

AMPLIFICATEUR

A LARGE BANDE DE 300 W

SSB-CW (2-30 MHz)

B IEN que les transistors aient progressivement envahi ces petites boîtes magiques que sont les transceivers décimétriques, bon nombre de ceux-ci sont encore équipés d'étages de sortie à tubes. Autrement dit, au-delà de quelques watts, on fait encore la place belle aux lampes traditionnelles, chargées par des circuits accordés. Et on a sans doute raison, car les résultats sont là, confirmés par la demande régulière d'un public souvent attaché aux solutions qui s'appuient sur des preuves solides. Mais il n'en reste pas moins que la technique a évolué, tant en ce qui concerne la technologie et la fiabilité des transistors de puissance que sous l'angle des transformateurs de couplage inter étages à large bande.

L'étude que nous présentons à nos lecteurs se propose de les familiariser avec les uns et avec les autres par la réalisation d'un amplificateur de puissance moyenne (50 W - P.E.P.) servant de driver à un étage de puissance de 300 W - P.E.P., alimentés l'un et l'autre sous 50 V. Nous citerons nos

sources : l'excellent QST américain (4-76) et la très large documentation Motorola avec ses innombrables notes d'application qui explique que le raisonnement s'applique à des semi-conducteurs de cette marque. Le MRF427A est garanti à 25 W P.E.P. ou CW et se retrouve dans l'étage driver de puissance moyenne, cependant que le MRF428A peut délivrer jusqu'à 150 W (P.E.P. ou CW). Ils sont tous deux du type à protection par l'émetteur, chacune des jonctions qui les constituent étant protégée individuellement par une résistance d'émetteur in-

corporée au transistor lui-même, ce qui permet d'augmenter considérablement la garantie contre les surcharges résultant d'une mauvaise adaptation. Par ailleurs la polarisation est assurée séparément par un petit bloc délivrant de 0,5 à 1 V stabilisés pour les deux étages qui fonctionnent en classe A, avec un courant de repos de 40 et 150 mA respectivement. Au reste, nous commencerons par étudier cette source de polarisation qui est bien connue dans son schéma de principe. Le circuit régulateur est un MC1723G qui prend sa tension de réf-

rence sur une diode zener et dont l'ajustage de la tension de commande de la broche 3 permet de faire varier la tension de sortie. On remarquera que le potentiomètre qui y concourt est en série avec la jonction émetteur-base d'un transistor 2N5190, dont la capsule plastique est utilisée comme palpeur thermique, au contact du refroidisseur des transistors de puissance. La compensation en température a un effet négatif et se traduit par une baisse du courant de repos d'environ 1,5 mA par degré centigrade. Le potentiomètre de 1 k Ω sert à limiter le courant aux environs de 650 mA, ce qui est suffisant pour des transistors d'un h_{FE} de 17. Rappelons en effet que le courant de base est égal au quotient du courant collecteur par le dit h_{FE} qui est de 30 pour le MRF428A.

Lorsque le courant débité passe de 0 à 650 mA, les variations de tension sont de ± 5 à 7 mV, l'impédance de sortie étant de 0,02 Ω , environ. Les deux amplificateurs se présentent pratiquement de la même manière sauf pour le circuit de sortie, c'est pourquoi nous avons préféré

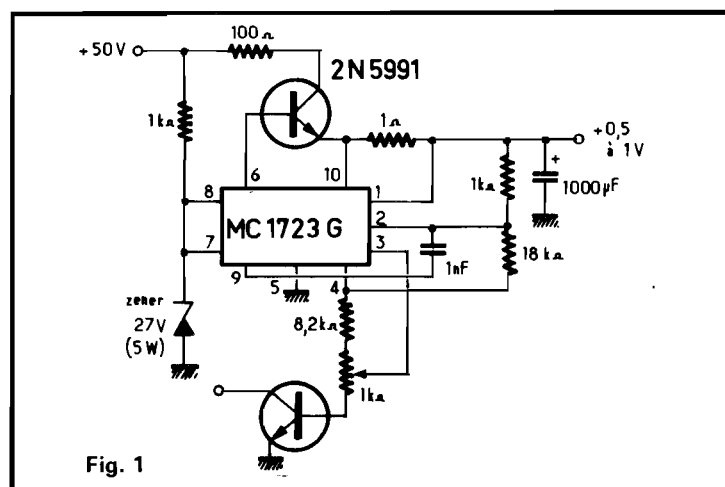


Fig. 1

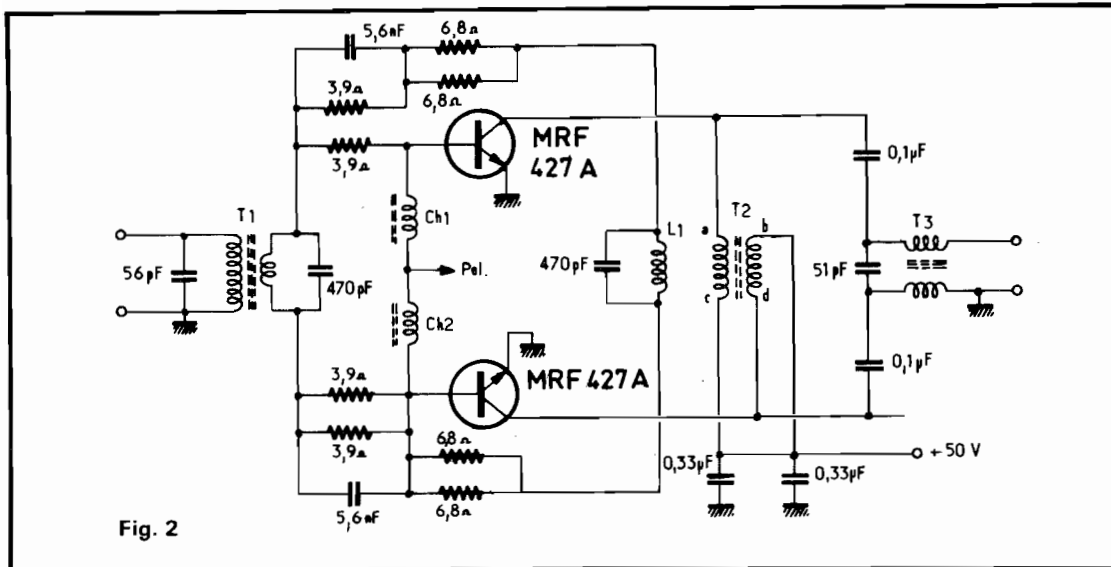


Fig. 2

reproduire les deux schémas distincts. En ce qui concerne l'amplificateur de moyenne puissance, équipé de deux MRF427A, son entrée s'effectue au moyen d'un transformateur abaisseur de rapport H/1, réalisé pour plus de facilité sur un pot de ferrocube. L'impédance d'entrée est de 50Ω et celle des bases d'environ 12Ω . Il en résulte que l'inductance de la boucle (spire unique) qui constitue le secondaire doit être, pour la fréquence la plus basse à transmettre (2 MHz), de :

$$\frac{4Z}{2\pi F} = \frac{4 \times 12}{12,56} = 4 \mu\text{H}$$

Cette méthode s'applique également au calcul du transformateur de sortie T₃, de rapport 1/1, dont l'inductance minimum à la fréquence la plus basse à transmettre doit être de $16 \mu\text{H}$, ce qui conduit à 11 tours, toujours sur pot en ferrocube plutôt que sur un tore en ferrite pour raison de convenance. Le bobinage est effectué au moyen de coaxial miniature RG196 de 50Ω dont on dispose les 11 tours, sur le support magnétique indiqué ci-dessus, pour chacun des deux enroulements.

T₂ est constitué par deux enroulements distincts, bobinés sur 7 tours, deux fils en main, de fil émaillé de 10/10 mm, sur un tore magnétique d'une vingtaine de mm de diamètre extérieur pour une induction de 100 à

150 gauss. (Référence : Indiana Général F627-8Q1 qui présente une correspondance dans la nomenclature Amidon, plus familière avec le T80.) Le branchement des fils repérés a, b, c, d, n'est pas indifférent, b et c constituant en quelque sorte le point milieu, auquel s'applique l'alimentation + 50 V. On notera que le transformateur de sortie T₃ est isolé des lignes sous tension par des condensateurs de $0,1 \mu\text{F}$ dont la valeur n'est pas critique.

La bobine L₁, avec 470 pF en parallèle, constitue un circuit résonnant un peu au-delà de la fréquence de travail la plus élevée, c'est-à-dire 30 MHz, de manière à éviter le risque d'auto-oscillations. Ce circuit augmente cepen-

dant l'impédance entre bases et minimise la perte de gain sur 30 MHz.

Amplificateur de puissance (fig. 3)

L'impédance du transistor MRF428A est très faible sur 30 MHz et dans un montage push-pull on peut la situer aux environs de 3Ω , ce qui militerait en faveur d'un transformateur d'entrée T₄, d'un rapport abaisseur de pratiquement $50/3 = 16/1$. Mais comme cela entraînerait un TOS trop important aux fréquences basses on a opté pour un compromis de 9/1 qui favorise la partie basse du spectre 3,5 MHz, sans trop

défavoriser la partie la plus élevée, puisque ce rapport de transformation suppose une impédance d'entrée de $50 \Omega : 9 = 5,5 \Omega$.

Si nous supposons les deux transistors appariés, aucun point milieu ne sera nécessaire sur le secondaire, le retour du courant de base d'un des transistors s'effectuant sur une alternance, à travers le circuit qui se ferme par la jonction de l'autre.

L'objectif que l'on s'est fixé dans cette étude a été de préserver un TOS d'entrée maximum de 2/1 et une variation de gain de 1,5 dB d'un bout à l'autre de la bande. Les calculs montrent que cet objectif peut être atteint au moyen d'une cellule capacité-résistance en liaison avec un système de contre-réaction collecteur-base.

Dans la pratique, T₄ est construit à partir d'un balun en ferrite de type télévision, à haute perméabilité (Stackpole 571845-24B). La boucle secondaire est en tresse de cuivre de 3 mm et le primaire est en fil de 8/10 mm émaillé, enroulé en couronne, sur 7 spires lui permettant de se loger sur le secondaire précité et à l'intérieur de l'évidement de la masse ferro magnétique. Le flux est de l'ordre de 60 gauss, c'est-à-dire bien en deça des limites de possibilité du matériau utilisé. Cette disposition procure un couplage très serré et

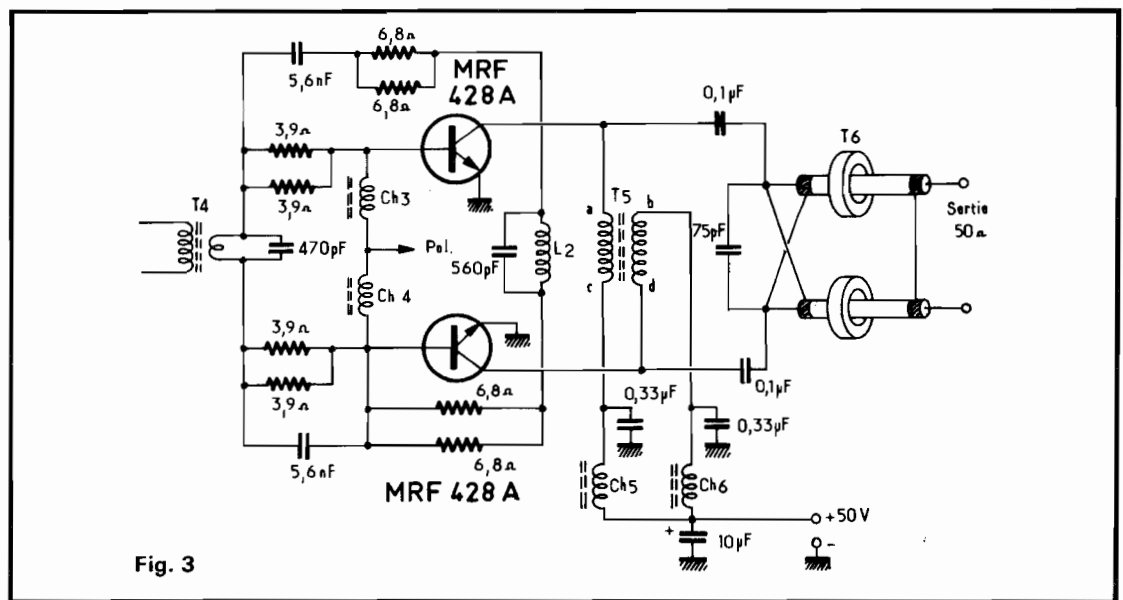


Fig. 3

évitte au maximum des fuites HF, en particulier dans la plus haute partie de la bande couverte. Il est à remarquer que le diamètre du fil, l'épaisseur de l'isolement et même le nombre de spires sont pratiquement sans importance tant que le rapport de transformation est relativement faible, c'est-à-dire inférieur à 1/25.

Quelques essais ont été également conduits autour de la résonance du circuit L_2 qui a été amené à des fréquences diverses. Sans qu'on ait pu observer de tendance réelle à l'auto-oscillation franche, du moins a-t-on pu noter quelques distorsions sur les crêtes de modulation. C'est pourquoi la fréquence de résonance a été choisie en dehors de la bande de travail, soit 31 MHz.

Différentes solutions ont été envisagées pour le transformateur de sortie T_6 , qui doit adapter l'impédance entre collecteurs qui est de $12,5 \Omega$ à celle de la ligne qui alimente l'antenne (50Ω). Nous sommes donc en face d'un transformateur élévateur de rapport 1/4. De même que le transformateur d'entrée T_4 , il présente une bande passante très plate entre 3 et 30 MHz. Cependant, si on se reporte à la formule déterminant l'inductance minimum, la perméabilité doit être de l'ordre de 3000, avec le noyau le plus gros possible. Comme l'utilisation du câble coaxial est tout spécialement indiquée dans les applications HF, et spécialement dans les transformateurs de rapport 1/4, c'est la solution qui a été adoptée pour la réalisation de T_6 . Un passage symétrique-dissymétrique comporte normalement trois circuits. Or il apparaît qu'ici le troisième circuit peut être omis, dans la mesure où les deux lignes sont bobinées sur des tores distincts et suffisamment longues pour isoler les collecteurs de la charge.

La longueur minimum requise pour les tores ferrite utilisés (ou des tores équivalents) est d'environ 10 cm pour 3 MHz et, à l'inverse, la longueur maximum, pour

30 MHz, ne doit pas excéder 50 cm. Dans la pratique, chacun des éléments de T_6 est constitué par 14 tours de câble coaxial subminiature de 25Ω , sur tores de 22 mm environ. La longueur totale du câble, par bobine est de 43 cm et la perméabilité du matériau de 10 (ce qui est le cas pour le T94-2 (rouge) d'origine Amidon. On suggère indifféremment les modèles 57-9074 (Stackpole) ou F624-19Q1 (Indiana General). Quant aux bobines d'arrêt Ch_1, Ch_2, Ch_3, Ch_4 , ce sont des VK200-19/4B. Ch_5 et Ch_6 étant des 56, 590, 65/3B ou équivalents.

La puissance théorique, dans une ligne de 50Ω , à partir d'une tension d'alimentation de 50 V ($V_{ce\ sat.} = 2$ V) se calcule comme suit :

$$\begin{aligned} \text{Tension HF (P.E.P.)} \\ &= 4 (V_{cc} - V_{ce\ sat.}) \sqrt{2} \\ &= 4 \times 48 \times 0,707 \\ &= 135 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Intensité} \\ &= 135 : 50 = 2,7 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Puissance de sortie (PEP)} \\ &= 135 \times 2,7 = 365 \text{ W.} \end{aligned}$$

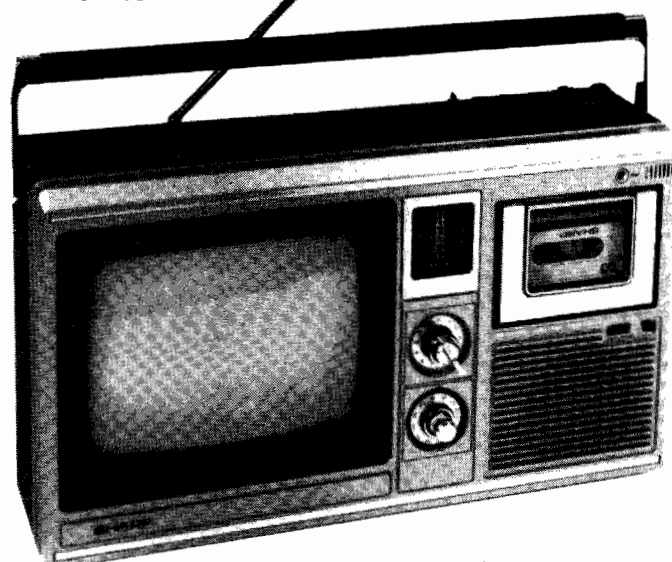
Cela montre que l'amplificateur débouche sur une charge un peu trop faible et de ce fait la tension entre collecteurs V_{cc} doit être ramenée à 46 V. La linéarité n'est pas affectée sur les crêtes de puissance mais est sensible, aux faibles puissances, aux écarts d'adaptation d'impédance.

Tel qu'il se présente, ce montage a fait l'objet de nombreux essais en laboratoire. Il s'inspire, par ailleurs, de nombreuses notes d'applications Motorola, sous la signature des spécialistes, MM. Granberg (EB27, AN749, AN593) et Hejhall (AN546). C'est pourquoi nous en proposons l'analyse aux lecteurs expérimentés, aux techniciens qui lisent notre revue. Quant aux autres qu'ils aient la patience d'attendre une description plus détaillée, dont la réalisation sera tout à fait à leur portée.

Robert PIAT F3XY
Extraits adaptés de
QST 4-5-76

Bloc-notes

**Le combiné
Radio-cassette - TV
SHARP 10 P 18**



Regarder la télé en écoutant la radio et en enregistrant un troisième programme, ou l'inverse, ne pose plus de problème grâce à ce combiné radio-TV-K7 SHARP. Utilisable aussi bien chez soi qu'à l'extérieur, fonctionnant sur secteur, on peut le brancher sur sa voiture (batterie 12 V). Léger (un peu plus de 8 kg) et peu encombrant (moins de 50 cm d'encombrement), on peut lui ajouter un casque.

A emmener avec soi pour mieux voir Borg à Roland-Garros, à Longchamp pour savoir ce qui se passe derrière le petit bois ou à la revue du Quatorze-Juillet, partout où l'événement commande d'être présent, mais où l'on veut également être sûr de tout voir... et de s'en souvenir.

Communiqué

CIBOT SE PORTE TOUJOURS BIEN...

Contrairement aux bruits qui courent depuis quelques semaines et selon lesquels cet important revendeur aurait cédé son fonds de commerce, nous sommes heureux de vous confirmer que les Ets CIBOT sont toujours à votre service.

Ces bruits dénués de tout fondement n'ont pu être répandus que dans un but malveillant.

Les Ets CIBOT remercient leur fidèle clientèle de la confiance qu'elle leur a toujours témoignée.