

## les amplificateurs de puissance à transistors

Il est désormais possible de « tirer » de transistors appropriés, de fabrication courante, donc d'un bon marché abordable, des puissances très respectables, soit une dizaine de watts en VHF et trente ou quarante watts jusqu'à 30 MHz. L'établissement d'un projet d'étage de puissance à transistor, spécialement modulé en amplitude, est quelque peu différent

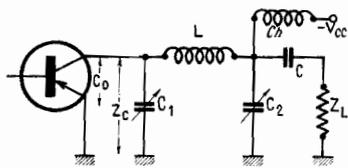


FIG. 1

de celui d'un étage à lampe, mais ne présente pas plus de difficulté. Cette étude ne portera toutefois pas sur les amplificateurs linéaires en classe A, mais se limitera aux étages fonctionnant en classe B « zéro bias », car ils sont les plus économiques et permettent le gain en puissance le plus élevé. Il conviendra tout d'abord de distinguer deux cas selon que l'étage est destiné au fonctionnement en télégraphie (ou en modulation de fréquence) ou doit être modulé en amplitude. On se fixe alors la puissance à obtenir sur la portuse ou en crête de modulation.

En VHF, jusqu'à un ou deux watts, aucun problème d'approvisionnement et de prix de revient. Au-dessus, le prix des transistors de puissance est tout de même à prendre en considération. Quel transistor choisir ? On se reportera aux feuilles de caractéristiques fournies par les constructeurs pour retenir les spécimens qui sont susceptibles de fournir la puissance désirée sur la fréquence de travail choisie. La fréquence de coupure devra être au moins deux fois la fréquence de travail. Si plusieurs spécimens répondent à ces conditions, on retiendra celui qui présente le gain en courant ( $h_{fe}$ ) le plus élevé.

### 1. ÉTAGE DE PUISSANCE CW-FM

$V_{cc}$  est déterminé à partir des règles :

$$V_{cc} \leq \frac{BV_{CES}}{2} \text{ ou } \frac{V_{CEO \text{ max.}}}{2}$$

dans lesquelles  $BV_{CES}$  est la tension de claquage émetteur-collec-

teur et  $V_{CEO}$  la tension maximum émetteur-collecteur.  $V_{cc}$  est donc inférieur ou au plus égal à la moitié, puisque la tension instantanée du collecteur peut atteindre en pointe deux fois la valeur de la tension d'alimentation.

La charge optimum est alors :

$$Z_c = \frac{V_{cc}^2}{2P}$$

dans laquelle P est la puissance disponible escomptée.

Il reste à matcher convenablement la charge de sortie  $Z_c$  à la charge d'utilisation  $Z_L$ . Si le terme  $C_0$  (capacité de sortie) peut être négligé aux fréquences basses, jusqu'à 20 MHz par exemple, on doit en tenir compte en VHF. Les figures 1 - 2 - 3 représentent des circuits d'adaptation  $Z_L - Z_c$  appelés respectivement cellule en pi, en T et circuit à accord parallèle. Le circuit en pi (Fig. 1) est spécialement recommandé lorsque  $C_0$  est très faible ou négligeable par rapport à  $C_1$ . Il est particulièrement intéressant lorsqu'il convient d'éliminer des fréquences subharmoniques. Les deux autres systèmes sont plus particulièrement indiqués en VHF, car l'influence de  $C_0$  est mineure. Ils conviennent particulièrement à l'adaptation d'une ligne coaxiale.

### 2. ÉTAGE DE PUISSANCE MODULÉ EN AMPLITUDE

Dans ce cas, il faut tenir compte du fait qu'en régime modulé la ten-

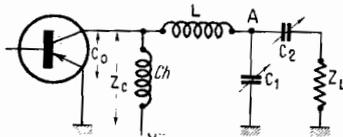


FIG. 2

sion instantanée de collecteur atteint, pour une modulation à 100 %, quatre fois la valeur de la tension d'alimentation  $V_{cc}$ . En conséquence :

$$V_{cc} \leq \frac{BV_{CES}}{4} \text{ ou } \frac{V_{CEO}}{4}$$

La charge optimum du collecteur est :

$$Z_c = \frac{3V_{cc}^2}{4P}$$

dans laquelle P est le quart de la puissance HF maximum, développée en pointe de modulation à 100 %. Le couplage à la charge d'utilisation appelle les mêmes remarques que précédemment.

### 3. CIRCUITS D'ACCORD ET D'ADAPTATION

Nous allons reprendre l'un après l'autre les circuits énumérés ci-dessus.

Les équations relatives au calcul de la réactance des éléments qui le composent sont les suivantes :

$$1/ X_{C1} = \frac{Z_c}{Q_L} \left( 1 + \sqrt{\frac{Z_L}{Z_c}} \right)$$

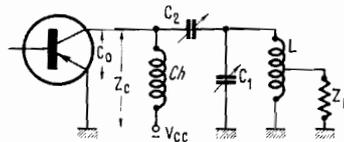


FIG. 3

dans laquelle  $Z_L$  est l'impédance de la charge d'utilisation (charge fictive ou antenne),  $Z_c$  est l'impédance optimum de sortie de l'étage,  $Q_L$  le coefficient de surtension du circuit (en pratique compris entre 5 et 12). La capacité de  $C_1$  peut être déduite de l'abaque « Réactance Chart » du Handbook de l'ARRL (chapitre 2), de même que l'inductance de L et la réactance de  $C_2$ .

$$2/ X_L = \approx X_{C1}$$

$$3/ X_{C2} = X_{C1} \sqrt{Z_L/Z_c}$$

Le circuit en T est représenté par la figure 2. L'impédance au point A est supérieure à 1 000 ohms et ramenée ensuite à la valeur de la charge  $Z_L$  au moyen de  $C_2$ . Les équations relatives au calcul de la réactance des éléments qui le composent sont :

$$1/ Z_A = Z_c (Q_L^2 + 1) \text{ impédance au point A.}$$

Comme précédemment,  $Z_c$  est l'impédance de charge optimum du collecteur et  $Q_L$  le coefficient de surtension du circuit (en pratique compris entre 5 et 20).

$$\text{On a : } 2/ X_1 = \frac{Z_A}{Q_L}$$

$$3/ Q_2 = \frac{\sqrt{Z_A}}{Z_c}$$

$$4/ X_2 = \frac{Z_A}{Q_2}$$

$$5/ X_L = Q_2 \cdot Z_c$$

$$6/ X_{C2} = \frac{Z_L}{Q_L}$$

$$7/ X_{CL} = \frac{X_1 \cdot X_2}{X_1 + X_2}$$

Les valeurs de L,  $C_1$  et  $C_2$  peuvent être calculées à partir de

l'abaque précité. Le circuit à accord parallèle de la figure 3 est constitué par un circuit oscillant L- $C_1$ , à prise intermédiaire, couplé au collecteur par une capacité ajustable,  $C_2$ . L'impédance  $Z_c$  est transformée en charge de valeur élevée que nous appellerons  $Z'_L$ . En pratique la prise intermédiaire est faite au tiers ou au quart à partir du point froid de L. En conséquence :

$$Z'_L = 16 Z_L \text{ ou } 9 Z_L$$

Dans la pratique on effectue la prise au quart au-dessus de 100 MHz et au tiers, en-dessous.

Comme dit plus haut on peut déduire d'abaques la valeur des composants dont les réactances sont :

$$X_{C1} = \frac{Z_L}{Q_L}$$

(avec  $Q_L$  compris entre 5 et 15)

$$X_L = X_{C1}$$

$$X_{C2} = Z_c \sqrt{\frac{Z'_L}{Z_c}} - 1.$$

Ce qui a été dit s'applique non seulement à la charge par une antenne, mais au couplage interétage, comme par exemple (Fig. 4) à la liaison entre un étage driver et

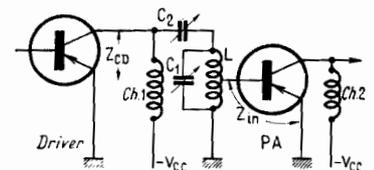


FIG. 4

l'étage final. En se reportant aux normes d'utilisation du fabricant, on déduira la puissance nécessaire à l'attaque du PA; la puissance à fournir par le driver tiendra compte des pertes et sera, par conséquent, supérieure à la valeur juste suffisante. On calculera également pour une bonne adaptation, l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  du transistor final ainsi que la résistance de charge optima du driver  $Z_{cd}$ . Nous utiliserons par exemple le montage de la figure 4, qui découle de celui de la figure 3. Nous trouverons comme précédemment :

$$R'_L = 9 \text{ ou } 16 Z_{in}$$

dans laquelle  $Z_{in}$  est la résistance

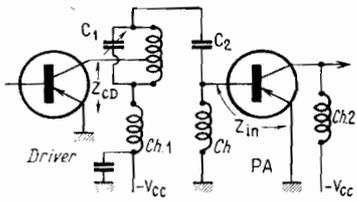


FIG. 5

avec toujours  $Z_{CD} = \frac{V_{cc}^2}{2P}$  puisque l'étage n'est pas modulé.

$$X_{C1} = \frac{Z_L}{Q_L} \quad (Q_L = 5 \text{ à } 15)$$

$$X_L = X_{C1}$$

$$X_{C2} = Z_{in} \left( \sqrt{\frac{Z_L}{Z_{in}}} - 1 \right)$$

### ÉTAGE FINAL PUSH-PULL OU PARALLÈLE

Dans le but d'augmenter la puissance disponible, on peut envisager de monter soit en push-pull, soit en parallèle, deux transistors de puissance.

La figure 6 reproduit un montage parallèle, qui ressemble de près à un étage à transistor unique. Les deux bases et les deux collecteurs sont respectivement réunis, cependant que dans le retour des émetteurs vers la masse on a inséré deux résistances ajustables de 20 ohms maxima ( $R_e$ ) dans le but d'équilibrer le courant de chaque transistor. La valeur adoptée influe naturellement sur la puissance de sortie. Du fait que les capacités de sortie se trouvent doublées, il est préférable d'utiliser les circuits des figures 2 et 3. La puissance fournie par chaque transistor est un peu supérieure à  $\frac{P}{2}$ ,

ce qui permet de dire que le montage de deux transistors est d'un intérêt

assez mince. Il en est de même pour le montage push-pull de la figure 7, c'est pourquoi, hormis les applications en basse fréquence, on n'emploie généralement que des étages à transistor unique.

### AMPLIFICATEUR EN CLASSE C

Pour régler un transistor en classe C, il convient, comme dans un tube, d'en augmenter la polarisation, ce qui peut être obtenu,

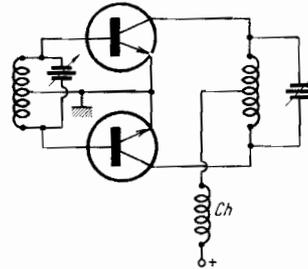


FIG. 7

en insérant une résistance dans le retour de l'émetteur ou de la base, ce qui exige une puissance d'excitation plus importante, mais se traduit par un meilleur rendement. La valeur de la résistance à prévoir est une question pratique. Le courant de base étant beaucoup moins élevé que le courant d'émetteur, la résistance de base sera de quelques centaines d'ohms et celle de l'émetteur de quelques ohms ou dizaines d'ohms (figures 8 et 9).

Les étages multiplicateurs sont une autre application du transistor

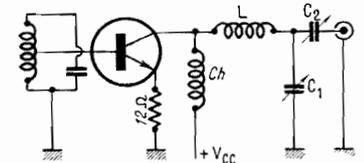


FIG. 8

réglé en classe C, dès lors que le circuit de sortie est accordé sur une fréquence double ou triple de celle du circuit d'entrée. En raison du taux élevé d'harmoniques qu'on trouve dans le circuit de sortie, il est vivement déconseillé d'utiliser un étage multiplicateur de fréquence comme étage final. Comme avec un tube, le rendement d'un étage devient de plus en plus faible à mesure que la multiplication augmente, ce qui limite pratiquement l'opération aux tripleurs. Pour multiplier la fréquence par quatre, il est beaucoup plus économique de prévoir deux doubleurs successifs.

Adapté de 73 Magazine (Décembre 1969).

Robert PIAT  
F3XY

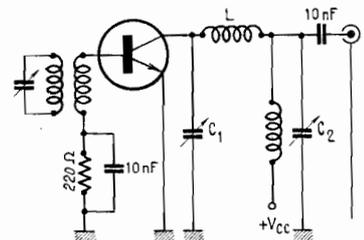


FIG. 9

de base ( $R_{bb}$  ou  $h_{ie}$ ) du transistor final

$$X_{C1} = \frac{Z_L}{Q_L}$$

( $Q_L$  comprise entre 5 et 15)

$$X_L = X_{C1}$$

$$X_{C2} = Z_{CD} \left( \sqrt{\frac{Z_L}{Z_{CD}}} - 1 \right)$$

Si nous adoptons le mode de liaison de la figure 5, nous retrouvons :

$$Z'_L = 16 Z_{CD} \text{ ou } 9 Z_{CD}$$

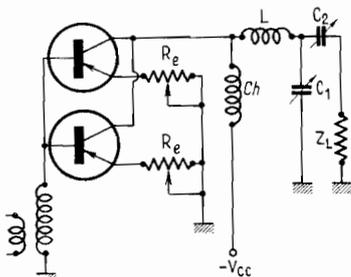


FIG. 6

## FONCTIONNEMENT ET INSTALLATION D'UNE ANTENNE VERTICALE

LES antennes verticales destinées aux bandes de fréquences des amateurs sont presque toutes du type Marconi, c'est-à-dire du type à résonance en quart d'onde. De telles antennes doivent fonctionner avec une bonne prise de terre, ou avec un bon système de contrepois, pour constituer l'autre quart d'onde destiné à compléter l'antenne dipôle. On voit sur la figure 1 que lorsque l'antenne correspond à un quart de longueur d'onde, l'impédance au point Z est d'environ 40 à 50 ohms. En connectant en ce point une ligne coaxiale avec l'antenne sur une partie considérable de bande de fréquence à laquelle l'antenne correspond au quart d'onde. On obtient ce résultat sans aucune bobine d'accord ni aucun autre organe de réglage.

Si l'on veut qu'une antenne de ce type fonctionne sur plusieurs bandes, il est possible d'ajuster

automatiquement la longueur en installant ce qu'on appelle des trappes parallèles (trap) de résonance, aux points qui conviennent, pour sectionner électriquement l'antenne en quarts de longueur d'onde, comme le représente la

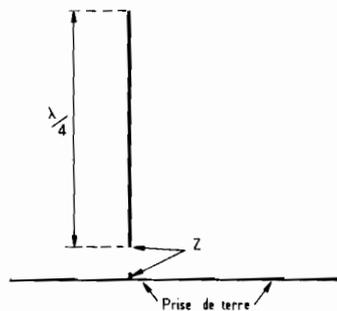


FIG. 1

figure 2. Ces trappes ont une très grande impédance à la résonance et dans le voisinage de la résonance. Elles jouent le rôle d'isola-

teurs placés aux extrémités des quarts d'onde correspondant à chaque bande, et de ce fait, l'antenne se réduit, électriquement parlant. Dans la figure 2 par exemple, si la trappe A est réglée pour 28 MHz, la section 1 correspond au quart d'onde à cette fréquence. La trappe A déconnecte les parties supérieures de l'antenne qui n'interviennent pas à la longueur d'onde de 10 m.

Si l'on excite l'antenne sur 21 MHz, la trappe A se comporte tout autrement car, ne résonant plus sur la nouvelle fréquence de travail, son impédance devient très basse, et elle constitue un court-circuit qui connecte les sections 1 et 2. Celles-ci forment alors un quart d'onde pour cette bande, comme l'indique le chiffre 2.

On peut poursuivre les combinaisons de ces pièges et des sections d'antenne jusqu'à la limite des possibilités mécaniques et du tracé de réalisation des bobines.

La dernière section 4 englobe les inductances de toutes les bobines ainsi que la section supérieure extrême de l'antenne, pour constituer la longueur équivalente au

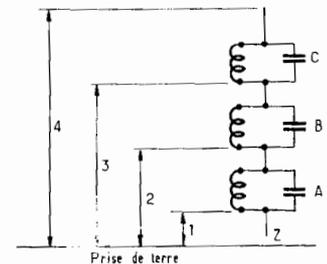


FIG. 2

quart d'onde à la fréquence minimale.

Les « trappes » à résonance parallèle sont constituées par bobines réalisées sur des mandrins isolants enfermés dans des tubes de duralumin qui forment à la fois une protection à toute épreuve contre les intempéries, ce qui est