornes du transistor

R_c = composante résistive de la charge de collecteur.

La puissance P_s sera maximum pour $U_{cp} = U_{CC} - U_{CEsat}$ (voir fig. 6 et 9), soit :

$$P_{s \max} = \frac{(U_{CC} - U_{CEsat})^2}{2 R_c} \approx \frac{U_{CC}^2}{2 R_c} \quad (25)$$

si $U_{CEsat} \leq U_{CC}$

La charge de collecteur, pour une tension d'alimentation U_{CC} et une puissance de sortie P_s données sera alors donnée par

$$R_c = \frac{U_{CC}^2}{2 P_s} \quad (26)$$

Il est évident que la puissance P_L réellement disponible à la charge (antenne) caractérisée par la composante résistive R_L de Z_L sera toujours inférieure à P_s (pertes dans le circuit de couplage) tout en atteignant une valeur maximum si R_L est parfaitement adaptée à R_c .

b) Point de fonctionnement

D'une manière générale, le point de fonctionnement en classe C est illustré à la figure 12 :

- le transistor reçoit sur sa base une tension de polarisation $-U_{Bo}$;

- à laquelle est superposée la tension d'excitation de base d'amplitude U_{bp} ;
- le courant de collecteur est nul tant que la valeur instantanée de la tension de base U_{BE} ne dépasse la tension de seuil U_{BES} ;

- et atteint une valeur de crête I_{cp} qui sera déterminée par la caractéristique de transfert $I_C - U_{BE}$ du transistor et par les tensions :

U_{Bo} , U_{BES} et U_{bp}

Le demi-angle de conduction est donné par :

$$\cos \theta = \frac{U_{BES} - U_{Bo}}{U_{bp}} \quad (27)$$

(U_{Bo} pouvant être négative, positive ou nulle).

Si aucune polarisation extérieure n'est appliquée ($U_{Bo} = 0$) cette relation se réduit à :

$$\cos \theta = \frac{U_{BES}}{U_{bp}} \quad (28)$$

Le fonctionnement en classe B correspond à $U_{Bo} = U_{BES}$ (le point de fonctionnement se trouvant au seuil de conduction) ce qui conduit bien à $\cos \theta = 0$, soit $\theta = 90^\circ$.

c) Les composantes du courant de collecteur

La décomposition en série de Fourier des impulsions de courant I_c (calottes de sinusoïde) d'amplitude I_{cp} et d'angle d'ouverture 2θ conduit à une expression de la forme :

$$I_c = I_0 + I_{c1} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + I_{c2} \cdot \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots I_{cn} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

I_0 = composante continue (valeur moyenne) du courant de collecteur

I_{c1} , I_{c2} , ..., I_{cn} sont les amplitudes de la fondamentale et des harmoniques 2... n.

Les valeurs de I_0 , I_{c1} , ..., I_{cn} sont fonction de la valeur de crête I_{cp} et de θ , soit :

$$I_0 = I_{cp} \cdot F_0(\theta) \quad (29)$$

$$I_{c1} = I_{cp} \cdot F_1(\theta) \quad (30)$$

$$I_{c2} = I_{cp} \cdot F_2(\theta) \quad (31)$$

$$I_{cn} = I_{cp} \cdot F_n(\theta) \quad (32)$$

Les fonctions $F_0(\theta)$, $F_1(\theta)$, $F_2(\theta)$ et $F_n(\theta)$ sont représentées graphiquement à la figure 13 en supposant que la caractéristique de transfert $I_C - U_{BE}$ du transistor est linéaire pour $U_{BE} > U_{BES}$.

Dans certains cas, le cahier des charges spécifie non pas la puissance utile P_s mais la puissance maximum continue P_o qui peut être fournie par l'alimentation à l'étage final.

La puissance utile sera alors déterminée par le rendement soit :

$$P_s = \eta \cdot P_{o \max}$$

La tension d'alimentation U_{CC} étant déterminée (ou imposée) on calcule alors le courant moyen de collecteur admissible par la relation

$$I_{o \max} = \frac{P_{o \max}}{U_{CC}}$$

et il conviendra de vérifier si le transistor prévu tolère cette valeur de courant moyen.

7 - Refroidissement du transistor

La puissance totale dissipée (P_{tot}) sous forme de chaleur dans le transistor sera la différence entre la puissance P_o fournie par la source d'alimentation, et la puissance utile P_s délivrée à la charge. A cette puissance $P_C = P_o - P_s$ dissipée sur le collecteur, il faut encore ajouter la puissance de commande de base P_B , soit donc finalement :

$$P_{tot} = P_C + P_B = P_o + P_B - P_s \quad (33)$$

Cette puissance provoquera une augmentation de la température du cristal semi-conducteur au-dessus de l'ambiance :

$$\Delta T = T_j - T_{amb} = R_{th} \cdot P_{tot}$$

Afin de ne pas dépasser une température de jonction T_j maximum admissible, la résistance thermique totale R_{th} entre la jonction et l'air ambiant doit avoir une valeur

$$R_{th} = \frac{T_{j \max} - T_{amb}}{P_{tot}} \quad (34)$$

avec

$$R_{th} = R_{th \text{ j-b}} + R_{th \text{ b-r}} + R_{th \text{ r-a}}$$

$R_{th \text{ j-b}}$: jonction - boîtier du transistor

$R_{th \text{ b-r}}$: fond du boîtier - radiateur

$R_{th \text{ r-a}}$: radiateur-air ambiant).

Un refroidisseur sera généralement nécessaire pour maintenir la température en dessous du maximum toléré.

Ce refroidisseur devra présenter une résistance thermique $R_{th \text{ r-a}}$ telle que :

$$R_{th \text{ r-a}} = R_{th} - R_{th \text{ j-b}} - R_{th \text{ b-r}}$$

Les valeurs de $R_{th \text{ j-b}}$ et $R_{th \text{ b-r}}$ sont spécifiées pour chaque type de transistor.

Souvent, il suffira de monter le transistor sur une plaquette d'aluminium (épaisseur 2 mm) dont la surface peut être évaluée en fonction de la résistance thermique désirée, par la relation suivante :

$$S = \frac{680}{R_{th \text{ r-a}}} \text{ (cm}^2 \text{ ; } ^\circ\text{K/W)} \quad (35)$$

8 - Etablissement du schéma de principe

Si la puissance d'excitation disponible est spécifiée dans le cahier des charges, il convient tout d'abord de

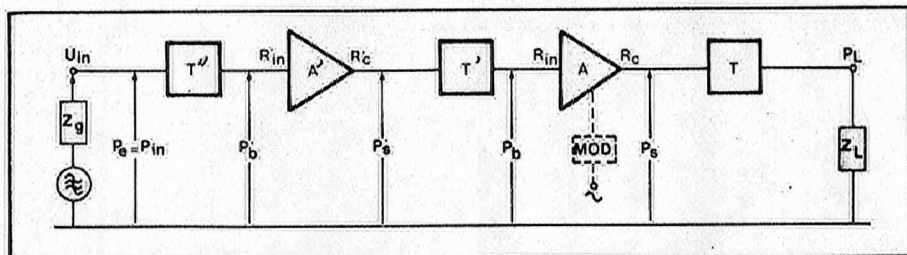


Fig. 14. - Schéma fonctionnel d'un amplificateur HF de puissance à deux étages, avec circuits de couplage d'entrée, intermédiaire et de sortie.

déterminer le nombre d'étages nécessaires. Le schéma fonctionnel de la figure 14 fait apparaître un étage final (A) et un étage d'excitation (A'), ainsi que les filtres de couplage (T''), T' et T, réalisant l'adaptation, respectivement :

(T'') entre la source d'excitation (générateur, étage amplificateur tampon) et l'entrée du transistor de l'étage de commande A' ;

T' entre la sortie du transistor équipant l'étage A' et l'entrée de l'étage final A ;

T entre la sortie de l'étage final A et la charge utile.

Formules utiles

$$fT \geq 2,5 \dots 5 f \quad (2)$$

$$R_{ino} = R_{bb} + \omega T \cdot L_e \quad (4)$$

$$P_{tot} = 1,5 \dots 2 P_s \quad (20 a)$$

$$R_c = \frac{(U_{CC} - U_{CEsat})^2}{2 P_s} \quad (25)$$

$$\cos \theta = \frac{U_{BEs} - U_{Bo}}{U_{bp}} \quad (27)$$

$$I_o = I_{cp} \cdot F_o(\theta) \quad (29)$$

$$I_{c1} = I_{cp} \cdot F_1(\theta) \quad (30)$$

Exemples numériques

1 - Emetteur de télécommande 40,68 MHz, faible puissance

a) Cahier des charges

- Les règlements internationaux stipulent pour cette application que la puissance continue absorbée par l'étage final ne peut pas dépasser 5 W, soit donc

$$P_o = I_o \cdot U_{CC} \leq 5 \text{ W}$$

- Modulation FM

- Tension d'alimentation 12 V

- Puissance d'excitation disponible : $P_e = \text{max. } 50 \text{ mW} / 60 \text{ kHz}$

- Largeur de bande : $\pm 20 \text{ kHz}$.

b) Puissance utile, nombre d'étages et schéma de principe

- Le courant continu I_o à fournir par la source d'alimentation

$$I_o = \frac{P_o}{U_{CC}} = \frac{5}{12} = 0,42 \text{ A}$$

- En estimant le rendement de col-

lecteur de l'étage à 60 %, la puissance utile de l'émetteur sera

$$P_s = \eta P_o = 0,6 \times 5 = 3 \text{ W}$$

- Le gain en puissance nécessaire

$$G = \frac{P_s}{P_e} = \frac{3000}{50} = 60, \text{ soit } 18 \text{ dB}$$

Il faudra donc nécessairement deux étages en cascade, ce qui conduit au schéma fonctionnel de la figure 14.

c) L'étage de sortie

La fréquence de travail étant relativement basse, le montage « émetteur commun » s'impose.

- Choix du transistor

$$fT \geq (2,5 \dots 5) f = 101 \dots 203 \text{ MHz}$$

$$P_{tot} \geq (1,5 \dots 2) P_s = 4,5 \dots 6 \text{ W}$$

$$U_{CEo \text{ max}} = (2 \dots 3) U_{CC} = 24 \dots 36 \text{ V}$$

Le transistor 2N3924 en boîtier TO-39 peut convenir. Voici ses principales caractéristiques :

$$U_{CE \text{ max}} = 36 \text{ V} \quad fT > 250 \text{ MHz}$$

$$I_{cp \text{ max}} = 1,5 \text{ A} \quad I_o = \text{max. } 0,5 \text{ A}$$

$$P_{tot} = \text{max. } 7 \text{ W} \quad T_j \text{ max} = 200^\circ \text{C}$$

$$R_{th \text{ j-b}} = 25^\circ \text{K/W}$$

$$U_{CE \text{ sat}} \leq 0,75 \text{ V}$$

$$\text{pour } I_C = 250 \text{ mA et } I_B = 50 \text{ mA}$$

$$C_c \leq 20 \text{ pF}$$

Partie réelle de l'impédance d'entrée à 200 MHz $< 20 \Omega$.

- Conditions de travail du transistor de sortie

- Charge de collecteur (constituée par un circuit sélectif) :

$$R_c = \frac{(12 - 0,75)^2}{2 \times 3} = 21 \Omega$$

- Le courant moyen de collecteur étant imposé ($I_o = 0,42 \text{ A}$) on peut calculer la valeur de θ en se fixant une intensité de courant de crête de collecteur :

$$I_{cp} = 1,4 \text{ A} (< I_{CM \text{ max}})$$

$$F_o(\theta) = \frac{I_o}{I_{cp}} = \frac{0,42}{1,4} = 0,30$$

D'après la figure 13, $\theta = 85^\circ$, donc un fonctionnement proche de la classe B, qui sera intéressant dans le cas présent, car le taux d'harmoniques sera réduit.

Nous adopterons donc $\theta = 90^\circ$, d'où $F_o(\theta) = 0,318$

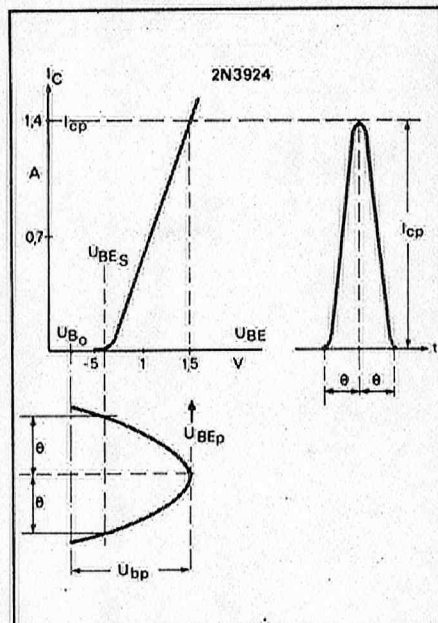


Fig. 15. - Caractéristique de transfert du transistor 2N3924 fonctionnant avec une polarisation de base positive.

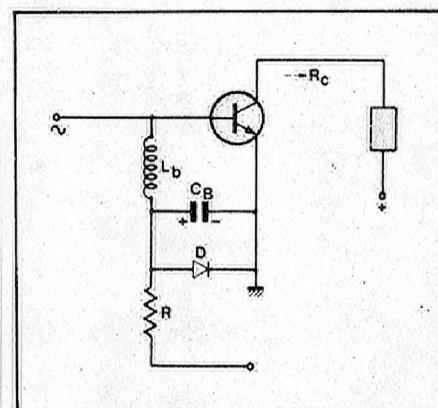


Fig. 16. - La diode D, polarisée dans le sens passant, présente une chute de tension d'environ 0,6 V, permettant au transistor de fonctionner en classe B.

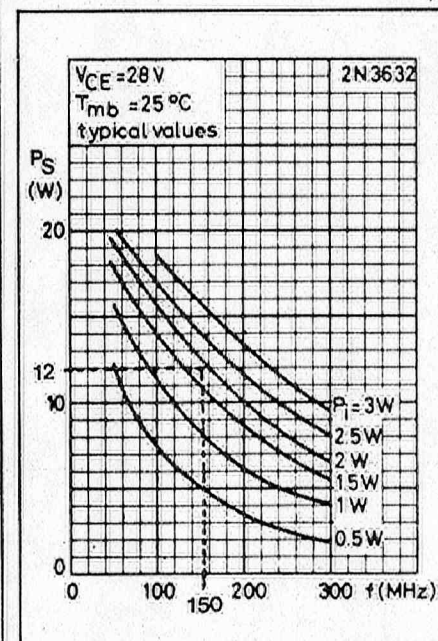


Fig. 17. - Réseau de courbes, donnant pour le transistor 2N3924 la puissance de sortie utile P_s en fonction de la fréquence et de la puissance d'excitation $P_i = P_b$.

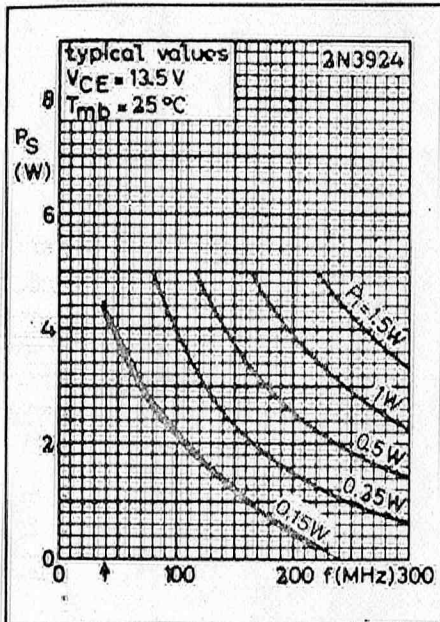


Fig. 21. - P_s en fonction de f et de $P_i = P_o$ pour le transistor 2N3924.

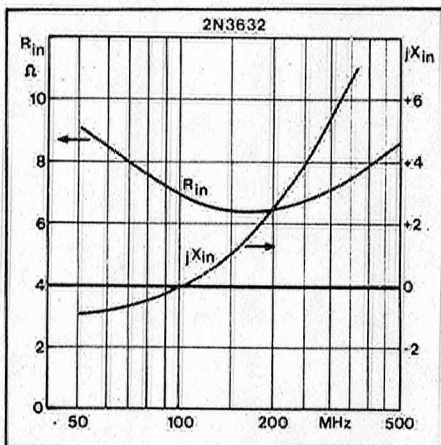


Fig. 22. - Variation en fonction de la fréquence des parties ohmique et réactive de l'impédance d'entrée série du transistor 2N3924.

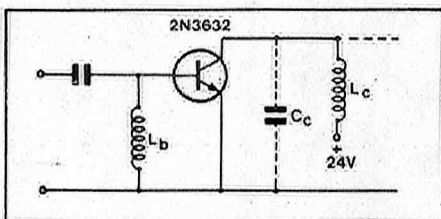


Fig. 20 a. - Schéma de principe de l'étage de puissance avec transistor 2N3924 en classe C.

$$F_1(\theta) = 0,5$$

d'où l'amplitude de la fondamentale du courant de collecteur

$$I_{c1} = F_1(\theta) \cdot I_{cp} = 0,5 \times 1,4 = 0,7 \text{ A}$$

ce qui conduit théoriquement à une puissance utile

$$P_s = 0,5 I_{c1} (U_{CC} - U_{CE \text{ sat}})$$

$$= 0,5 \times 0,7 \times 11,25 = 3,9 \text{ W}$$

donc supérieure à celle (3 W) déterminée en estimant le rendement à 60 % seulement. Pratiquement, on pourra atteindre un rendement de l'ordre de 70 % à 72 %, soit une puissance utile réelle d'environ 3,5 W.

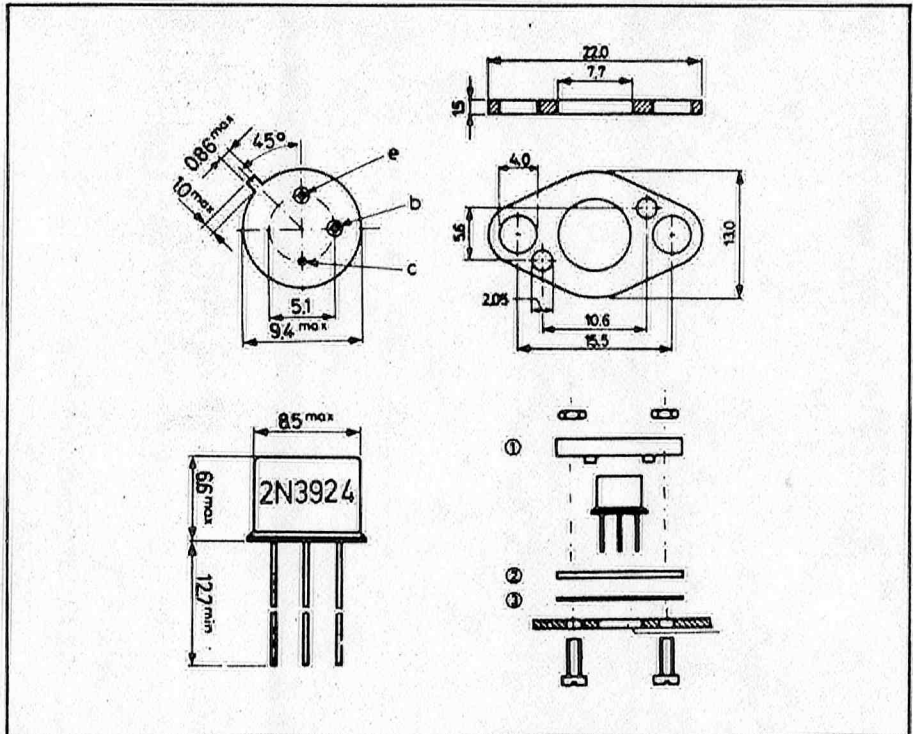


Fig. 18. - Caractéristiques mécaniques du transistor 2N3924 et mode de fixation sur refroidisseur à l'aide de l'accessoire ad hoc.

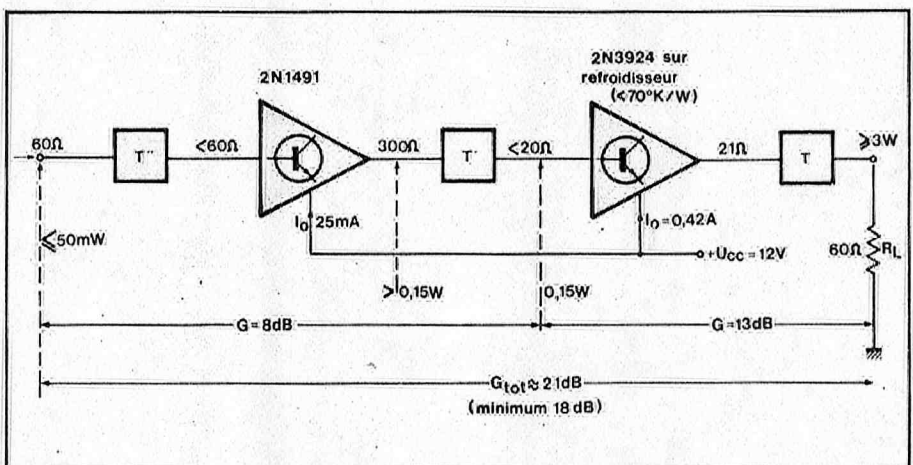


Fig. 19. - Schéma fonctionnel de l'émetteur de télécommande sur 40,68 MHz.

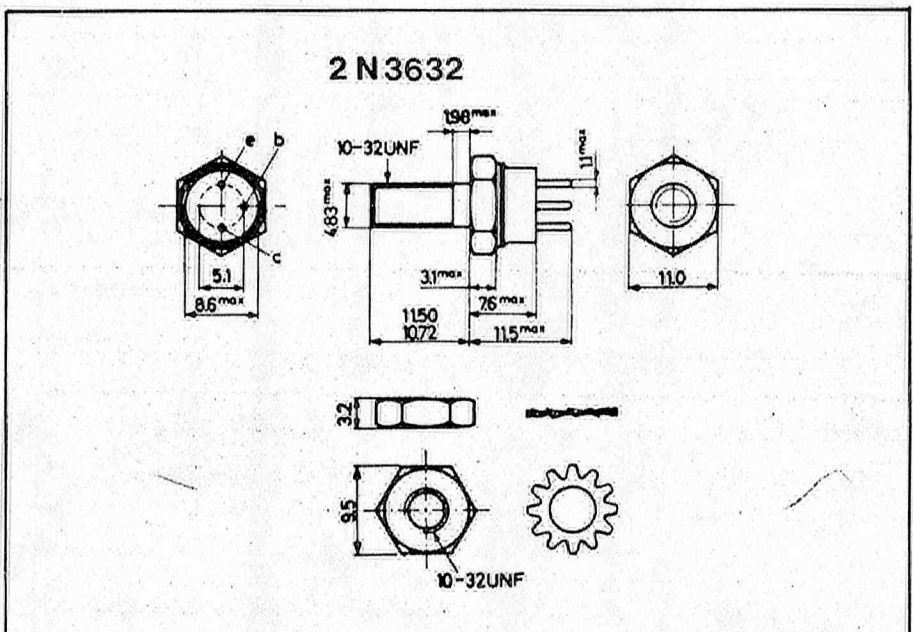


Fig. 20 b. - Caractéristiques mécaniques du transistor 2N3924 et accessoires de montage.

- Excitation de base

La relation (27) prend la forme suivante lorsque la base du transistor reçoit une polarisation positive U_{Bo} :

$$\cos \theta = \frac{U_{BEs} - U_{Bo}}{U_{bp}}$$

Comme $U_{bp} = U_{BEp} - U_{Bo}$ (fig. 15) on a encore

$$\cos \theta = \frac{U_{BEs} - U_{Bo}}{U_{BEp} - U_{Bo}}$$

d'où la valeur de la tension de polarisation nécessaire en fonction de θ , de U_{BEs} et de la valeur de crête de la tension base-émetteur correspondant à I_{cp} :

$$U_{Bo} = \frac{U_{BEs} - U_{BEp} \cdot \cos \theta}{1 - \cos \theta} \quad ()$$

En classe B, $U_{Bo} = U_{BEs}$.

La figure 16 montre comment la tension de polarisation $U_{Bo} = U_{BEs}$ peut être obtenue à l'aide d'une diode au silicium D, alimentée via une résistance RB et shuntée par un condensateur de découplage CB qui met la borne inférieure de Lb à la masse au point de vue H.F.

La courbe IC - UBE montre que :

$$U_{BEp} = 1,5 \text{ V pour } I_{cp} = 1,4 \text{ A}$$

soit donc

$$U_{bp} = U_{BEp} - U_{BEs} = 1,5 - 0,6 = 0,9 \text{ V}$$

D'autre part, les courbes de la figure 17 montrent que la puissance d'excitation $P_b = 0,15 \text{ W}$ pour une puissance utile $P_s = 4 \text{ W}$ à 40 MHz

- Refroidissement du transistor final

La relation (33) donne

$$P_{tot} = P_o + P_b - P_s$$

$$= 5 + 0,15 - 3,5 = 1,35 \text{ W}$$

Résistance thermique totale entre la jonction et l'air ambiant en admettant $T_{amb} = 40^\circ\text{C}$ et $T_j = 175^\circ\text{C}$ (relation 34) :

$$R_{th} = \frac{175 - 40}{1,35} = 100^\circ\text{K/W}$$

Pour le transistor 2N3924 (fig. 18), le fabricant spécifie que la résistance thermique entre le boîtier et le radiateur $R_{th\ b-r} = 2,5^\circ\text{K/W}$ si l'on utilise l'accessoire de montage prévu pour serrer le transistor sur le refroidisseur. Ce dernier devra donc avoir une résistance thermique :

$$\begin{aligned} R_{th\ r-a} &= R_{th} - R_{th\ jb} - R_{th\ br} \\ &= 100 - 25 - 2,5 \\ &= 72,5^\circ\text{K/W} \end{aligned}$$

soit d'après la formule (35) une surface d'aluminium (épaisseur 2 mm) :

$$S = \frac{680}{72,5} = 9,38 \text{ cm}^2$$

soit pratiquement 3 cm x 3,5 cm.

d) Etage d'excitation

Le transistor équipant l'étage de commande devra donc être capable de fournir une puissance utile supérieure à $P_b = 0,15 \text{ W}$, soit, afin de disposer d'une certaine réserve

$$P_s = 0,2 \text{ W}$$

Le transistor 2N1491 (RCA) a les caractéristiques qui conviennent

$$f_T \geq 380 \text{ MHz}$$

$$P_{tot} = 0,5 \text{ W sans refroidisseur}$$

$$(> 2 P_s)$$

$$I_{c\ max} = 500 \text{ mA}$$

$$U_{CE\ sat} < 1 \text{ V}$$

$$R_{in\ (hie)} \leq 60 \Omega \text{ à } I_C = 25 \text{ mA}$$

Charge de collecteur

$$\begin{aligned} R_c &= \frac{(12 - 1)^2}{2 \times 0,2} = 302 \Omega, \text{ soit } R_c \\ &= 300 \Omega \end{aligned}$$

Le gain en puissance G en montage EC est de l'ordre de 10 dB, soit $G = 10$, d'où une puissance d'excitation nécessaire à l'entrée

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{P_s}{G} = \frac{200}{10} \\ &= 20 \text{ mW} < 50 \text{ mW} \end{aligned}$$

(cahier des charges)

L'amplitude de la fondamentale I_{c1} du courant de collecteur

$$I_{c1} = \frac{2 \times 0,2}{12 - 1} = 0,036 \text{ A} = 36 \text{ mA}$$

Imposons-nous un courant de crête $I_{cp} = 72 \text{ mA}$, ce qui correspond à

$$F_1(\theta) = \frac{I_{c1}}{I_{cp}} = 0,5,$$

soit encore un fonctionnement en classe B.

Le courant moyen de collecteur

$$\begin{aligned} I_o &= F_o(\theta) \cdot I_{cp} = 0,318 \times 72 \\ &= 23 \text{ mA}, \end{aligned}$$

soit pratiquement 25 mA.

La figure 19 donne le schéma fonctionnel de l'émetteur que nous venons de calculer. (Les circuits de couplage T seront déterminés dans la seconde partie de cette étude).

2 - Amplificateur

12 W - 150 MHz

a) Cahier des charges

$$P_s \geq 12 \text{ W} \quad R_L = 60 \Omega$$

$$f = 150 \text{ MHz} \quad R_{in} = 50 \Omega$$

$$U_{CC} = 24 \text{ V} \quad T_{amb\ max} = 60^\circ\text{C}$$

b) Schéma de principe

choix du transistor (fig. 20)

Comme il s'agit d'un étage de sortie uniquement, sans spécification du signal d'excitation disponible, il suffira de choisir le type de transistor en fai-

sant intervenir les considérations suivantes :

$$P_{tot} \geq (1,5 \dots 2) P_s = 18 \dots 24 \text{ W}$$

$$f_T \geq (2,5 \dots 5) f = 375 \dots 750 \text{ MHz}$$

$$U_{CEO\ max} \geq (2 \dots 3) U_{CC}$$

$$= 48 \dots 72 \text{ V}$$

Le transistor 2N3622 (boîtier métallique TO-60 relié à l'émetteur) convient.

Caractéristiques :

$$f_T = 400 \text{ MHz}$$

$$P_{tot} = 23 \text{ W}$$

$$U_{CEO\ max} = 65 \text{ V}$$

$$C_{b'o} \leq 20 \text{ pF}$$

$$P_{in\ 1,5\ W\ pour\ P_s}$$

$$= 12 \text{ W à } 150 \text{ MHz}$$

$$R_{th\ j-b} = 7,5^\circ\text{K/W}$$

$$I_{cp\ max} : 3 \text{ A}$$

$$I_{o\ max} : 1 \text{ A}$$

$$U_{CE\ sat} < 1 \text{ V}$$

$$r_{bb'} = 6,5 \Omega \text{ typ. à } 200 \text{ MHz}$$

$$R_{th\ b-r} = 0,6^\circ\text{K/W}$$

Conditions de fonctionnement

$$R_c = \frac{(24 - 1)^2}{2 \times 12} = 22 \Omega$$

Afin d'utiliser un minimum de composants, le point de fonctionnement au repos se trouve à $U_{BE} = 0 \text{ V}$ (classe C).

$$I_{c1} = \frac{2 P_s}{U_{CC} - U_{CE\ sat}} = \frac{2 \times 12}{24 - 1} = 1 \text{ A}$$

Pour disposer d'une certaine réserve, adoptons $I_{c1} = 1,1 \text{ A}$. En s'imposant un courant de crête $I_{cp} = 2,5 \text{ A} (< 3 \text{ A})$

$$F_1(\theta) = \frac{1}{2,5} = 0,4$$

Il y correspond un angle $\theta = 60^\circ$ (voir fig. 13) et

$$F_o(\theta) = 0,23, \text{ d'où}$$

$$I_o = 2,5 \times 0,23 = 0,575 \text{ A}$$

Pratiquement, il faudra compter sur un courant I_o de 0,6 A

c) Excitation de base

$$\cos \theta = \frac{U_{bes}}{U_{bp}} = 0,5$$

$$\text{avec } U_{BEs} = 0,62 \text{ V}$$

$$\text{d'où } U_{bp} = 1,24 \text{ V}$$

La puissance d'excitation $P_{in} = P_b$ ne dépassera pas 1,8 W (fig. 21) et la partie réelle de l'impédance d'entrée sera de l'ordre de quelques ohms.

En réalité, on doit s'attendre à une dispersion assez importante sur la valeur de $r_{bb'}$ qui peut descendre en dessous d'un ohm pour un échantillon particulier.

D'après la formule (4) en estimant l'inductance parasite totale d'émetteur à 2,5 nH, avec $r_{bb'} = 1 \Omega$ et $f_T = 400 \text{ MHz}$, on aura (fig. 22) :

$$R_{in} = 1 + 2 \pi 4 \cdot 10^8 \times 2,5 \cdot 10^{-9} \\ = 6,28 \Omega$$

La charge de collecteur (22 Ω) réduira en fait la partie réelle de l'impédance d'entrée à environ 4 Ω .

Le rendement théorique atteindra une valeur

$$\eta = \frac{12}{24 \times 0,6} = 83 \%$$

$$P_{tot} = 14,4 + 1,5 - 12 = 3,9 \text{ W}$$

$$R_{th} = \frac{175 - 60}{12} = 29,5 \text{ }^\circ\text{K/W}$$

$$R_{th \text{ r-a}} = 29,5 - 7,5 - 0,6 \\ = 21,4 \text{ }^\circ\text{K/W}$$

Il faudra donc fixer le transistor sur un radiateur ayant une résistance thermique d'environ 20 $^\circ\text{K/W}$ (par exemple une plaquette d'aluminium de 6 cm x 6 cm (épaisseur 2 mm).

Dans le prochain numéro de la revue, nous examinerons les circuits de couplage, transformateurs d'impédance qui figurent dans le schéma fonctionnel. L'étude théorique élémentaire sera illustrée par des calculs pratiques appliqués aux exemples traités ci-dessus.

J. DE NEEF
Chargé de Cours
à l'Institut Supérieur
Industriel de l'Etat
Bruxelles

Bibliographie

- (1) R. MINTON: « Design trade-offs for RF transistor power amplifiers ». (RCA Technical Publication n° ST - 3250).
- (2) A.-H. HILBERS: « On the input and load impedance and gain of RF power transistors (Electronic Applications, Vol. 26 - n° 4 - Philips).
- (3) A. EVANGELISTI: « Class C - High-frequency amplifiers » (Appl. Report S G S - AR 109 - Feb. 1963).
- (4) G.-R. KENNEDY: « Low-power transistor transmitter ». (Wireless World, Oct. 1968, pp.346-350).
- (5) W.-P. O'REILLY: « Transmitter power amplifier design » (Wireless World, Sept. 1957 - Oct. 1975 - Nov. 1975 - Feb. 1976).
- (6) RCA: « RF power devices » - Publ. SSD-205 A.
- (7) MBLE Data Handbook - Part 4 (Transmitting transistors).

Abonnez-vous au

MONITEUR DE L'ELECTRICITE

en profitant de notre offre
80 F seulement pour un an, au lieu de 100 F

Considérée comme la première revue professionnelle dans l'équipement électrique de l'usine et le « MONITEUR DE L'ELECTRICITE » consacre toutes ses rubriques régulières portant sur la sécurité, l'éclairagisme, les techniques de mesure, les prix des matériels électriques, etc.; de plus, notre sélection mensuelle peut vous apporter un précieux concours en vous informant de l'évolution technique des matériels.

Si, donc, comme nous l'espérons, notre revue vous intéresse, il vous suffit pour la recevoir régulièrement tous les mois de retourner le bulletin ci-dessous.

Exceptionnellement, à titre de prospection, nous réduisons le prix de l'abonnement annuel de 100 F à 80 F.

Grâce à cet abonnement, vous pourrez également bénéficier d'une Petite Annonce gratuite: il vous suffit de nous adresser le texte à paraître accompagné du bulletin d'abonnement.

P.S. — Si vous êtes déjà abonné, cette offre est évidemment sans objet.

BULLETIN D'ABONNEMENT LE MONITEUR DE L'ELECTRICITE

2 à 12 RUE BELLEVUE - 75018 PARIS

Nom et prénom :
Société :
Activité :
Adresse :

désire recevoir votre revue mensuelle pendant
de 80 F.

Je vous joins
mandat ☐
chèque ☐
de cette somme.

