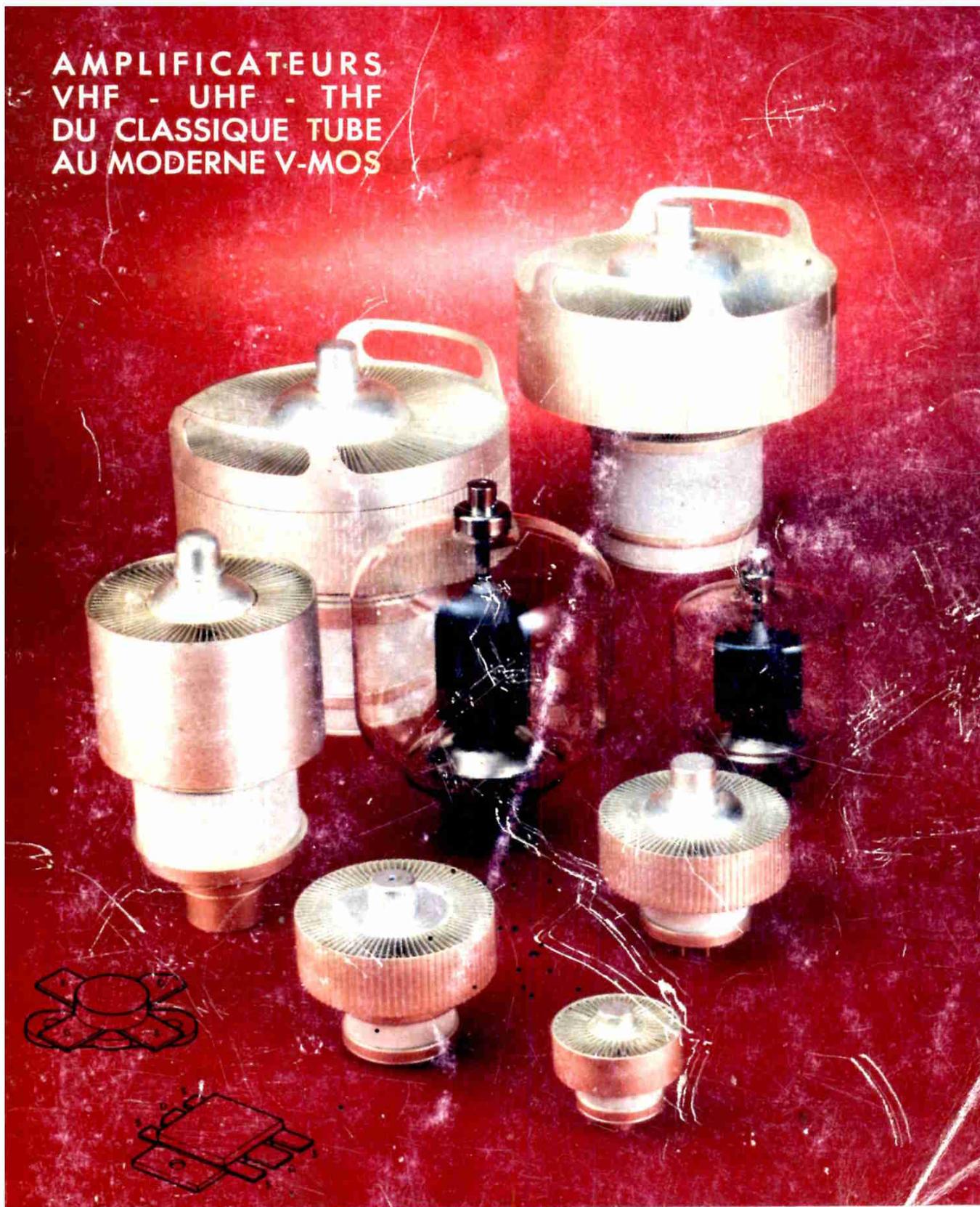


VHF AMPLIS

AMPLIFICATEURS
VHF - UHF - THF
DU CLASSIQUE TUBE
AU MODERNE V-MOS



VHF AMPLIS

D'après

VHF COMMUNICATIONS
Edition Internationale de
la revue UKW-BERICHTE

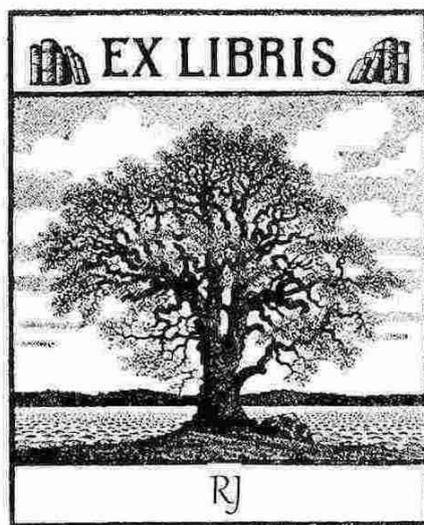
Editions SMR

S M ELECTRONIC
20bis, av. des Clairions
F-89000 AUXERRE

(86) 46.96.59

1ère édition - Octobre 1985

ISBN 2-904336-09-5



Numérisé en Juillet 2025 par F1CJL , 300dpi

VHF AMPLIS

Cet ouvrage a été compilé pour les lecteurs désirant construire un étage amplificateur. VHF-AMPLIS reprend les montages publiés dans la revue internationale VHF COMMUNICATIONS.

Nous remercions les Editeurs de nous avoir permis de rédiger cet ouvrage, ainsi que ceux ayant participé aux traductions, et corrections des articles (F 5 MI, F 6 GAL, F 2 XS, Francis Legendre).

Pour certains montages, nous pouvons fournir le kit ou le circuit imprimé. La carte en fin de livre vous permettra de nous demander le tarif de ces matériels.

En annexe, nous avons reproduit, avec l'aimable autorisation d'EIMAC (par W.6 SAI, Bill Orr), les caractéristiques techniques des tubes de puissance Eimac.

*En couverture: une photo Eimac.
Au dos: le montage V-MOS VHF COMMUNICATIONS.*

ETAGES AMPLIFICATEURS SIMPLES ET COMPACTS, 144 MHz DL 4 RX, D. Grossmann	7 - 29
AMPLI DE PUISSANCE ECONOMIQUE 144 MHz, 200 W, AVEC DEUX PL-504 DJ 7 ZV, V.Thun	31 - 47
UN AMPLIFICATEUR LINEAIRE TRANSISTORISE POUR 144 MHz, DL 8 ZX, E.Berberich	48 - 56
UN AMPLIFICATEUR 432 MHz STRIPLINES, 18 W, DJ 1 EE, K.Hupfer	57 - 60
UN AMPLIFICATEUR STRIPLINE 432 MHz UTILISANT UNE 2 C 39, DJ 2 PU, A.Tautrim	61 - 74
AMPLIFICATEUR LINEAIRE 144 MHz, 25 W-12/14 V, DC 6 HL, G.Otto	75 - 84
AMPLIFICATEUR LINEAIRE TRANSISTORISE 432 MHz (70 cm), DJ 3 SC, G.Freytag	86 - 93
AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 70 cm (432 MHz) EQUIPE D'UNE 2 C 39, DJ 9 HO, K.Weiner	94 - 99
MELANGEUR EMISSION ET AMPLI LINEAIRE POUR LE 23 cm A 4 TUBES 2 C 39, DJ 6 UT, R.Jux et DL 3 MH, H.Duttberner	100 - 114
UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EQUIPE D'UNE 2 C 39 POUR LA BANDE 23 cm, Editeurs de VHF-Communications	115 - 124
UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE POUR LA BANDE 2 METRES UTILISANT UN TUBE QQE 06-40, DJ 6 CA, H.J.Dierking	125 - 131
AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE A LIGNE COAXIALE POUR 70 cm EQUIPE DE LA 4 CX 250 B, DC 8 NR, W.Rahe	132 - 146
UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 400 W, 145 MHz, EQUIPE DE LA 4 CX 250, DK 1 OF, J.Kestler	147 - 160
UN AMPLI LINEAIRE TRANSISTORISE POUR LA BANDE 23 cm, DJ 8 QK, U.Beckmann et DC 0 DA, J.Dahms	161 - 170
AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 20 W INTEGRE POUR TRANSCEIVER 144 MHz FM, DJ 8 IL, J.Becker	171 - 179

UN AMPLI LINEAIRE DE PUISSANCE, 1 W sur 2.4 GHz, DC 3 QS, R.Heidemann	181 - 183
CIRCUIT DE TENSION DE POLARISATION POUR LES LAMPES DES FAMILLES 2 C 39/3 CX 100, LA 8 AK, Jan M.Noeding	184 - 185
TRANSISTORS V-MOS ET AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE 144 MHz, DL 1 GBH, H.Braubach	186 - 198
AMPLIFICATEUR LINEAIRE 10 W, BANDE 23 CM, DJ 1 EE, K.Hupfer	199 - 203
LIBRAIRIE	80 & 180
VHF COMMUNICATIONS	204 - 205
INDEX	205 - 206
ANNEXE I: LES NOTICES D'ORIGINE EIMAC-VARIAN	209 - 236

Le circuit équivalent est donné par :

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L' C'} \quad (6)$$

Afin d'obtenir la seconde équation conditionnelle, il est nécessaire de considérer la susceptance (β) comme fonction de la fréquence. Ce qui suit est valable pour le circuit LC :

$$\frac{dB_1}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left(\omega C' - \frac{1}{\omega L'} \right) = C' + \frac{1}{\omega^2 L'} \quad (7)$$

A la résonance, on obtient :

$$\left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega_r} = 2 C' \quad (7a)$$

Le même processus de calcul est utilisé pour un circuit ligne de résonance capacitivement raccourci. La susceptance du circuit ligne de résonance est :

$$B_2 = \omega C - \frac{1}{Z} \cot \left(\beta_{0l} \frac{\omega}{\omega_r} \right) = \omega C - \frac{\omega_r C}{\cot(\beta_{0l})} \cot \left(\beta_{0l} \times \frac{\omega}{\omega_r} \right) \quad (8)$$

Après un calcul intermédiaire, il en résulte :

Equation 9
$$\left. \frac{dB_2}{d\omega} \right|_{\omega_r} = C \left(1 + \frac{2 \beta_{0l}}{\sin(2 \beta_{0l})} \right) \quad (9)$$

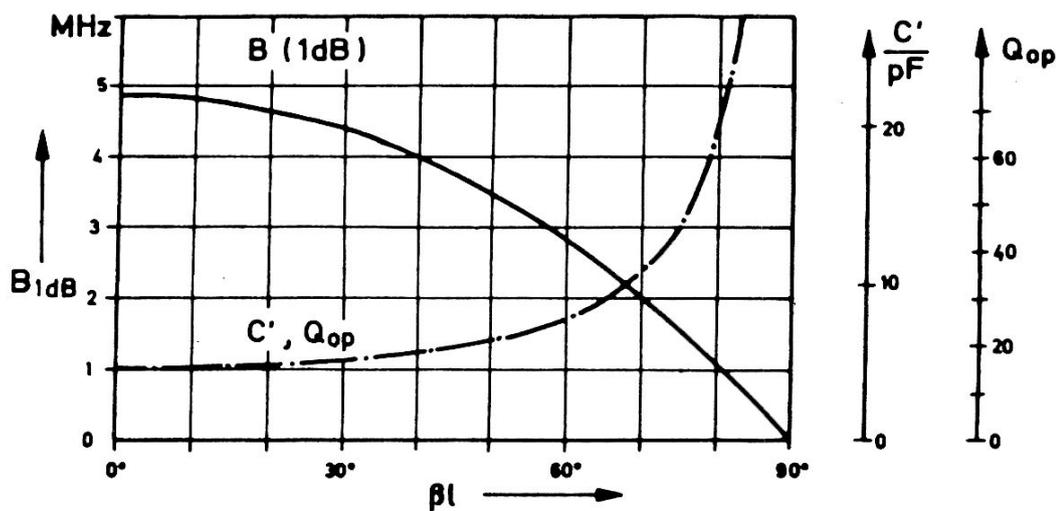


Fig. 1 : Capacité équivalente C, largeur de bande 1 dB et Q, par rapport à la longueur électrique du circuit coaxial.

Le Q opérationnel du circuit ligne de résonance est directement proportionnel à la capacitance équivalente C' . Dans la **Figure 1**, la capacitance équivalente C' , la largeur de bande de 1 dB et le Q opérationnel d'un tube 4 X 150 sont aussi fonction de la longueur électrique du circuit ligne de résonance. On voit que la largeur de bande de la ligne de résonance diminue lorsqu'on augmente la longueur de la ligne.

La plus grande largeur de bande est atteinte avec $\beta z = 0$, par exemple, avec $Z = \infty$. Ceci correspond exactement à un simple circuit LC.

2. LE PROBLÈME DE LA LARGEUR DE BANDE

Il peut sembler paradoxal de demander à un étage amplificateur de puissance la largeur de bande la plus haute possible, ou un Q très bas. On sait que l'étage PA ne convient pas pour donner une sélectivité suffisante, même avec un Q opérationnel de, par exemple, $Q_{op} = 100$. Dans ce cas, la largeur de bande de 3 dB serait toujours de 1,5 MHz sur la bande 144 et l'émetteur transmettrait tous les produits de distorsion qui se produiraient en-deça de cette bande, avec pratiquement pas de réjection. Cela signifie que tous les signaux fantômes doivent être réjectés dans les étages précédents, où des pertes de quelques dB ne sont pas importantes. Dans ces étages, il n'est pas très important que l'efficacité du circuit soit de 50 % ou moins !

Par contre, il est important que l'étage de puissance ne soit pas sur-attaqué en mode BLU. Même le meilleur circuit PA ne peut pas supprimer les éclaboussures qui ne sont qu'à 200 ou 500 kHz de la fréquence porteuse. Ceci est également valable pour les filtres d'antenne, etc.

Exemple : On calcule un circuit PA qui présente une atténuation de 20 dB à 500 kHz de la fréquence de résonance. La pulsion Ω de la fréquence centrale est :

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0} \quad (10)$$

et l'impédance du circuit PA est :

$$Z = \frac{Z_{out}}{1 + jQ \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)} \quad (11)$$

Pour une fréquence f_0 de 145 MHz et $f = 0,5$ MHz, Ω est $1 + 1/290$. En extrayant Q, de l'équation, on obtient :

$$Q = \frac{10}{\Omega - \frac{1}{\Omega}} = 1450 \quad (12)$$

Un Q opérationnel de 1450 correspond à une efficacité du circuit de 90 % à un Q non chargé (Q_0) de 14.500 ce qui, en pratique, ne peut pas être atteint.

En accord avec toutes ces considérations, on verra que le plus important critère de construction des lignes de résonance des circuits amplificateurs de puissance est une courte longueur électrique, ou en d'autres termes, l'impédance la plus haute possible. Une longueur électrique courte conduit à des dimensions mécaniques compactes qui, à leur tour, répondent au paragraphe "d" des conditions générales. Il faut ajouter que la largeur de bande de 3 dB ne convient pas pour classifier l'étage de puissance puisque la perte de puissance du tube amplificateur atteindrait des valeurs non admissibles aux limites de bande. Une perte de puissance de 1 dB correspond à environ la moitié de la largeur de bande de 3 dB.

3. SUPPRESSION DES HARMONIQUES

Si un étage PA n'est utilisé que dans le mode A1 ou A3, il est possible d'effectuer la suppression des harmoniques dans un filtre passe-bas adéquat, si l'on accepte la diminution très peu importante du rendement de l'anode et si l'étage PA est à bande étroite. D'un autre côté, le rendement et la linéarité sont maîtrisés plus facilement avec un ampli linéaire.

La **Figure 2** montre les courbes des caractéristiques $I_a - U_a$ simplifiées d'une tétrode ou d'une pentode. Utilisé à pleine charge, le courant du tube atteint le voisinage immédiat de l'inclinaison de la courbe de caractéristique. Si la tension AC de l'anode contient des composants harmoniques notables, des produits de conversion indésirables (intermodulation) seront générés par la non-linéarité des courbes de caractéristiques ; ceci est la cause principale de la production des harmoniques indésirables. Le seul remède à cela est de réduire l'attaque, ce qui signifie réduire le rendement d'autant.

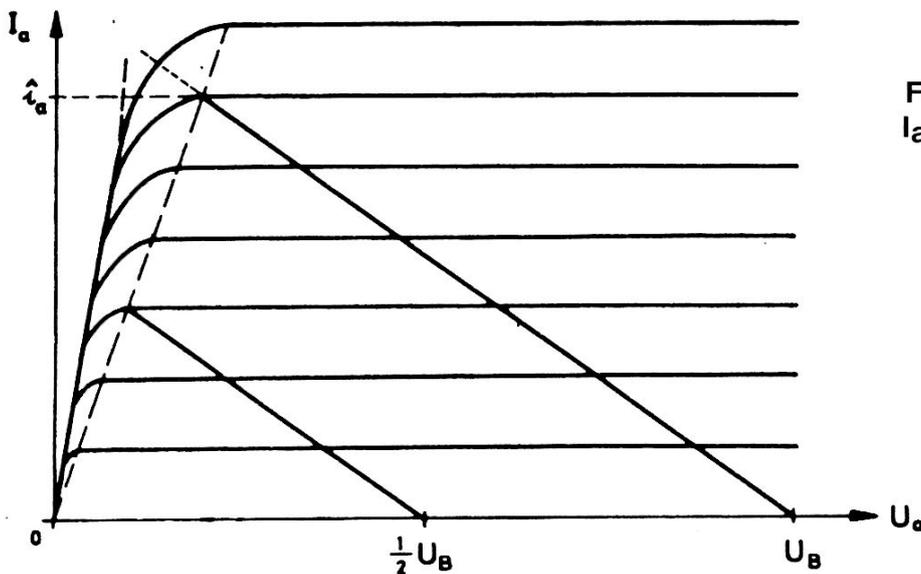
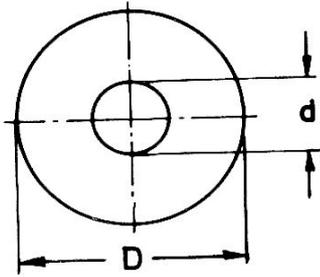
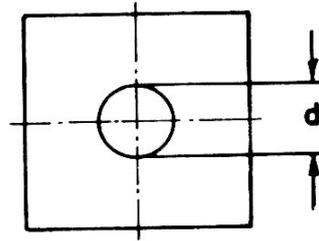


Fig. 2 : Caractéristiques $I_a - U_a$ simplifiées d'une tétrode ou d'une pentode

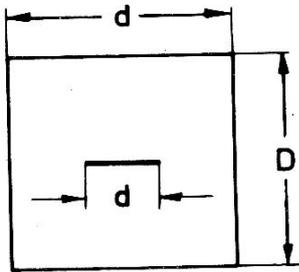
Le circuit ampli de puissance devrait alors être conçu pour une réjection d'harmonique maximale. Il se peut qu'un amplificateur de sortie qui fonctionne d'une façon satisfaisante en télégraphie, soit complètement inutilisable en ampli linéaire. Puisque les circuits ligne de résonance possèdent un grand nombre de fréquences de résonance, il est important de contrôler si l'une des résonances correspond aussi à une harmonique de la fréquence désirée.



$$Z = 60 \ln \frac{D}{d}$$

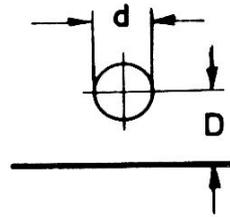


$$Z = 60 \ln \left(1.08 \frac{D}{d} \right)$$

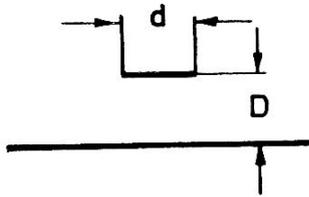


$$Z = 60 \ln \left(2.16 \frac{D}{d} \right)$$

$$\frac{D}{d} > 2$$



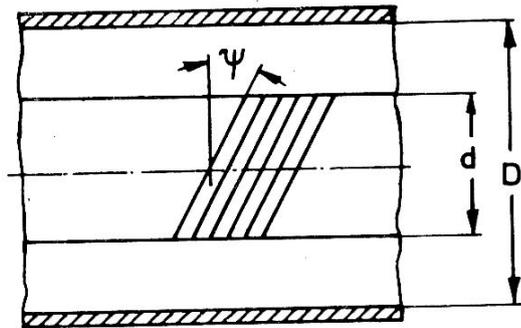
$$Z = 60 \ln \frac{2D}{d}$$



$$Z = 60 \ln \frac{7D}{d}$$

$$\frac{D}{d} > 2$$

Table 1

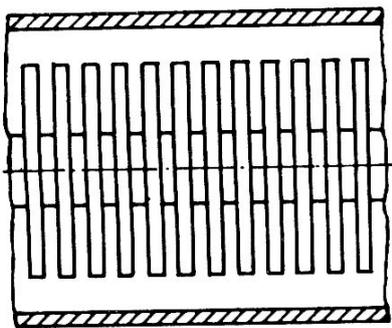


$$Z_h = Z \times F_h$$

$$F_h = \left(1 + \frac{1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2}{2 \ln \frac{D}{d}} \cot^2 \psi \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\cot \psi = n \pi d$$

Lignes à fentes radiales



Lignes sinueuses

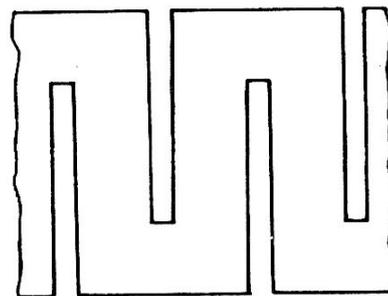


Table 2

4. CHOIX D'UNE LIGNE DE RÉSONANCE ADÉQUATE

Il est vrai que des valeurs d'impédance plus haute peuvent être atteintes plus facilement, avec des lignes accordées ; toutefois, les considérations suivantes sont limitées aux lignes non accordées (coaxial).

Les valeurs d'impédance Z de différentes lignes HF non-accordées, sont données à la **Table 1**.

A des valeurs d'impédance supérieures à environ 120 Ω , le conducteur interne (âme) est très petit en comparaison avec le conducteur externe (gaine), ce qui signifie que la densité du courant et les pertes sont trop grandes. Il est toutefois encore possible d'utiliser des conducteurs internes ayant un diamètre d'environ 10 mm. Un tel circuit PA est décrit ci-après. Afin de s'assurer de pouvoir accéder à la cavité interne, un conducteur externe carré est plus favorable que le type tubulaire. Le disque de réglage et l'anneau de couplage sont montés sur une plaque de métal qui peut être dévissée. Le reste du conducteur externe peut être soudé, à condition qu'il soit fait en cuivre et qu'on ait prévu l'accès au tube du PA pour son éventuel remplacement.

Il y a, bien sûr, d'autres types de lignes de résonance qui permettent de réaliser simultanément une haute impédance et une phase de vélocité réduite. Les lignes hélicoïdales et d'autres constructions qui sont souvent utilisées comme lignes de retard, telles que les lignes coaxiales à conducteurs fendus, lignes imprimées ou similaires, appartiennent aussi à cette catégorie (voir **Table 2**). L'impédance d'une ligne hélicoïdale Z_h est donnée par l'équation 13a ; le facteur hélicoïdal F_h peut être calculé suivant l'équation 13b :

$$Z_h = Z \times F_h \quad (13)$$

$$F_h = \left(1 + \frac{1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2}{2 \ln \frac{D}{d}} \cot^2 \psi \right)^{\frac{1}{2}} \quad (13a)$$

$$\cot \psi = n \times \pi \times d \quad (13b)$$

Les lignes hélicoïdales sont des types de construction des étages coaxiaux PA les plus intéressants, puisqu'ils permettent d'atteindre la plus haute impédance et la phase de vélocité la plus basse.

En raison de la forme hélicoïdale, il est possible d'augmenter la composante selfique de la ligne, sans pour autant augmenter la composante capacitive.

De la même façon que l'impédance est augmentée par rapport à un conducteur interne normal, la vitesse de propagation des ondes électriques le long de la ligne hélicoïdale sera réduite. Une ligne hélicoïdale est donc électriquement plus longue qu'une ligne normale ayant la même longueur mécanique. Un circuit ligne de résonance hélicoïdal, coupé capacitivement, représente, jusqu'à un certain point, un intermédiaire entre le simple circuit LC et le circuit ligne de résonance normal. La **Figure 3** indique l'augmentation de l'impédance et du composant de phase, en fonction du pas (angle) hélicoïdal. A chaque fréquence utilisée correspond un certain angle hélicoïdal optimum.

5. CONSTRUCTION DES ÉTAGES DE PUISSANCE A LIGNE ACCORDÉE

5.1 Un étage PA à ligne accordée, normal

Le premier exemple de construction est l'étage de puissance 145 MHz donné en **Figure 4**. Cet ampli de sortie ne nécessite pas un gros travail mécanique. Le circuit ligne de résonance lui-même consiste en une ligne, dénommée pièce 4a dans la **Figure 4**, ayant une haute impédance (conducteur interne : 10 mm de diamètre, conducteur externe : 80 x 80 mm², Z approximative : 130 Ω) et une courte ligne formée

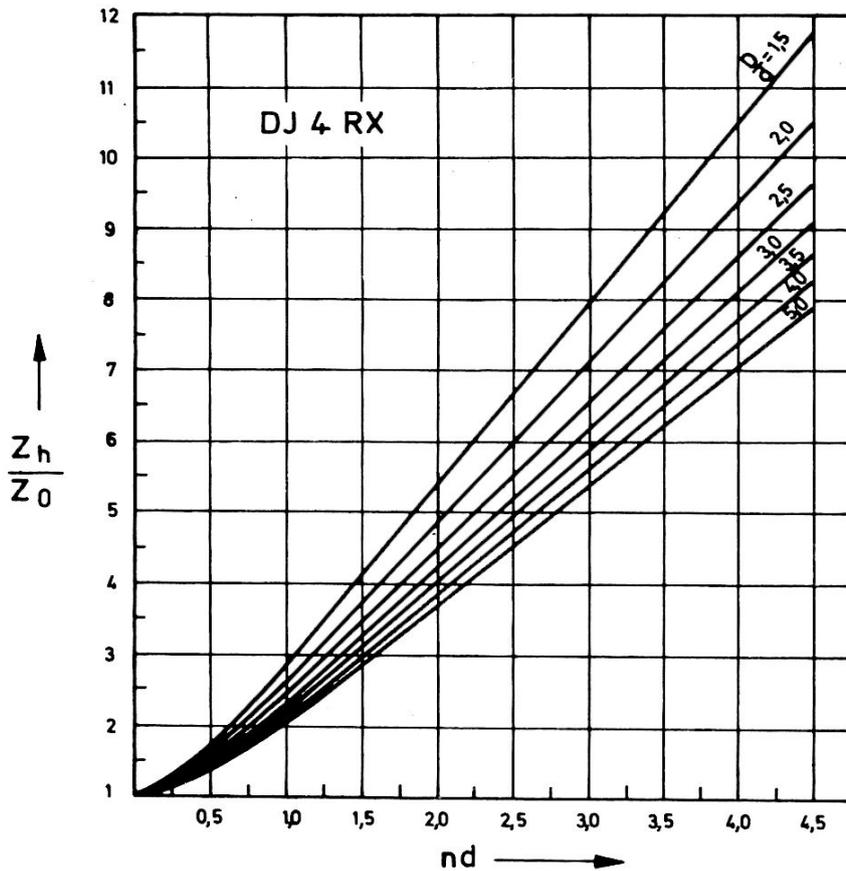


Fig. 3 : Augmentation de l'impédance et de la valeur de phase, en fonction des circuits ligne coaxiaux.

D = Diamètre du conducteur externe.

d = Diamètre du conducteur interne

n = Nombre de tours par unité de longueur.

par une lamelle (Fig. 4b) ayant une basse impédance qui est chargée capacitivement et additionnellement, avec un disque de réglage (Fig. 4c). La configuration by-pass montrée en Fig. 4f est montée sur le côté anode (côté chaud) du circuit. Si le boîtier montré en Fig. 4d est réalisé en feuille de cuivre, il est possible de le souder partout à l'exception du couvercle montré en Fig. 4c. La tension anode est amenée dans le conducteur interne du 10 mm de diamètre (Fig. 4a) au moyen d'un morceau de câble coaxial.

L'entourage du conducteur externe du circuit ligne de résonance $\lambda/4$ (voir Fig. 4d) est fait avec une feuille de cuivre souple 10/10. Le boîtier est solidement soudé aux extrémités. Le support du tube, pour la 4 X 150 ou 4 X 250, est monté dans la découpe de 56 mm de diamètre, faite à la base du boîtier. La rallonge du conducteur interne (Fig. 4b) est vissée au bout aplati du conducteur interne (Fig. 4g), comme l'est aussi l'ensemble by-pass comprenant 2 morceaux de la pièce 4fa, 1 de 4fb et 1 de 4fc (voir Fig. 4g). La plaque 4b est vissée dans le trou situé au-dessus de la languette du conducteur interne (Fig. 4a). Il faut ensuite placer un disque Teflon PTFE (pièce 4fa), la plaque 4fb (après avoir recourbé la patte à souder T et les 3 languettes), un deuxième disque Teflon 4fa et une deuxième plaque 4fc, l'un au-dessus de l'autre, les visser ensemble avec 3 vis. La plaque 4fb comporte de plus grandes découpes que les autres pièces; un isolant de 4 mm de diamètre intérieur et 8 mm de diamètre extérieur (épaisseur 0,5 mm) est placé dans ces découpes afin de la maintenir en place. La tension anode est connectée à la languette de soudure T. Seule, la plaque 4fb est connectée à la tension anode (les autres étant isolées par les disques Teflon) qui est ensuite amenée par un câble coaxial à travers le conducteur interne (Fig. 4a). Les 3 languettes de la pièce 4fb sont connectées par un support au radiateur anode du tube. L'autre extrémité (côté froid) du conducteur interne peut être directement

Toutes les dimensions sont en mm ; ϕ = diamètre

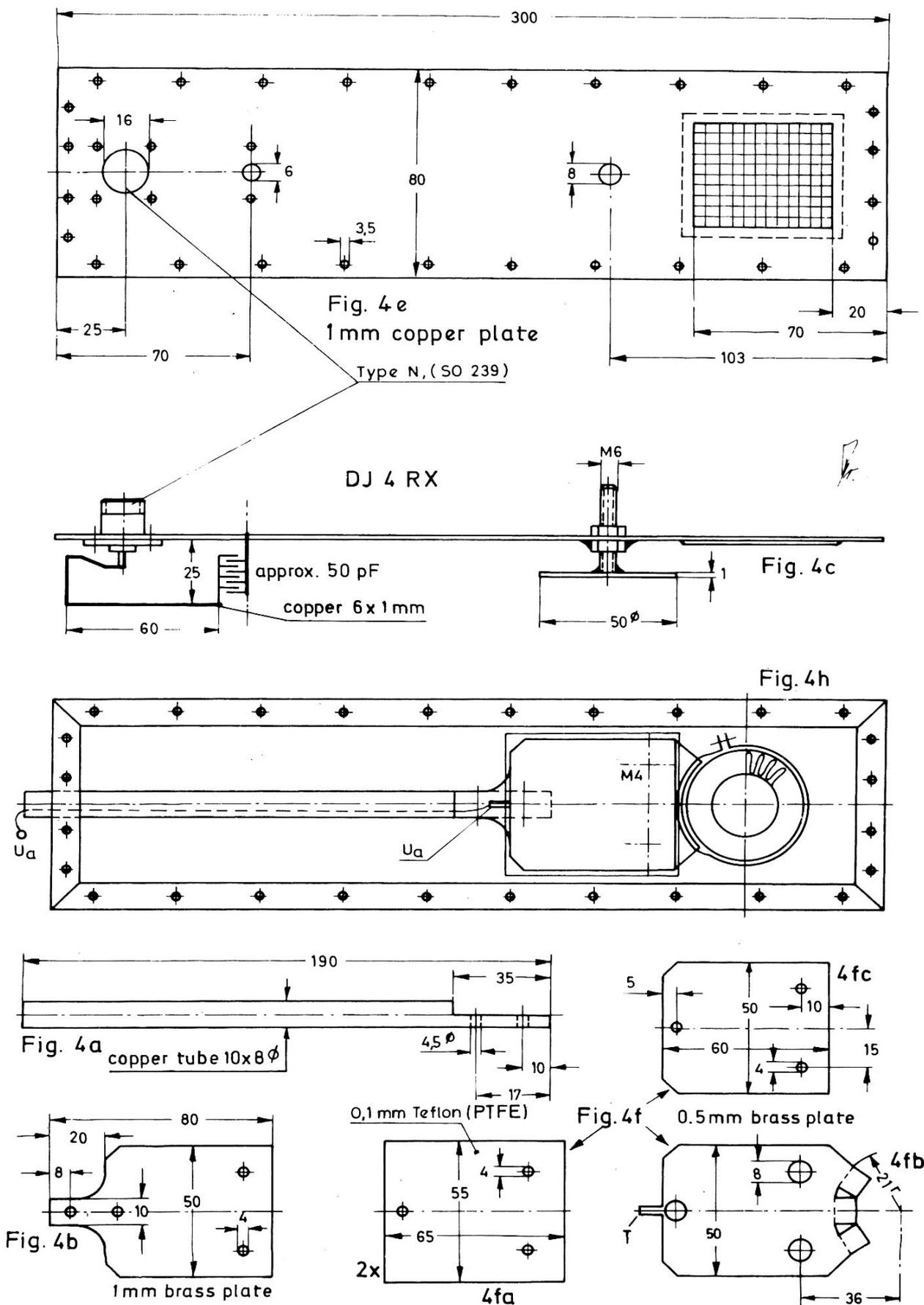


Fig. 4 : Détail des pièces de l'amplificateur 144 MHz équipé d'un tube 4 X 150 A (copper, brass = cuivre, laiton)

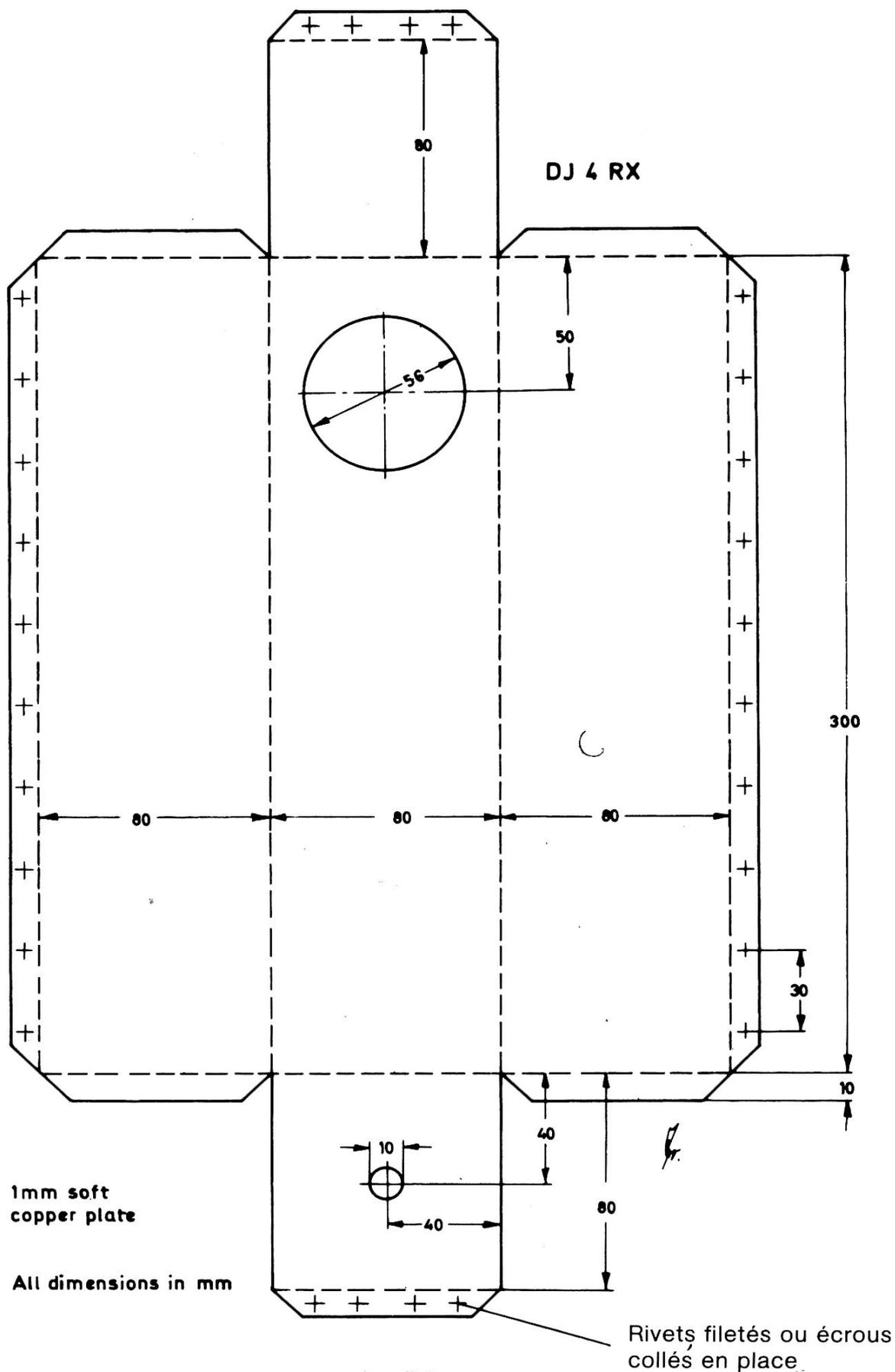


Fig. 4d : Boîtier de l'ampli 144 MHz, avec circuit ligne coaxial $\lambda/4$
Les dimensions sont données en mm. Feuille de cuivre souple 10/10

soudée sur le côté froid du conducteur externe (Fig. 4d). Le montage de l'ensemble est montré en Figure 4h.

Pour un refroidissement optimum de la base de la 4 X 150, en verre pressé, la ventilation est faite du côté grille. Une cheminée en céramique n'est pas absolument nécessaire ; cette cheminée peut être faite en carton ou en mylar. Après avoir refroidi le tube, l'air s'échappe du circuit PA par une ouverture grillagée faite dans le couvercle (Fig. 4e). A l'exception du conducteur interne, les dimensions ne sont pas critiques. La fréquence de résonance du circuit terminé peut être facilement contrôlée avec un Dip-mètre.

Le réglage de l'anneau de couplage est quelque peu critique. Du fait que le couplage de sortie correct est très important pour un fonctionnement correct de l'amplificateur linéaire, ceci sera détaillé au paragraphe 8.

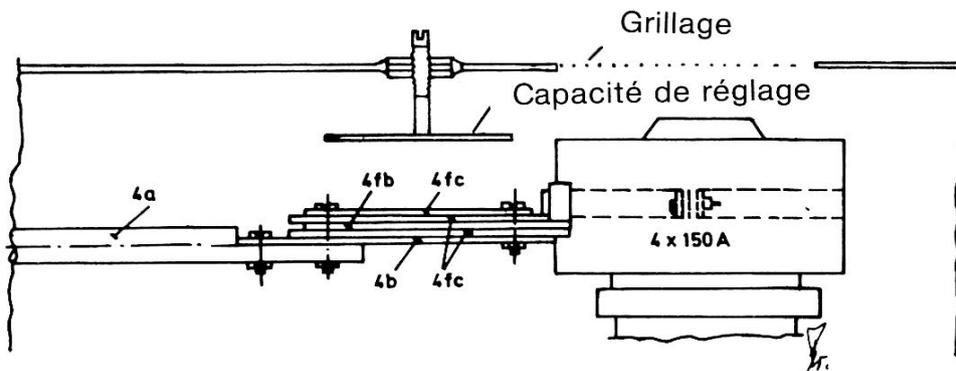


Fig. 4g: Disposition By-pass sur le côté chaud du circuit anode $\lambda/4$ équipé du tube 4 X 150 A

5.2 Un étage ampli de puissance avec conducteur interne hélicoïdal

Les dimensions de l'étage PA, pour la bande 2 mètres, peuvent être diminuées encore plus, en effectuant un travail mécanique plus élaboré. L'impédance de la ligne hélicoïdale utilisée est d'environ 3 fois celle d'un conducteur interne normal, ce qui est également vrai pour la longueur électrique (Z environ 150Ω). Afin d'obtenir une distribution du courant plus constante que celle obtenue avec une simple hélice, le conducteur interne a été construit en forme de triple hélice.

5.2.1 Construction du conducteur interne

La **Figure 5** illustre la construction interne et la spirale. La Fig. 5a montre la géométrie du conducteur interne qui est, en fait, construit à partir d'un tube de cuivre de 45 mm de diamètre. Le conducteur interne est d'abord coupé à la bonne longueur: 168 mm et le bout limé de façon à ce qu'il soit exactement vertical par rapport à la surface du tube. Les points indiqués par les petites croix, en Fig. 5a, sont reportés sur la surface du tube. Comme il est très difficile de découper la spirale dans l'arrondi du tube,

Fig. 5a : Configuration du conducteur interne

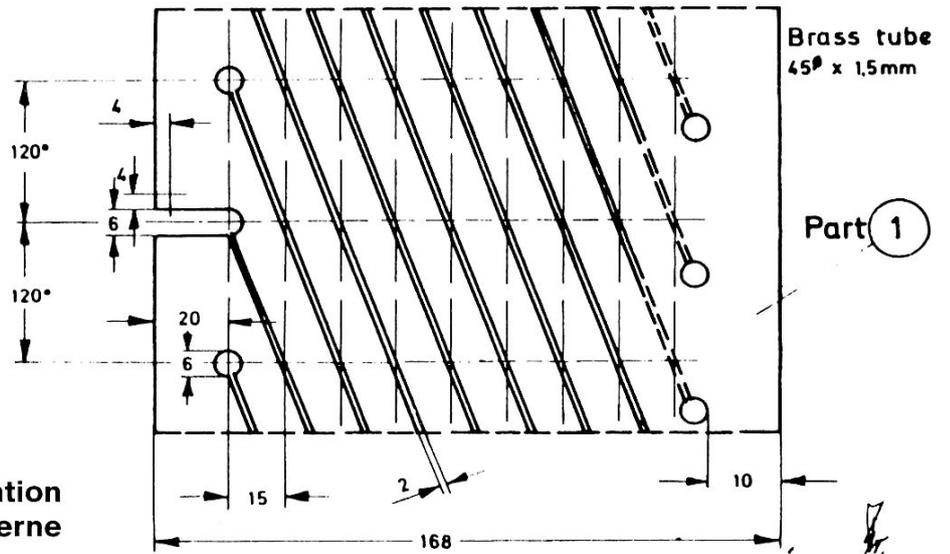


Fig. 5b : Plaque

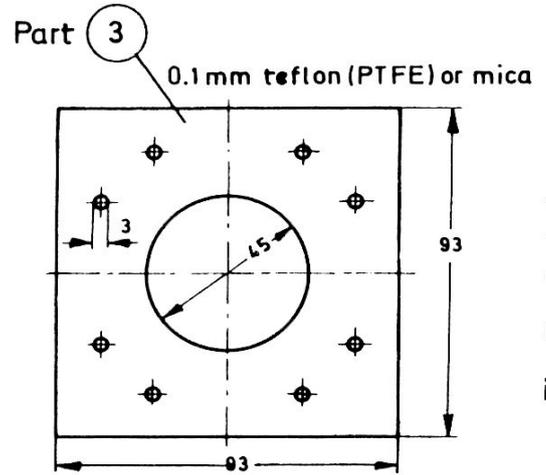
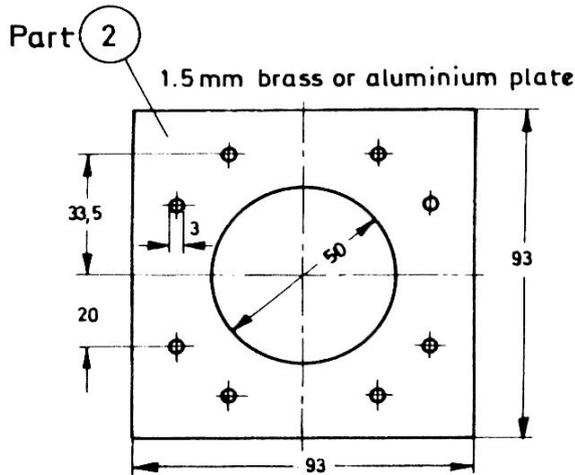


Fig. 5c : Isolation

Fig. 5f : Plaque

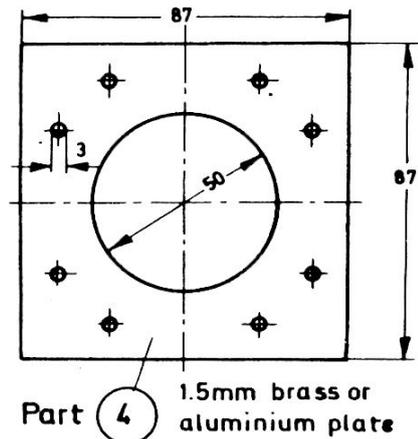
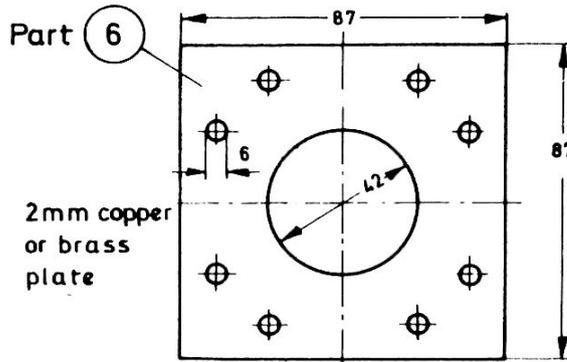
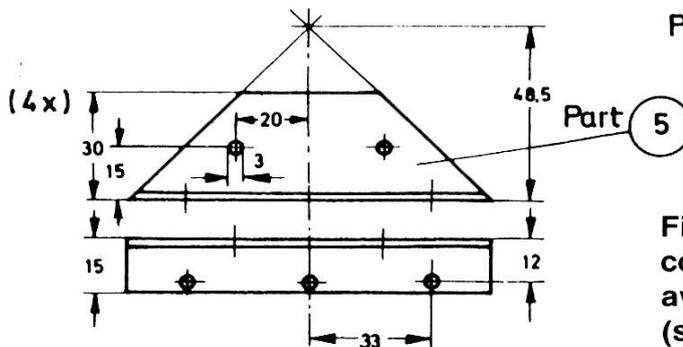


Fig. 5d : Plaque

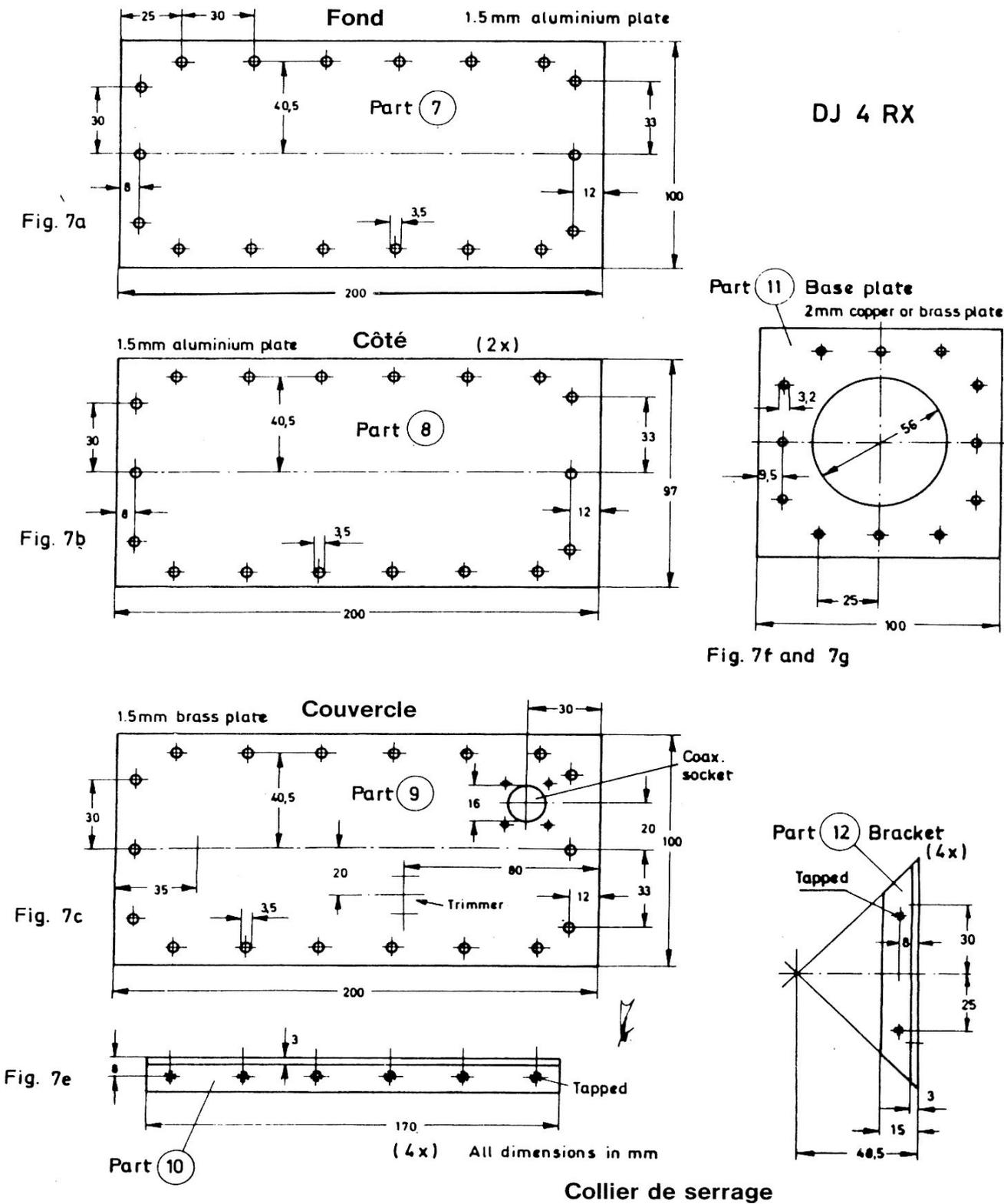
Fig. 5e : Colliers de serrage



Dimensions en mm

DJ 4 RX

Fig. 5 : Les différentes pièces constituant l'amplificateur 144 MHz, avec conducteur interne hélicoïdal (se reporter à la nomenclature des pièces (§5.3))



Collier de serrage

Fig. 7 : Les différentes parties constituant l'amplificateur 144 MHz, avec conducteur interne hélicoïdal. Dimensions en mm

ceci peut être facilité par l'utilisation de ruban adhésif qui devra relier chaque milieu de croix en passant autour du tube, en dessinant la spirale. Le tube est alors coupé en suivant l'un des bords de l'adhésif. Les trois coupures s'arrêtent à chaque extrémité du conducteur interne, dans des trous de 6 mm de diamètre ; l'une des coupes hélicoïdales s'arrête dans une entaille de 6 mm qui va jusqu'au bout du tube.

Malheureusement, les tubes conventionnels possèdent des contraintes mécaniques qui amèneront la déformation de la spirale. Il faudra donc remettre le tube dans sa forme originale après l'avoir scié.

Le diamètre intérieur du tube de cuivre utilisé, 42 mm (voir Fig. 5a) est quelque peu plus grand que le diamètre extérieur du radiateur d'anode de la 4 X 150 (environ 41,2 mm). De plus, le conducteur interne s'élargira quelque peu après la découpe de la spirale. Donc, si le tube PA et le conducteur interne sont montés exactement concentriques l'un avec l'autre, il n'existera pas de contact galvanic au départ, entre ces deux parties. Afin de serrer le tube hélicoïdal sur le radiateur anode du tube 4 X 150, deux petits colliers sont montés de chaque côté de l'entaille de 6 mm mentionnée précédemment (voir Fig. 5a à gauche) et joints ensemble par des vis de serrage, comme montré en **Figure 6**. L'un de ces colliers est vissé à la surface interne au moyen d'une vis à tête fraisée. Le second collier est soudé de l'autre côté de la découpe avec une soudure tendre ayant un point de fusion très bas. Si le tube PA est surchargé, le radiateur d'anode et donc aussi l'extrémité correspondante du conducteur interne, seront chauffés jusqu'à ce que la soudure tenant le collier fonde et le tube hélicoïdal s'allongera. Puisque la tension anode du tube est amenée par le tube hélicoïdal, tout l'ensemble se comporte comme fusible thermique, dans le cas de surcharges importantes.

5.2.2 Construction de l'étage de puissance compact avec un conducteur interne hélicoïdal

Le conducteur interne (Part. en Fig. 5a) est placé verticalement, le côté fendu au centre de la plaque (Part. 6) montrée en Fig. 5f et soudé. Lorsque toutes les pièces ont été fabriquées suivant la liste ci-après, ou d'après les **Figures 5 et 7**, il est possible de commencer le montage du circuit anode $\lambda/4$. Le croquis de la **Figure 8** montre la construction, terminée.

La collerette du conducteur interne (Part. 6) est isolée des deux côtés, au moyen du matériau d'isolation (Part. 3 montrée en Fig 5c). Après cela, Part. 6 est vissée sur les plaques (Part. 4 et 2 en Fig. 5d et 5b) ainsi qu'aux 4 colliers (Part. 5). Ceci doit être fait comme indiqué en Figure 8. Ceci représente la configuration by-pass HF sur le côté froid de la ligne anode. Afin d'obtenir l'isolation requise, les trous dans la collerette (Part. 6) sont plus grands que ceux des Part. 2, 3 et 4. Ces découpes sont centrées en plaçant des disques isolants ayant un diamètre extérieur de 6 mm et un diamètre intérieur de 3 mm (épaisseur : 2 mm) dans les trous de 6 mm de Part. 6.

Les plaques de fond, de côté et de couvercle (Part. 7, 8 et 9 en Figure 7), les quatre supports (Part. 10 en Fig. 7e), donnent une stabilité au boîtier du conducteur externe. A l'autre extrémité du boîtier, quatre supports (Part. 12 en Fig. 7f) et la plaque du fond (Part. 11) sont vissés au support du tube 4 X 150. Une cheminée en céramique est utilisée pour la ventilation. Le couplage de sortie est monté sur le couvercle (Part. 9) et consiste en un support coaxial, une boucle de couplage et un trimmer.

**Fig. 6 : Système de serrage
du conducteur interne**

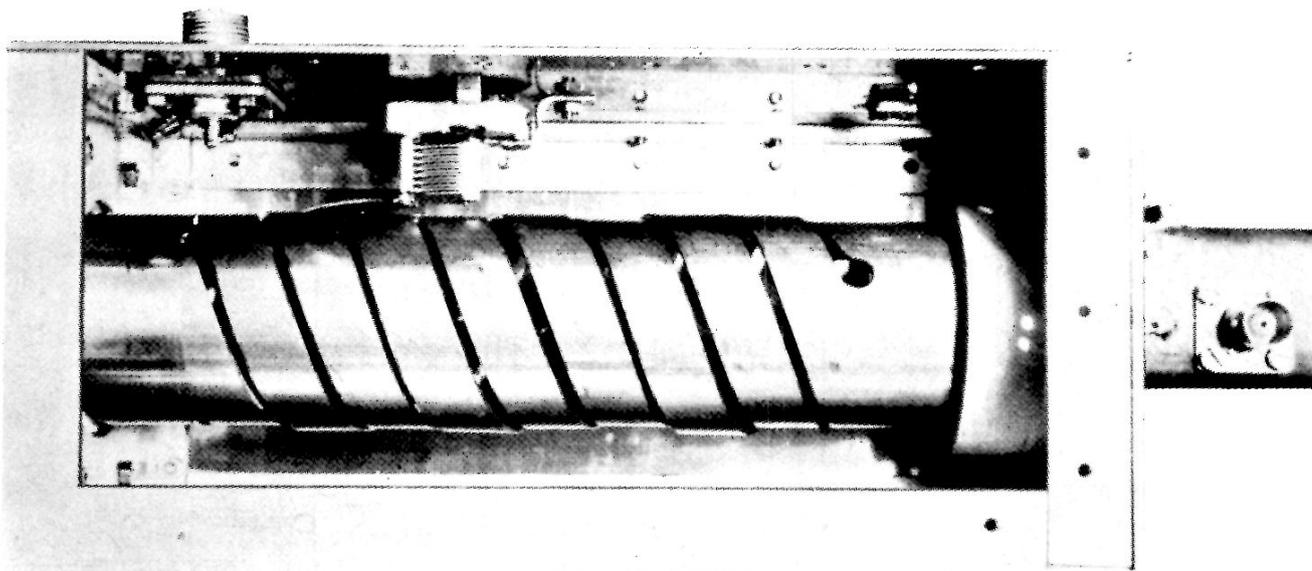
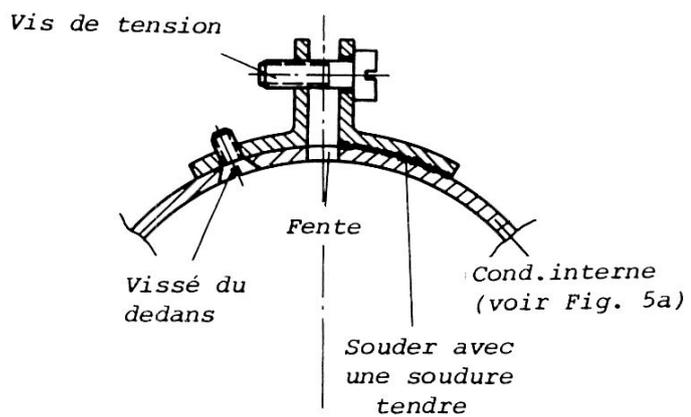


Fig. 9 : Ligne $\lambda/4$ du circuit anode

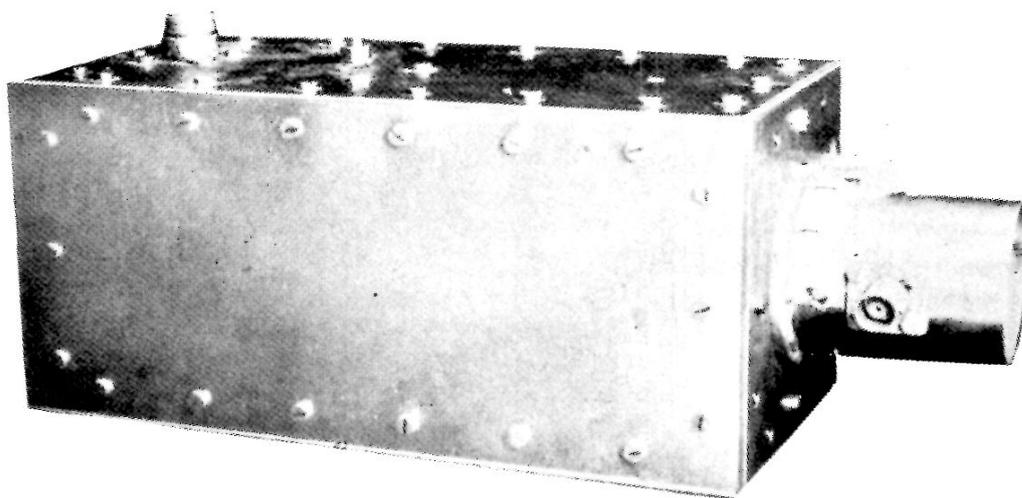
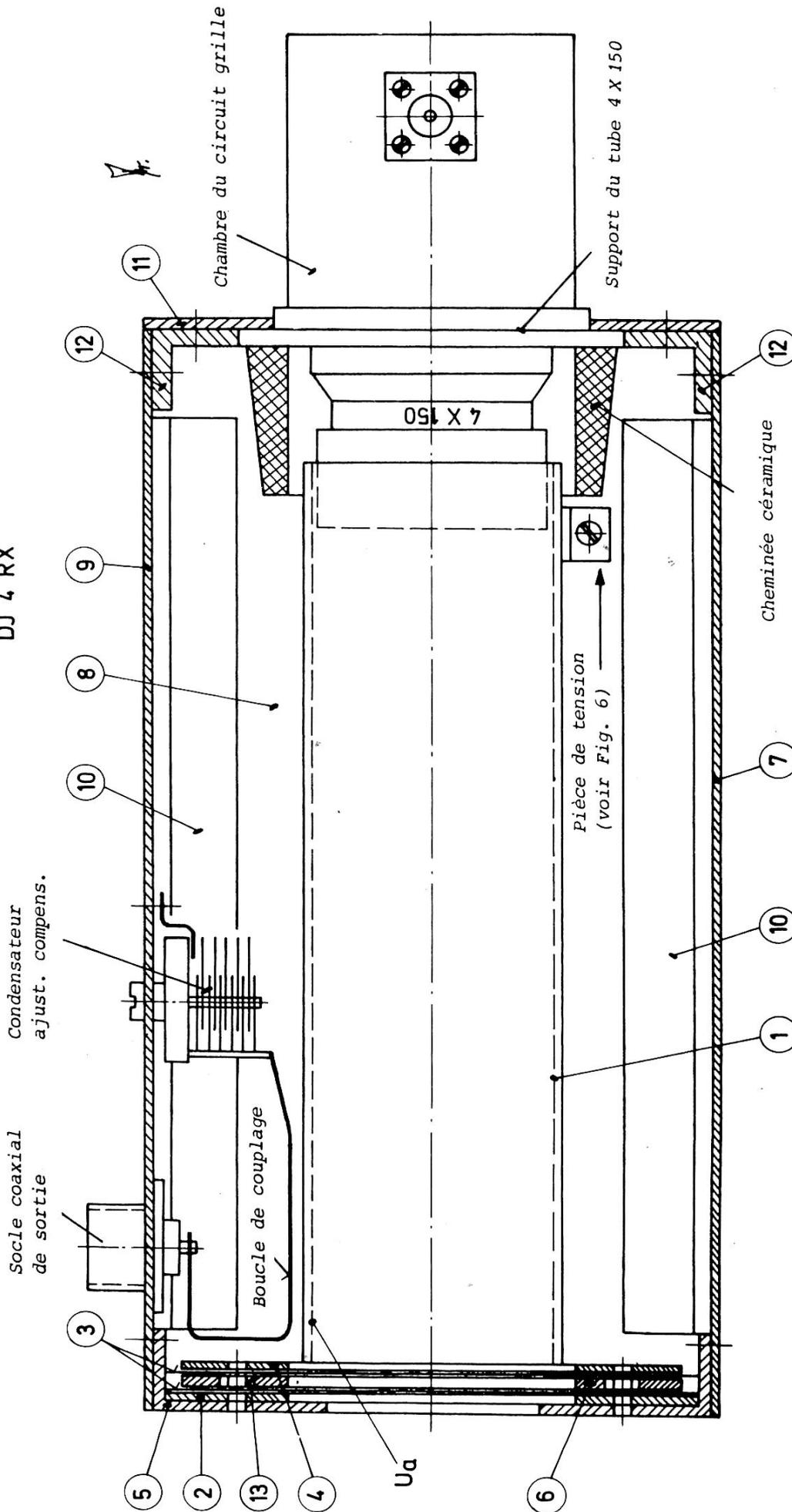


Fig. 10 : L'ampli linéaire terminé

DJ 4 RX



8 : Le circuit anode $\lambda/4$ de l'amplificateur 144 MHz compact

Les **Figures 9 et 10** montrent l'étage PA terminé. Du fait que le prototype était, à l'exception des plaques 3 et 14, construit en tôle d'aluminium, un grand nombre de vis et de supports était nécessaire. On pourrait éviter un travail mécanique considérable, en utilisant du cuivre ou du laiton pour le boîtier du conducteur externe. Sauf pour les pièces 3 et 4 ainsi que l'un des couvercles (par exemple Part. 8), il est alors possible de le réaliser d'une seule pièce et soudé. Le support du tube peut être soudé ou maintenu en place par des brides.

Le Q opérationnel de 19 que présente ce circuit PA donne une largeur de bande telle qu'il n'y a pas besoin de réglage capacitif dans la bande de 2 mètres. Si la fréquence résonnante de 145 MHz n'est pas obtenue, on peut l'ajuster en courbant légèrement le conducteur hélicoïdal interne ou en rebouchant l'une des fentes hélicoïdales, du côté froid, avec de la soudure (quelques millimètres sont généralement suffisants). Si d'autres types de tubes (par ex. 4 X 250) sont utilisés, il est recommandé de régler la fréquence résonnante à 148 MHz, en utilisant un tube 4 X 150 et de charger capacitivement le côté anode du circuit, en utilisant un disque, d'une façon normale (voir Figure 4).

Si les pièces mécaniques sont faites en cuivre ou en laiton, il est alors possible de les argenter. Les pièces du circuit grille sont détaillées au Paragraphe 7.

5.3.2 Liste des pièces du circuit anode $\lambda/4$

Pièce	Figure	Nombre	Désignation
1	5a	1	Spirale, tube de cuivre de 45 mm de diamètre ext. épaisseur 1,5 mm
2	5b	1	Plaque (by-pass HF) tôle d'alu. ou de cuivre 15/10
3	5c	2	Feuille isolante, Teflon ou Mica 10/100 (plastique transparent)
4	5d	1	Plaque (by-pass HF) tôle d'alu. ou de cuivre 15/10
5	5e	4	Equerres aluminium de 30 x 15 x 2 mm
6	5f	1	Plaque en tôle de cuivre ou laiton 20/10 soudée à la pièce 1
7	7a	1	Plaque de base, tôle d'alu. ou de cuivre 15/10
8	7b	2	Plaques de côté, tôle d'alu. ou de cuivre 15/10
9	7c	1	Couvercle, aluminium ou cuivre 15/10
10	7e	4	Supports, 15 x 15 x 3 mm, aluminium
11	7f	1	Plaque de base, tôle d'alu. ou cuivre 20/10
12	7g	4	Supports 15 x 15 x 3 mm
13	8	8	Disques d'isolation, diamètre ext. 6 mm, diamètre int. 3 mm, épaisseur 2 mm

Les autres pièces nécessaires sont :

- 1 support de 4 X 150 avec condensateur by-pass pour la grille-écran, type SK-600 ou similaire
- 1 tube 4 X 140 ou similaire (4 CX 250 B)
- 1 cheminée céramique pour le support du tube (généralement livrée avec le support)
- 1 socle coaxial

Quelques vis, rivets et rondelles.

Si l'on équipe le circuit d'un disque de réglage, un disque de 40 mm de diamètre et 1,5 mm d'épaisseur, en cuivre ou en laiton sera suffisant. En plus, une vis de 40 mm de long, avec écrou, ainsi qu'un écrou de blocage, seront nécessaires. Dans ce cas, il faudra faire un trou dans Part. 9 et souder l'écrou en place. La vis est soudée au centre du disque. Le disque lui-même sert d'électrode capacitive (voir Figure 4).

6. ALIMENTATION DE LA GRILLE-ÉCRAN

Les tétrodes et les pentodes ont besoin d'une alimentation grille-écran bien stabilisée, en Classe AB₁.

Si ce n'est pas le cas, il en résultera une mauvaise linéarité. Avec sa puissance de dissipation de 12 W maximum, la grille-écran de la 4 X 150 est très sensible à la surcharge. En plus, le courant grille-écran peut devenir négatif à des valeurs de courant anode basses (faibles courants résiduels). L'alimentation grille-écran devra donc offrir :

- a) une tension constante en usage normal,
- b) être capable de s'opposer à des courants grille-écran négatifs,
- c) pouvoir éviter une surcharge de la grille-écran et donc éviter les dommages possibles au tube PA.

C'est la grille-écran qui risquera le plus si une défaillance de la tension anode se produit. C'est parce qu'elle a tendance à prendre en charge le courant anode.

Ces considérations ne permettent pas une alimentation stabilisée électroniquement. En raison du courant négatif, il faut prévoir un certain degré de charge. Une protection automatique contre la surcharge serait, naturellement, trop élaborée. La **Figure 11** propose un circuit très simple. La puissance maximum qui peut être donnée par ce circuit est limitée à environ 11 W. Ceci empêche toute surcharge de se produire. La tension de 600 V est obtenue facilement d'une autre source.

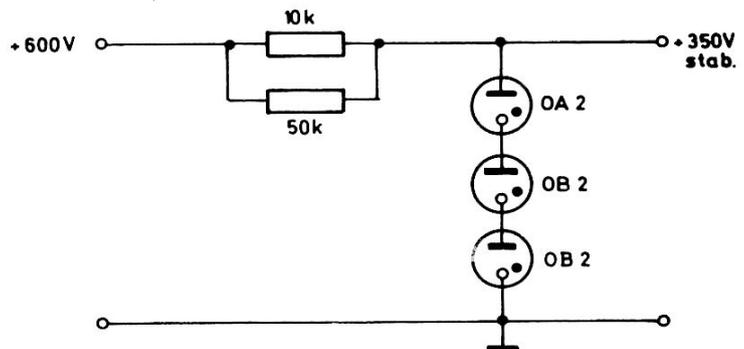


Fig. 11 : Alimentation de la grille-écran de l'amplificateur 144 MHz

7. LE CIRCUIT GRILLE

Fondamentalement parlant, toutes les caractéristiques du circuit de sortie sont aussi valables pour le circuit grille. Plus spécialement, la largeur de bande devra être suffisamment grande pour que le circuit n'ait pas besoin d'être réglé lorsque l'on varie la fréquence, dans la plage de la bande 2 mètres.

La tension de polarisation de la grille est amenée le plus favorablement via une self de choc "shuntée". Dans ce cas, le circuit possède un potentiel masse à tous les points. Les **Figures 12 et 13** montrent le circuit grille, en schéma et en photographie.

Fig. 12: Le circuit grille. Le conducteur interne est fait en fil de cuivre émaillé 20/10, bobiné suivant le croquis.

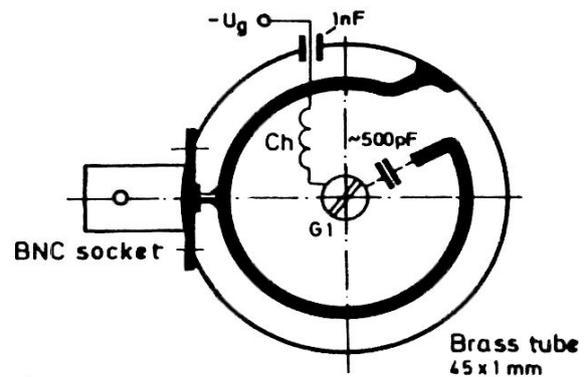
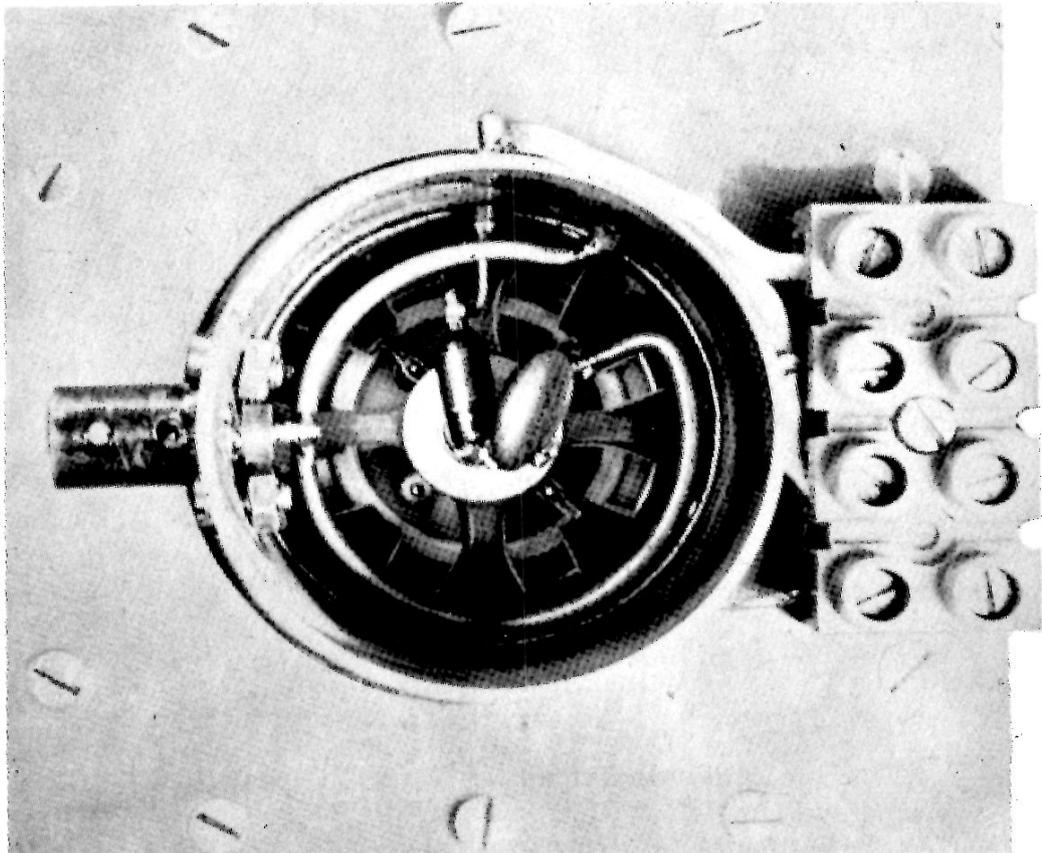


Fig. 13 :
Photographie du
circuit grille.



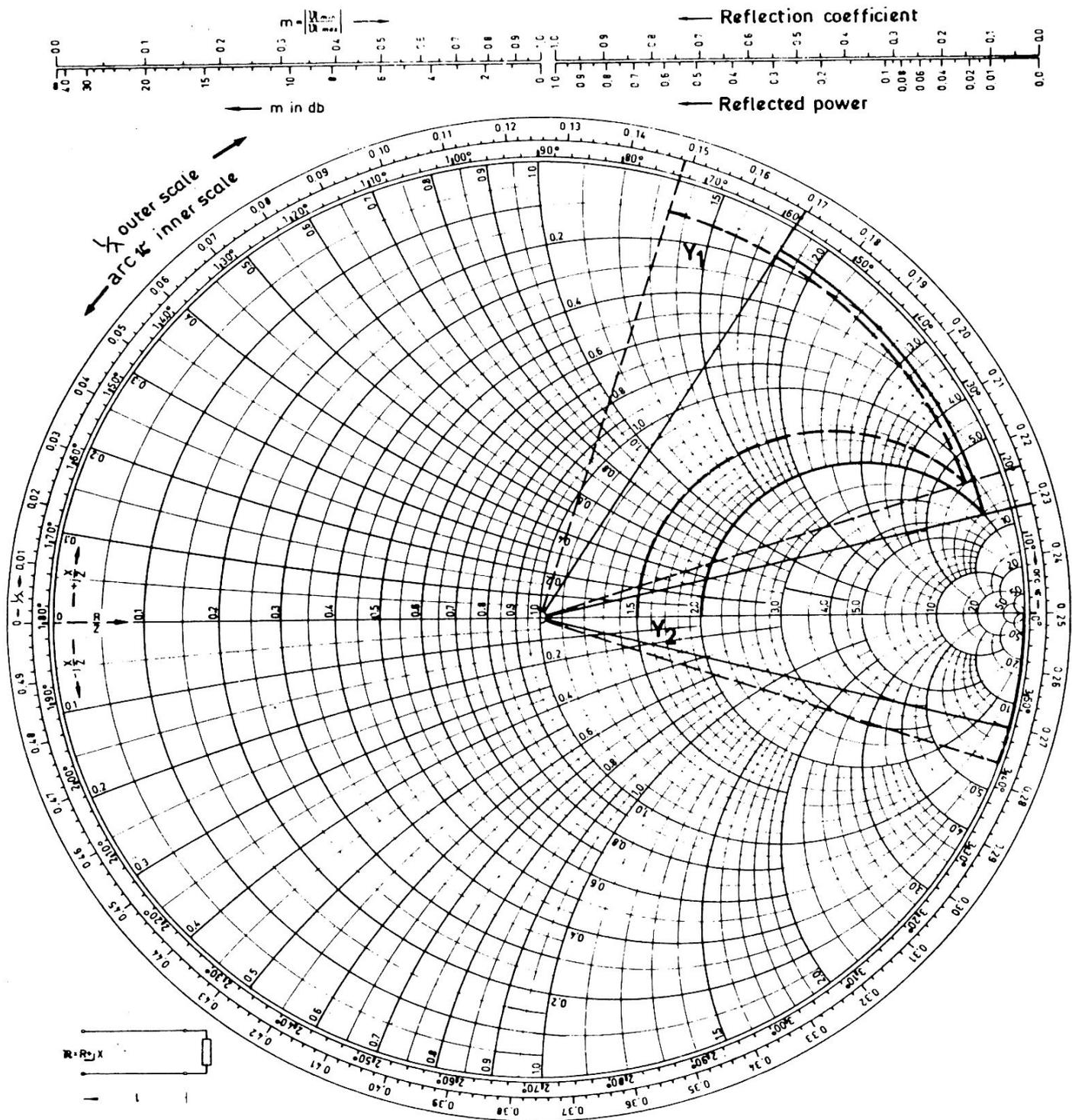
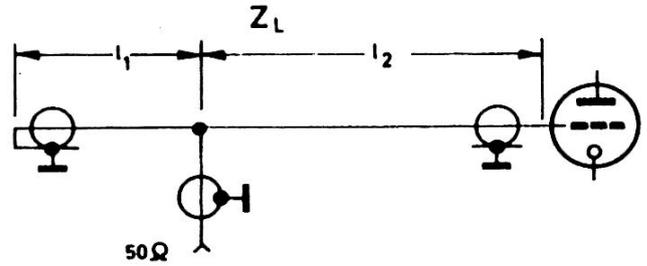


Fig. 14 : Adaptation de la grille Y₁ à 50 Ω (Y₂)
 Impédance du circuit grille: Z_L = 100 Ω, Z_L = 75 Ω suivant le diagramme de Smith

Fig. 15: Circuit grille de l'ampli
 144 MHz avec une 4 x 150 A
 Z_L = 75 Ω, l₁ = 36 mm, l₂ = 75 mm



Comme on peut aussi le voir en Fig. 8, un tube de cuivre jaune (ou laiton) de 45 mm de diamètre, 1 mm d'épaisseur et 50 mm de long, est fixé au support du tube du côté opposé au circuit anode. Un conducteur interne, fait de fil de cuivre argenté de 20/10, est soudé dans ce tube, suivant le croquis de la Fig. 12. Ceci représente un circuit ligne $\lambda/4$ avec une impédance Z d'environ 100Ω , qui est grandement raccourcie par la capacité d'entrée du tube 4×150 . En recourbant le conducteur interne du circuit grille (altérant l'impédance de ligne), il est possible de régler le circuit. L'injection de la puissance HF provenant de l'exciter est faite galvaniquement, par le socle coaxial. L'extrémité libre du circuit ligne est connectée, via un condensateur de 500 pF, à la connexion grille du support du tube. Le courant de fuite de grille part de ce point, traverse une self de choc en $\lambda/4$ et sort du tube par un condensateur by-pass de 1 nF. L'extrémité ouverte du tube du circuit grille est refroidie par ventilation.

Une seconde possibilité consiste à adapter la grille au moyen d'un morceau de câble coaxial RG 59-A/U. En raison de son impédance plus élevée, 75Ω , le RG-59-A/U convient mieux que le RG-58-A/U. La détermination de la longueur est montrée par le diagramme de Smith en **Figure 14**; les dimensions sont données en **Figure 15**. Ces données supposent une puissance d'attaque d'environ 2 W à la grille du tube de l'ampli de puissance.

Les dimensions données en Figure 15 diffèrent légèrement de celles déterminées par le diagramme de Smith. C'est parce qu'il faut aussi tenir compte du câble de connexion du circuit grille à la grille elle-même.

7.1 Amélioration de l'adaptation du circuit grille

En général, il ne faut pas s'arrêter à des sommes trop strictes, dans le réglage de l'adaptation ou du taux d'ondes stationnaires, du côté exciter du circuit PA. Naturellement, un TOS de 1:1 serait très favorable. Cependant, si l'étage PA doit être utilisé en différents modes, par exemple, en classe AB et en classe C, il n'est possible de régler le circuit grille pour un optimum, que dans un seul mode. Ceci, parce que l'impédance grille dépend largement du point de fonctionnement et du courant grille. On ne peut l'éviter qu'en utilisant une liaison d'adaptation supplémentaire. Une telle liaison d'adaptation consiste simplement en 3 trimmers d'environ 20 pF chaque et 2 câbles coaxiaux $\lambda/4$. La **Figure 16** montre une configuration avec laquelle un TOS maximum de 3:1 peut être compensé.

Une liaison d'adaptation, comme montré en Figure 16, permet d'éviter une désadaptation qui pourrait être causée par un relais coaxial présentant des irrégularités d'impédance. Le circuit donné en **Figure 17** simplifie les choses lorsque la résistance à adapter est plus grande que l'impédance du câble. Une telle liaison d'adaptation est de grande assistance dans l'amélioration du taux d'ondes stationnaires, en particulier lorsque l'étage de puissance doit être utilisé dans plusieurs modes. Il suffit simplement que le réglage préliminaire soit fait dans la plage comportant la désadaptation maximum.

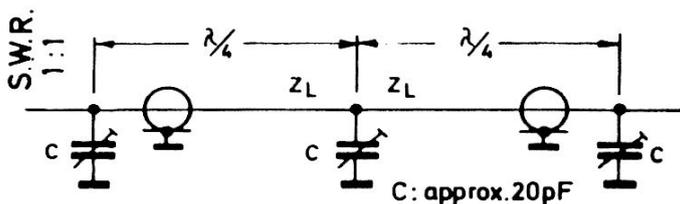


Fig. 16 : Circuit grille, en tant que charge TOS max. 3:1 Max. SWR: 3:1

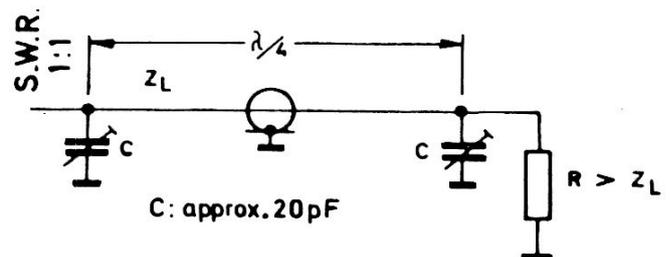


Fig. 17 : Cas spécial du circuit grille

8. RÉGLAGE DE LA BOUCLE DE COUPLAGE

Un équipement supplémentaire est nécessaire pour trouver le réglage de la boucle de couplage le plus favorable :

- a) Un générateur de signaux variables pour 145 MHz ; puissance de sortie HF maximum, environ 3 à 4 W.
- b) Un indicateur HF relatif, par exemple, réflectomètre.
- c) Une charge fictive (si elle possède un wattmètre calibré, "b" ne sera pas nécessaire).
- d) Une tension de polarisation grille variable pour régler le courant anode résiduel.

Le meilleur réglage se fait à la moitié de la tension anode, car la dissipation de puissance du tube PA peut être très élevée au commencement du processus de réglage. A la première approximation, l'étage PA se comporte comme une résistance ohmique ; c'est pour cette raison que le processus est possible. Les critères de fonctionnement sont :

$$\begin{aligned} U_a &= 1250 \text{ V} & I_{ao} &= 60 \text{ mA} \\ I_a &= 200 \text{ mA} & & (\text{à l'accord, sous pleine attaque}) \end{aligned}$$

Le réglage s'effectue à :

$$U_a = 600 \text{ V} \quad I_{ao} = 30 \text{ mA} \quad I_a = 100 \text{ mA}$$

La Figure 2 montre la pente de fonctionnement par des courbes simplifiées, pour une tétrode, même à moitié de tension anode. Les tensions de fonctionnement de l'étage de puissance sont commutées dans l'ordre suivant :

1. Ventilation et tension chauffage.
2. Tension de polarisation grille.
3. Tension anode.
4. Tension grille-écran (du côté 600 V) ; les tubes de stabilisation restent connectés au tube PA tout le temps).

Le courant anode résiduel du tube final est maintenant réglé à l'aide de la tension de polarisation grille. Si la charge fictive a été connectée, augmenter lentement l'attaque, jusqu'à ce que le courant anode augmente légèrement. Ensuite, régler alternativement l'anode et la capacité de couplage pour un maximum de puissance de sortie. Aussitôt qu'un maximum a été trouvé, il est possible de faire les mesures les plus importantes : l'attaque est encore augmentée pendant que l'on observe à la fois le courant anode et la tension de sortie HF. En premier, les deux instruments augmenteront de la même manière, jusqu'à ce qu'un point soit atteint où la tension de sortie n'augmente pas ou peu. Si la tension de sortie est tracée comme une fonction du courant anode, la courbe résultante sera similaire à celle montrée en Figure 12. Le point le plus décisif, pour l'adaptation, est la valeur de $I_a \text{ max.}$ qui est le point où la pente de la tension de sortie est encore proportionnelle à l'attaque. Dans notre exemple, $I_a \text{ max.}$ doit correspondre à 100 mA afin d'obtenir l'impédance d'opération la plus favorable.

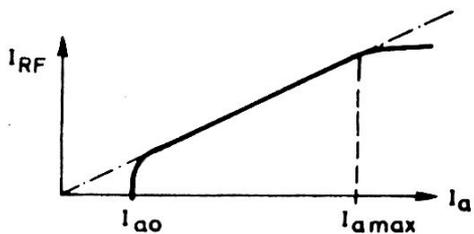


Fig. 18 : Rapport entre la tension de sortie HF et le courant anode, lors du réglage de l'ampli de puissance

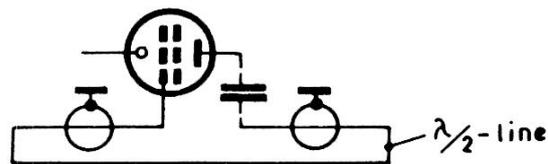


Fig. 19 : Neutralisation du circuit de l'amplificateur

Si le courant mesuré est plus élevé, cela signifiera que le couplage de sortie est trop grand et que la boucle de couplage doit être raccourcie.

Les mesures doivent être refaites avec la boucle de couplage raccourcie. Si $I_{a \max}$ est trop petit, il faudra faire l'inverse jusqu'à ce que la courbe de caractéristiques de la tension de sortie U_{HF} en tant que fonction de I_a s'incurve à 100 mA.

Finalement, la pleine tension anode de 1250 V peut être connectée. Le courant de repos devra être porté à 60 mA environ. En utilisant la même procédure, la courbure de la courbe de caractéristique montrée en **Figure 18** est ajustée afin de correspondre à 200 mA approximativement. Dans cette position, le couplage de sortie le plus favorable aura été trouvé.

En utilisant le même processus, on ajuste la courbure de la courbe de caractéristique, montrée en **Figure 18**, à 200 mA, ce qui correspond au meilleur couplage de sortie.

9. NEUTRALISATION

Une tendance à l'auto-oscillation a été rarement constatée avec les étages de puissance précédemment réalisés. Lorsqu'elle apparaissait, elle était très facile à neutraliser.

L'impédance d'un oscillateur accord-plaque accord-grille (TP-TG) a toujours un composant réactif inductif à la fréquence de résonance, tandis que l'impédance grille est légèrement capacitive. Si la fréquence de résonance du circuit grille est ajustée pour être légèrement au-dessus de celle du circuit de sortie (si les Q opérationnels sont comparables), des conditions favorables à l'oscillation ne se présenteront pas en regard de la capacité grille-anode de la 4 X 150.

Le circuit schématisé en **Figure 19** est intéressant lorsque la neutralisation est nécessaire. Une ligne $\lambda/2$ est préférable à un circuit grille push-pull, du fait que ce dernier ne peut pas être catalogué comme circuit d'inversion de phase idéal en raison de sa charge non équilibrée.

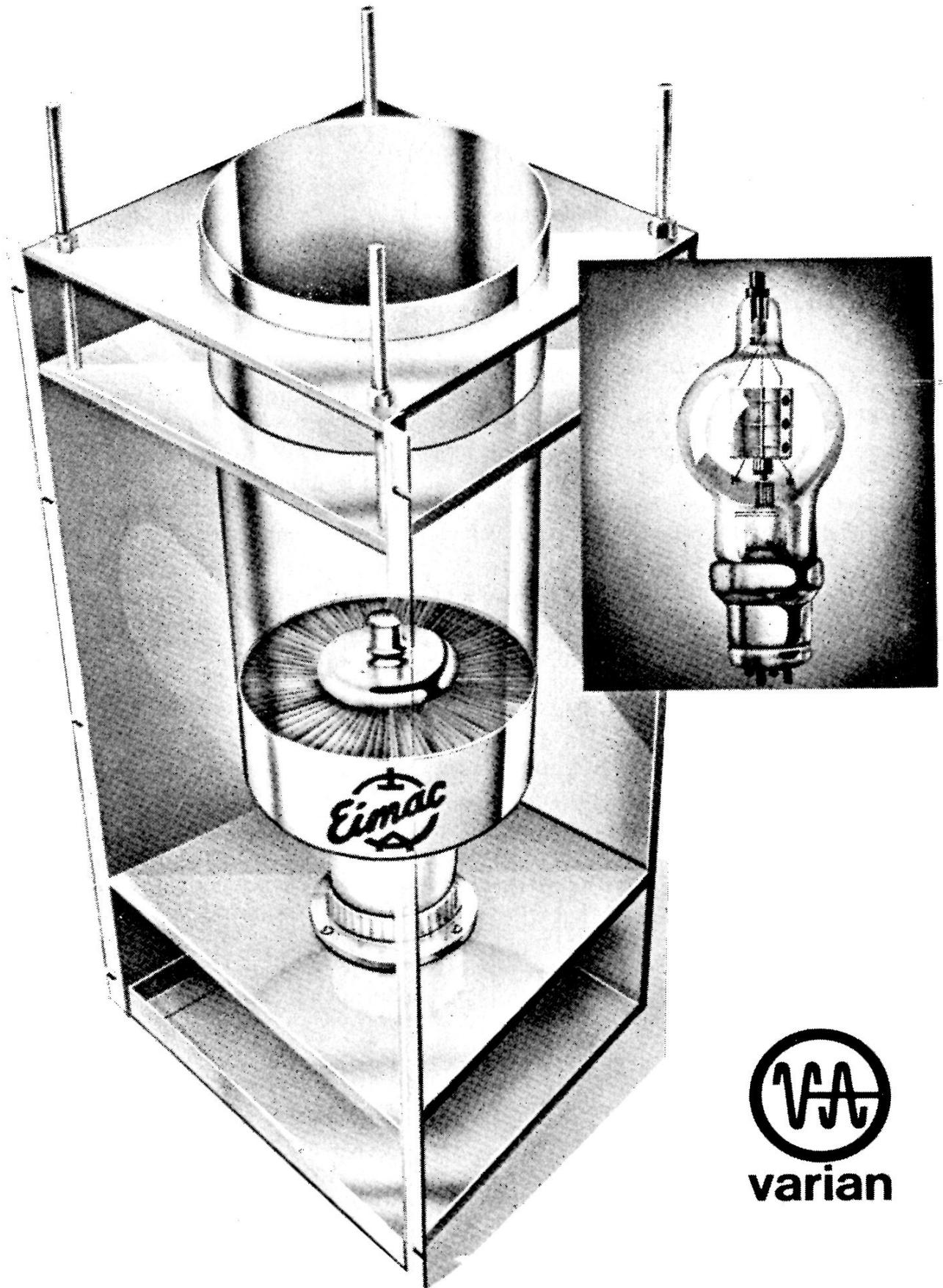
La ligne $\lambda/2$ n'apporte pratiquement pas de charge au circuit grille.

10. RÉFÉRENCES

VHF COMMUNICATIONS 1/1970, Pages 45-55.

VHF COMMUNICATIONS 2/1970, Pages 111-122.

Simple Compact PA stages for two meters, D. Grossmann, DJ 4 RX.



AMPLI DE PUISSANCE ÉCONOMIQUE 144 MHz 200 W AVEC 2 PL-504

par V. Thun, DJ 7 ZV

1. INTRODUCTION

On utilise des doubles tétrodes YL-1060 (QQE 06/40) ou des tubes de la série 4 X 150/250 pour réaliser des amplis de puissance 2 mètres, lorsque l'on désire des puissances pouvant atteindre, voire dépasser, 150 W-PEP. Malheureusement, les doubles tétrodes coûtent cher et la construction mécanique d'un PA à 4 X 150 est quelque peu compliquée. Dans ce dernier cas, il est également nécessaire d'utiliser des supports spéciaux et un ventilateur de refroidissement. Un inconvénient supplémentaire est l'utilisation d'une très haute tension pour alimenter ce tube.

Les expériences de D. Seidel, DJ 1 OP, et de l'auteur, ont montré qu'une puissance de sortie de 200 W PEP pouvait être obtenue avec deux PL-504 (tubes de déflexion horizontale pour récepteur TV noir et blanc), montées en push-pull. Les PL-505, PL 508 et PL 509 (lampes de déflexion horizontale pour TV couleur) ne sont pas adaptées à cet usage.

Un ampli de puissance, équipé de ces tubes économiques et faciles à trouver, peut être alimenté avec une tension plaque relativement basse, de l'ordre de 600 Volts. Des composants électroniques courants sont donc utilisables. Malheureusement, en raison de la puissance de dissipation plaque relativement faible de ces tubes, il n'est pas possible de les faire fonctionner à puissance crête en service continu, comme dans le cas de la 4 X 150. Ce phénomène est bien connu des utilisateurs de transceivers BLU HF qui utilisent des tubes similaires. Il s'ensuit que l'étage PA ne peut pas fonctionner en modes AM (A3) et FM (F3), excepté si on réduit sévèrement la puissance d'entrée. Pour le trafic amateur BLU (A3j ICAS), ce module donne une très grande puissance de sortie alliée à une grande simplicité de conception.

Un inconvénient du PA à PL 504 est le gain relativement faible de l'étage, environ 10-13 dB, comparé à ceux obtenus avec des tubes tels que les 4 X 150, qui atteint 20 dB. Une puissance d'entrée de 10-20 W (PEP) doit être injectée sur les grilles des tubes PL 504. C'est la raison pour laquelle on a monté un étage driver équipé de deux tubes PL 81, ce qui permet d'obtenir un gain global de 26 dB. La pleine puissance de 200 W (PEP) en sortie est obtenue maintenant avec une puissance d'excitation de 0.5 W sur toute l'étendue de la bande 2 m.

Cette puissance d'excitation relativement peu élevée peut être obtenue d'un exciter transistorisé, avec, en sortie, un transistor **Overlay**. Le concept utilisé par l'auteur, combinaison de transistors et de tubes, est représenté par le schéma synoptique de la **Figure 1**, et qui donne les niveaux de puissance utilisés.

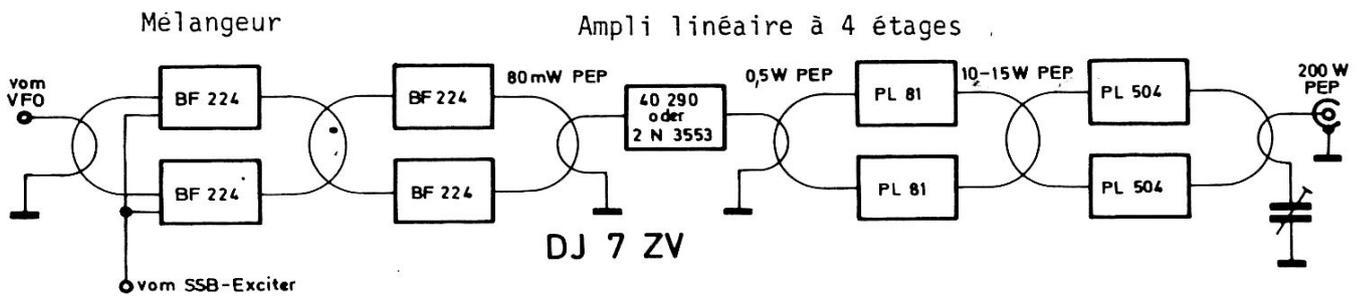


Fig. 1: Schéma de principe de l'émetteur BLU 2 mètres

2. DESCRIPTION

2.1 Etage driver à transistor

L'étage de sortie de l'exciter décrit par l'auteur est représenté en **Figure 2**. On emploie un transistor **Overlay** 2 N 3553 de RCA, bien que le type 40290 soit plus recommandé pour le fonctionnement sous tension d'alimentation de 13.5 Volts. L'amplificateur final travaille en classe A stabilisée et son point de fonctionnement est déterminé par un transistor 2 N 3702.

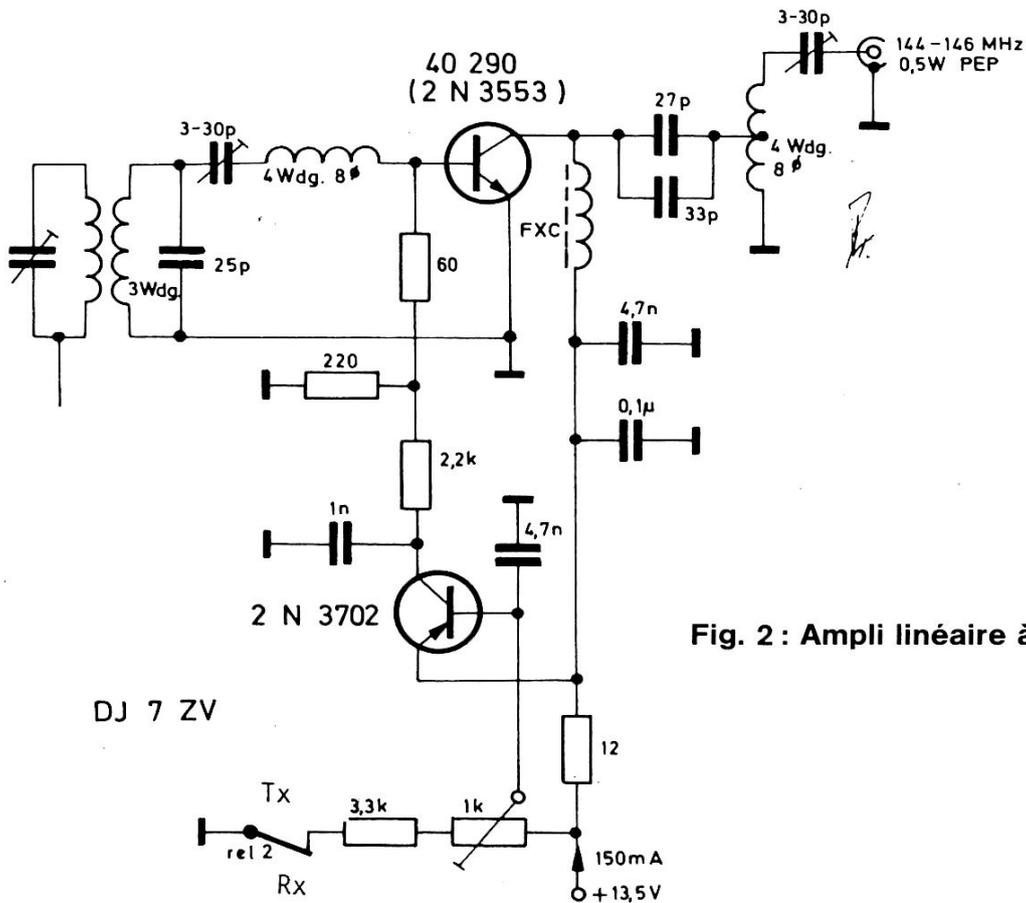


Fig. 2: Ampli linéaire à transistors

Le 2 N 3702 est un silicium PNP, Texas Instruments. Le point de fonctionnement de ce transistor et ainsi, le point de fonctionnement du transistor de sortie, est réglé au moyen du potentiomètre de 1 k Ω . Plus la tension est faible sur le curseur, plus le courant de collecteur des transistors est élevé. Un contact du relais émission-réception sépare le potentiomètre de la masse, de façon telle que la tension base soit à 13.5 V lorsque les deux étages sont bloqués. Le transistor HF sera muni d'un radiateur. Il est également judicieux de prévoir un panneau métallique en laiton au travers duquel, seule, la connexion de base passe, pour connexion aux circuits précédents. La connexion d'émetteur doit être soudée au circuit de retour de base, au maximum à 2 mm sous le boîtier du transistor. La connexion de base doit être conservée très courte, car de tels transistors HF présentent une très faible impédance d'entrée. FXC est un choc ferroxcube large bande (par ex. 4312 020 36701 de Philips).

2.2 Amplificateur de puissance à 2 étages

L'amplificateur à tubes à 2 étages donne une puissance de 200 W PEP lorsqu'il est excité par l'étage transistorisé précédent. Si un émetteur BLU de 20 W de sortie est disponible, l'ampli peut être utilisé sans son étage driver. Lorsque l'on excite les deux PL 504 avec une puissance de 8 W PEP, une puissance de sortie d'environ 150 W PEP sera obtenue. Le circuit de l'ampli de puissance à 2 étages est représenté en **Figure 3**.

2.2.1 Etage Driver

L'inductance de couplage L 1 est accordée en série avec le condensateur C 1 pour résonner sur 145 MHz. Le circuit grille de l'étage driver s'accorde par C 2 et C 3 en série avec les capacités d'entrée des tubes. La tension de polarisation grille est transmise par les résistances R 1 et R 2. Les grilles-écrans sont réunies, découplées et alimentées par une tension stabilisée de 150 V. Le circuit plaque avec le trimmer C 8 et l'inductance L 3 est connecté aux anodes des tubes push-pull par un petit morceau de fil souple.

2.2.2 Etage amplificateur de puissance

La puissance de sortie issue de l'étage driver est transmise au circuit grille de l'ampli final par une boucle de couplage comprenant les inductances L 5 et L 4 en série avec le condensateur variable C 10. En raison des tensions HF élevées présentes à cet endroit, la tension de polarisation des grilles est transmise au moyen de selfs de choc HF (Ch 2 et Ch 3). Les connexions de grille-écran sont réunies ensemble et alimentées par une source non régulée, mais de faible impédance, de 300 Volts. Cette tension alimente également le circuit plaque de l'étage driver.

Le circuit plaque de l'ampli de puissance est un circuit à lignes de Lecher de $\lambda/4$ qui est raccourci par la capacité de sortie des tubes. Le raccordement aux anodes se fait par un petit morceau de fil souple, de façon à éviter les tensions mécaniques dues à la chaleur rayonnée par les tubes et, également, pour faciliter leur remplacement. La forme télescopique des lignes permet de les régler à la résonance.

La tension plaque est d'environ 600 V. Elle est transmise aux tubes par le condensateur de traversée C 18, un morceau de fil souple et la self de choc ferroxcube Ch 4. L'auteur a installé, sur son prototype, une traversée simple utilisée conjointement avec un condensateur de découplage haute-tension, au lieu d'un condensateur de traversée.

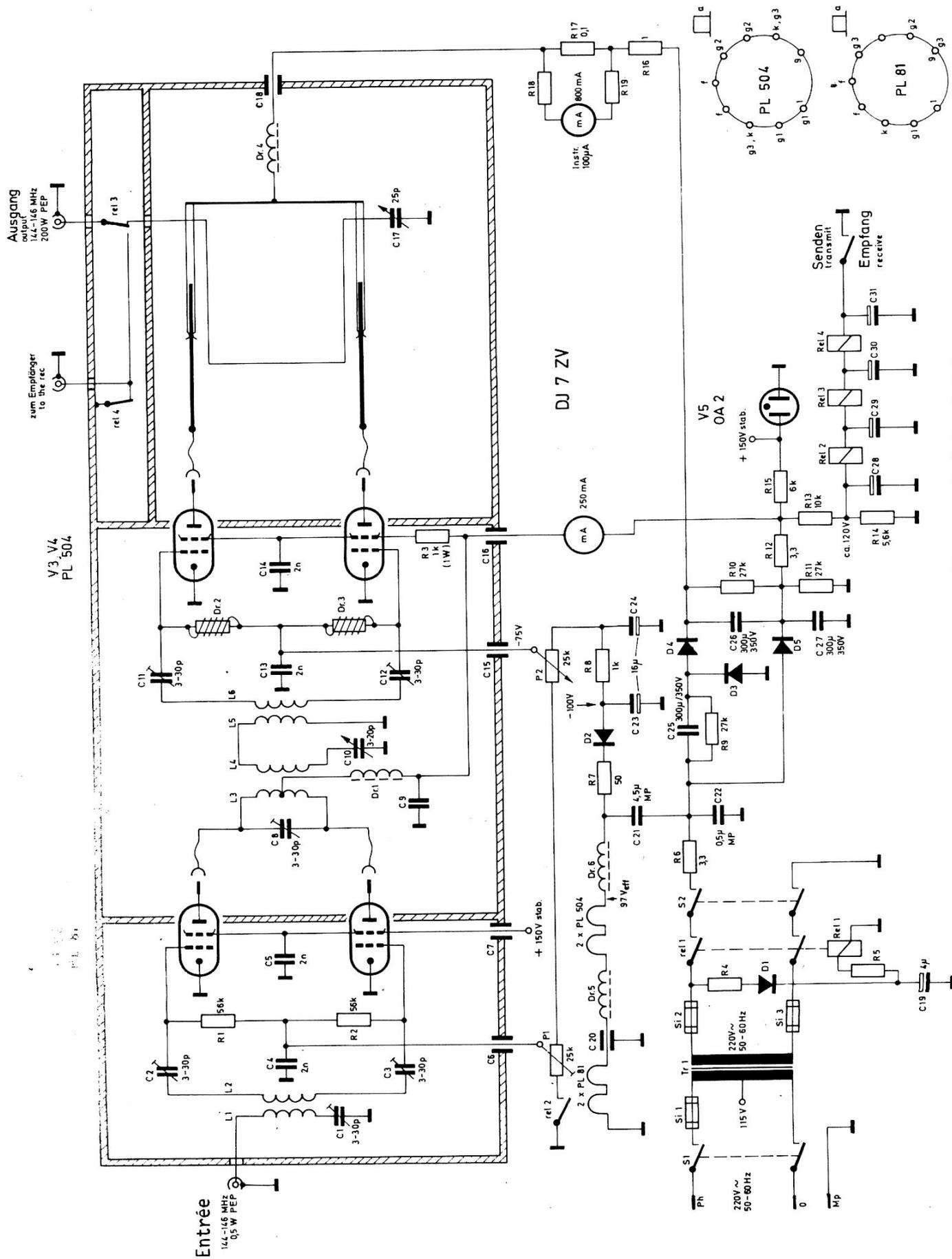


Fig. 3 : schéma électrique de l'amplificateur linéaire à 2 étages

La boucle de couplage de sortie, réalisée en fil de cuivre épais, bien isolé, est espacée seulement de quelques millimètres du circuit à lignes. L'inductance de la boucle, en série avec le condensateur variable C 17, résonne sur 145 MHz. Ce système minimise les pertes et permet de compenser, autant que possible, les composantes réactives de la sortie (antenne) de façon que le creux du courant plaque coïncide avec le maximum de puissance en sortie. Le niveau du couplage est varié par la modification de l'écartement entre la boucle de couplage et la ligne de Lecher.

Tous les circuits accordés de l'amplificateur final à 2 étages sont réglés au centre de la bande pendant le test initial. Le couplage de la sortie ne se règle qu'une fois à l'optimum. Comme la puissance d'excitation est suffisante, il est seulement nécessaire d'ajuster l'excitation de l'étage driver à la valeur maximum permise si l'on modifie la fréquence. Le conducteur C 10 n'a pas à être modifié.

2.3 ALIMENTATION

2.3.1 Circuit de protection et transformateur d'isolement

L'alimentation construite pour l'amplificateur n'utilise pas de transfo, la haute tension nécessaire est obtenue par doubleur de tension. Un circuit de protection doit être installé. Il permet de ne commuter la tension d'alimentation que seulement lorsque la ligne transportant la tension secteur est connectée à la connexion PH (phase) et la connexion de masse à MP (neutre). Ceci est réalisé par le relais Rel 3. Si la connexion est correcte, le relais Rel 1 sera excité et il sera possible de mettre en service l'ampli par le commutateur S 2. Si ce n'est pas le cas, la commutation ne se fera pas.

Dans de nombreux pays, les services électriques exigent une séparation galvanique entre l'utilisation et la ligne d'alimentation; les amateurs de ces pays doivent installer un transformateur d'isolement à l'entrée de leur alimentation; de cette façon, le circuit de protection cesse d'être nécessaire. Ce transformateur est représenté sur le schéma de la **Figure 3**. Le primaire du transformateur d'isolement peut être calculé pour 115 V si le trafic se fait en Amérique du Nord et dans les autres contrées où la tension réseau à 220 V n'est pas distribuée.

2.3.2 Chauffage du tube

Le chauffage du tube série est utilisé pour les tubes. Il est judicieux de construire ce circuit d'une manière semblable à celle utilisée pour les récepteurs TV. Comme les chauffages-série de ces 4 tubes nécessitent une tension AC d'environ 97 V, on peut utiliser un chuteur de tension approprié. Un chuteur capacitif et de faible perte est employé pour cet usage.

$$C = \frac{4,35}{\sqrt{1 - \left(\frac{R_f}{735}\right)^2}}$$

mit

$$R_f = \frac{U_f}{I_f}$$

U_f en Volts	=	Tension chauffage totale (97 V)
I_f en Ampères	=	Courant de chauffage série 0.3 A
R_f en Ω	=	Résistance du circuit chauffage
C en μF	=	Capacité du condensateur chuteur

Dans le cas qui nous occupe, la valeur thermique de C 21 est de 4.8 μF ; elle peut être utilisée dans les pays à 60 Hz. La capacité doit, naturellement, être non polarisée et supporter au moins 220 V.

Si un étage driver n'est pas installé, le chauffage du tube PL 81 doit être remplacé par une résistance de 50 Ω /7 W de façon à être sûr que la tension de polarisation grille est suffisante.

2.3.3 Tension de polarisation grille

La tension de polarisation grille n'utilisant pas plus de -100 V, il est judicieux d'utiliser la source de chauffage de 97 V chutée par C 21. La charge supplémentaire est négligeable. La source de tension de polarisation doit être à haute impédance, des courants grille très faibles étant utilisés. Le circuit de polarisation grille comprend un redresseur demi-alternance (D 2), un filtre RC simple (R 8, C 24) et deux potentiomètres ajustables (P 1 et P 2) pour régler les tensions grilles des deux étages. Le contact rel 2 du relais d'émission-réception, Rel 2, isole le potentiomètre de la masse, en mode réception, de façon que la tension de polarisation augmente jusqu'à une valeur maximum de 100 V lorsque les tubes sont bloqués. Si le circuit de chauffage des tubes est coupé, la tension négative de polarisation augmentera à environ 300 V. Pour cette raison, D 2 et les condensateurs C 23 et C 24, sont pour des raisons de sécurité, dimensionnés pour cette tension.

2.3.4 Tension plaque 300 V, tension stabilisée 150 V

L'étage driver nécessite une tension plaque de 300 V également utilisée comme tension d'écran de l'amplificateur final. Cette tension est obtenue à partir de la tension réseau par redressement mono-alternance (diode D 5); un filtre RC comprenant R 6 et C 22 bloque les pointes de tension HF qui pourraient apparaître sur la tension réseau. La capacité de filtrage C 27, conjointement avec une résistance de décharge R 11, filtre la tension. La résistance R 11 fonctionne comme un fusible; sa puissance est si faible qu'elle se coupe immédiatement en cas de court-circuit, ce qui amène la rupture de l'alimentation. Ceci se produit si rapidement que les tubes, les diodes et le fusible secteur n'en sont pas affectés.

La tension stabilisée de 150 V nécessaire pour l'écran de l'étage driver est obtenue à partir d'un tube OA 2, stabilisateur à néon. Cette tension est prélevée par la résistance chutrice R 15 sur la tension plaque de 300 V.

2.3.5 Tension plaque 600 V

La tension plaque de 600 V, nécessaire pour l'amplificateur final, est obtenue par doubleur de tension à partir de la tension réseau, en utilisant la capacité C 25 et les diodes D 3 et D 4. Le filtre HF R 6/C 22 est également utilisé à ce niveau. Le filtrage est réalisé par les condensateurs C 26 et C 27 connectés en série. Les résistances connectées en parallèles égalisent les courants de fuite et déchargent les condensateurs après coupure de la tension d'alimentation.

Une résistance de protection est également utilisée dans l'alimentation 600 V, au lieu d'un fusible (R 16).

2.4 Mesure

Deux appareils de mesure sont utilisés : un dans le circuit courant-plaque de l'amplificateur de puissance (il a été shunté pour une déviation de la pleine échelle à 800 mA) et un, shunté à 250 mA pour le circuit courant-plaque de l'étage driver et courant-écran des amplis de puissance. Si ce dernier indique un courant très élevé, c'est que l'étage ampli de puissance n'est pas alimenté par la tension plaque, mais seulement par la tension écran.

L'appareil de mesure de l'ampli de puissance est protégé par deux résistances (R 18, R 19) contre la haute tension pouvant apparaître aux bornes de shunt, lors de court-circuits. La valeur de ces résistances dépend de la sensibilité et de la résistance de l'appareil de mesure.

2.5 Relais

Trois relais sont utilisés, en plus du relais pour le circuit de protection : Relais Rel 2 comme relais émission/réception pour les tensions de l'émetteur, relais Rel 3 comme relais d'antenne et Rel 4 pour court-circuiter l'entrée du récepteur pendant la transmission. Le relais Rel 4 est placé dans l'ampli de puissance près du connecteur coaxial pour le récepteur. Les 3 solénoïdes des relais sont connectés en série. Les relais utilisés par l'auteur demandent une tension d'alimentation totale d'environ 120 V prélevée sur la tension plaque de 300 V en utilisant un diviseur de tension comprenant R 13 et R 14. Le commutateur émission/réception est un contact du circuit VOX de l'exciter.

3. RÉALISATION MÉCANIQUE

L'amplificateur de puissance linéaire se combine avec l'alimentation pour former une unité commune ; le transformateur d'isolement n'est pas inclus à l'ensemble. Les dimensions totales de l'ampli sont de 250 x 150 x 120 mm. Les **Figures 4 - 7** donnent une vue de la construction achevée. La réalisation est faite d'une manière conventionnelle sur châssis d'aluminium, les panneaux de blindage étant vissés en place.

La **Figure 8** montre la disposition du châssis. L'alimentation tout entière (sauf le transfo d'isolement) est logée sur la partie A. L'assemblage mécanique de l'alimentation n'est pas décrit car il dépend du matériel disponible, tant du point de vue disposition que connexions. De plus, la Figure 7 montre la disposition des éléments, le seul point important étant de s'assurer que les condensateurs C 21, C 23, C 24, C 25 et C 26, sont isolés du châssis, de telle manière qu'ils ne puissent entrer en contact avec lui en aucune façon.

Les parties B, C et D (**Figures 10, 11 et 12**) sont vissées sur le dessus de la partie A. Elles représentent les divers panneaux de blindage du coffret.

Les supports de tubes, ainsi que la plus grande partie des circuits HF sont disposés sur les plaques de courant 1 et 2. L'emplacement de ces circuits est donné en Figure 8, les dimensions et les trous nécessaires, en **Figures 13 et 14**. Les circuits sont réalisés en matériau pour circuit imprimé simple face et disposés de façon telle

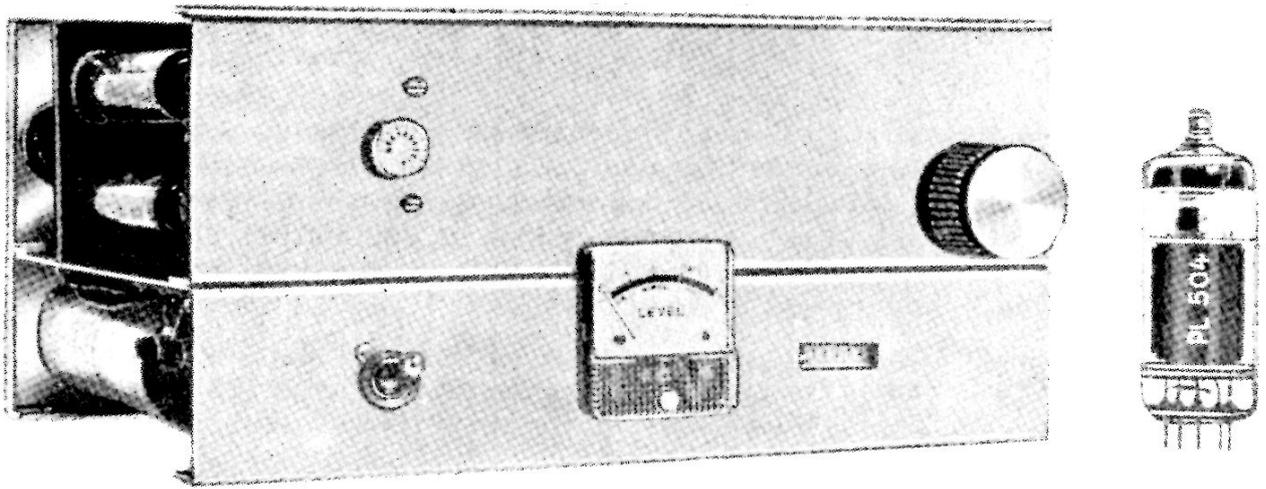


Fig. 4 : Panneau avant de l'amplificateur

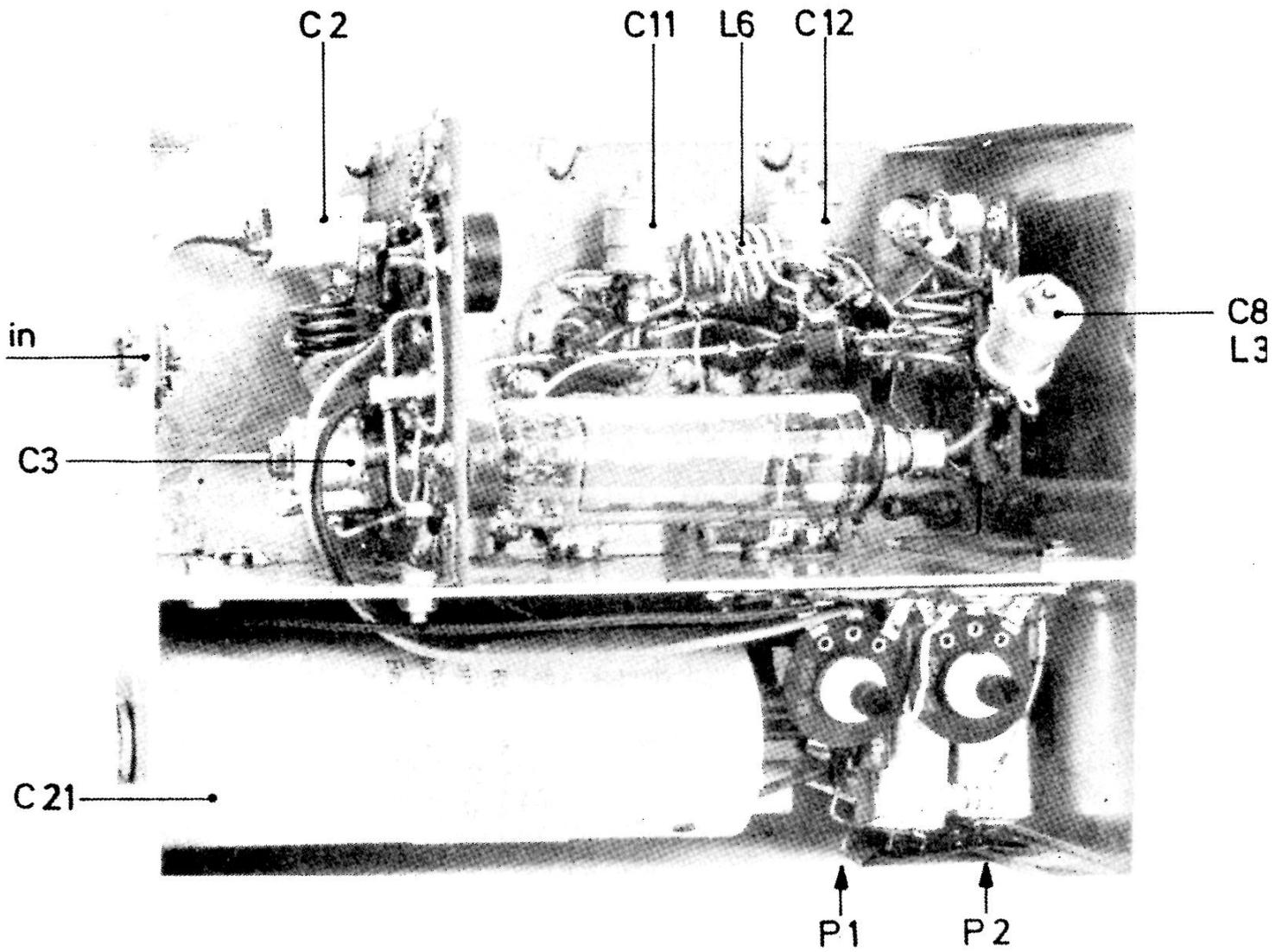


Fig. 5 : Vue de l'étage driver et du circuit grille de l'étage PA

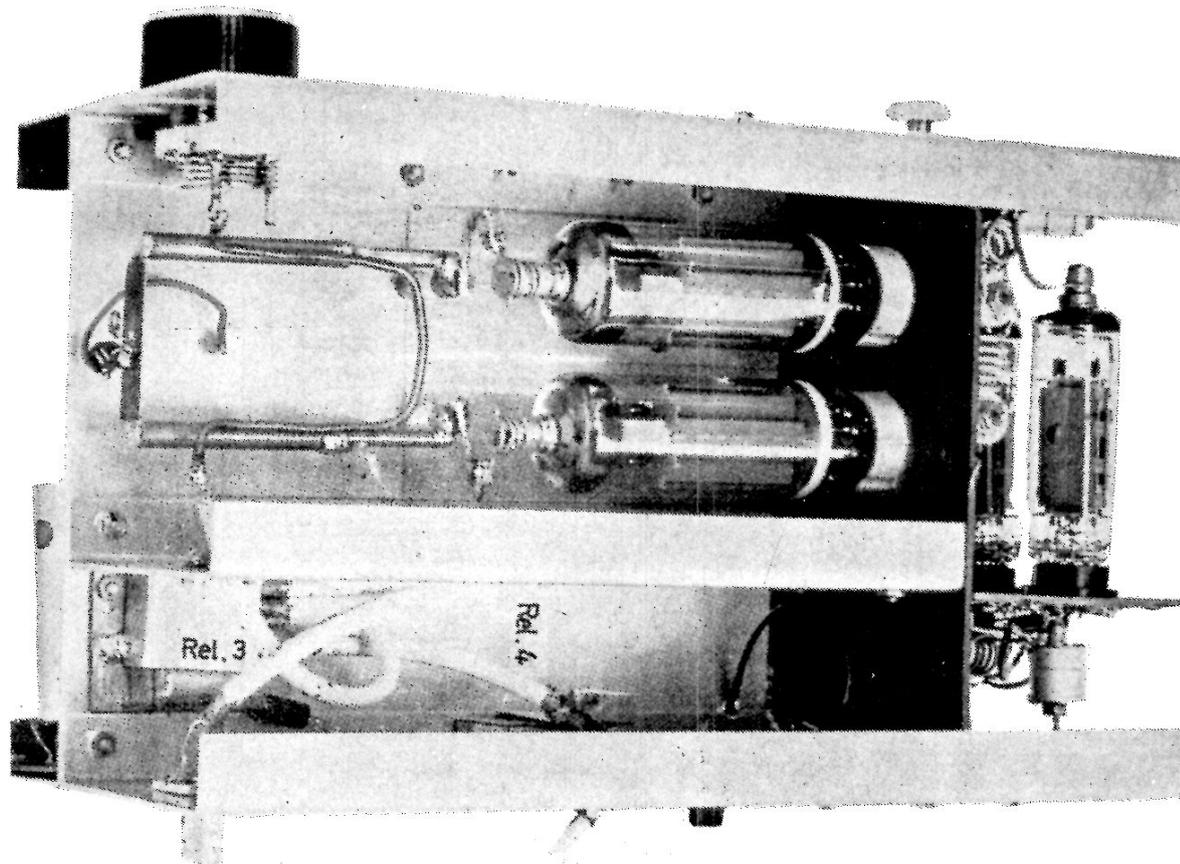


Fig. 6 : Vue de dessous

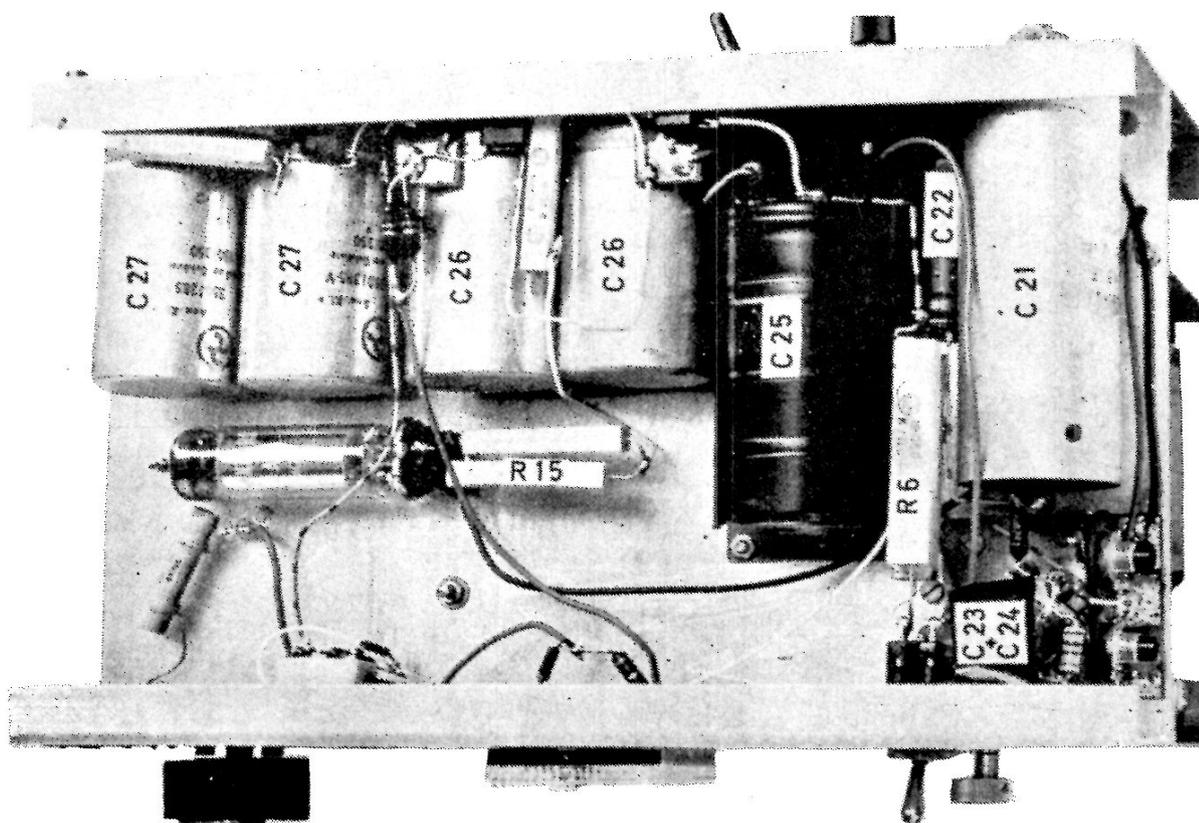


Fig. 7 : Alimentation (vue de dessous)

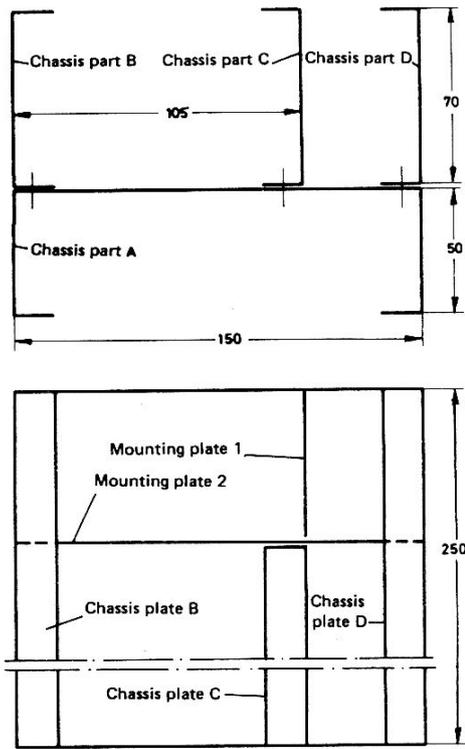


Fig. 8 : Construction du châssis.
côté et vue en bout

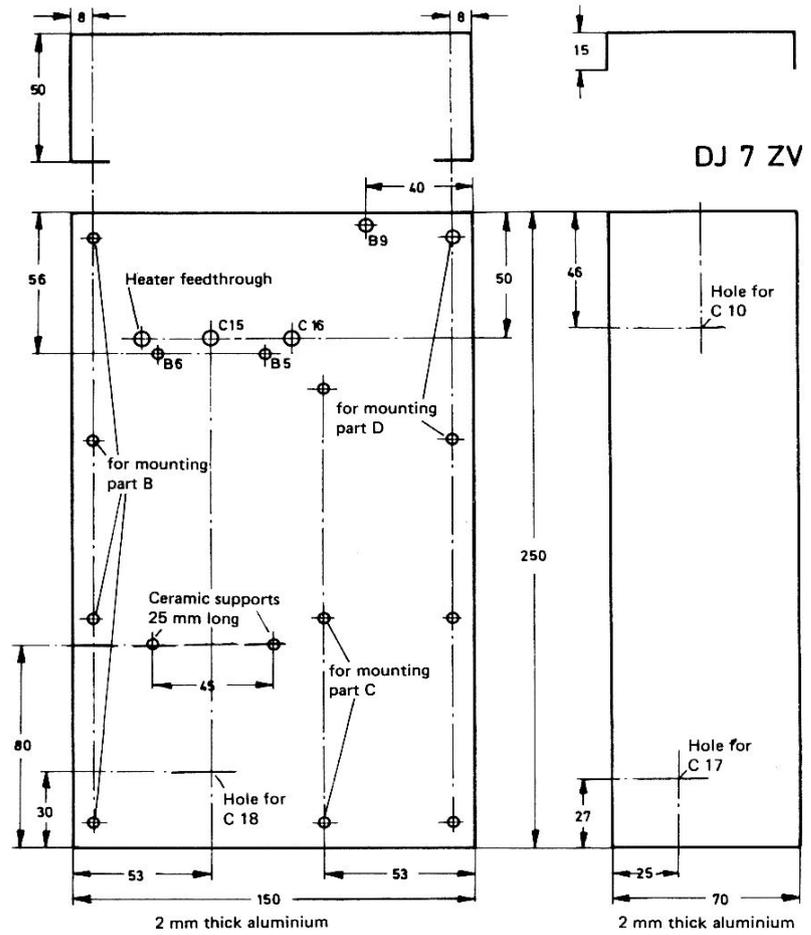


Fig. 9 : Partie A, sans le perçage de l'alimentation

Fig. 10 : Partie B

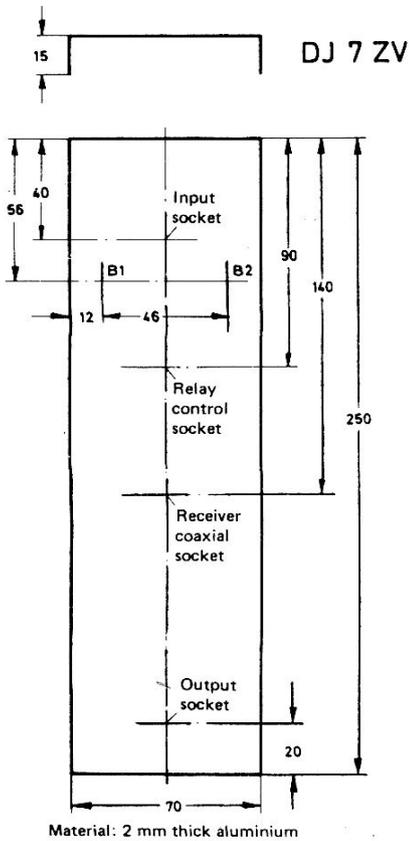


Fig. 11 : Partie C

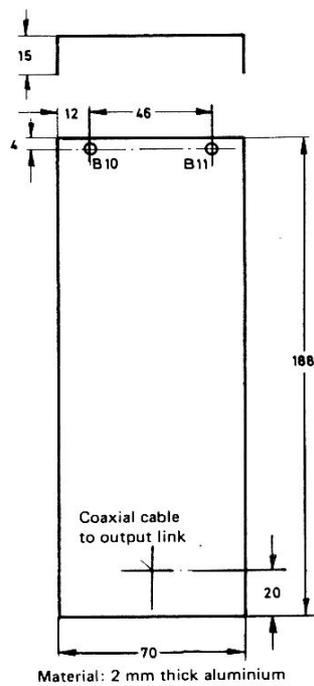


Fig. 12 : Partie D

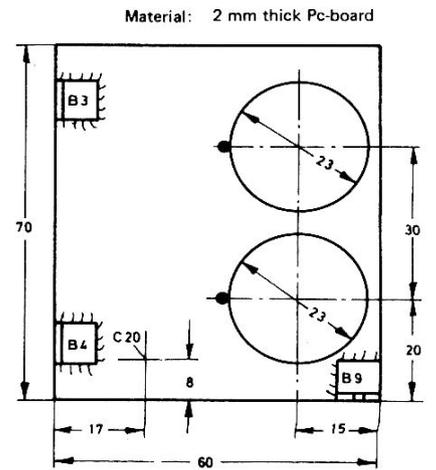


Fig. 13 : Plaque de montage 1 avec
les équerres soudées

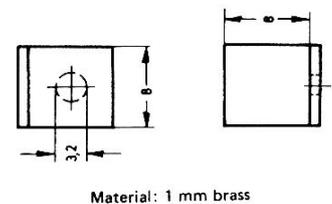


Fig. 15 : Equerres de fixation ; 2 sans trous ;
17 à 1 trou et 2 à 2 trous

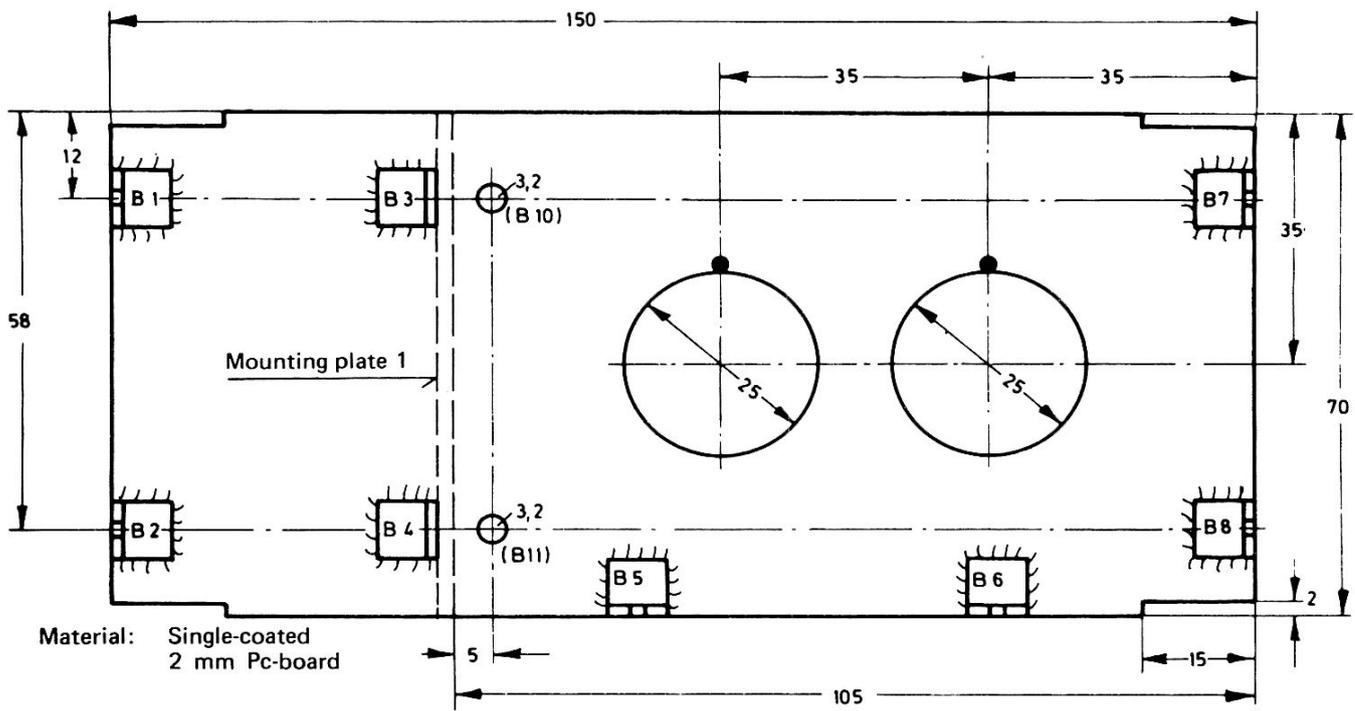
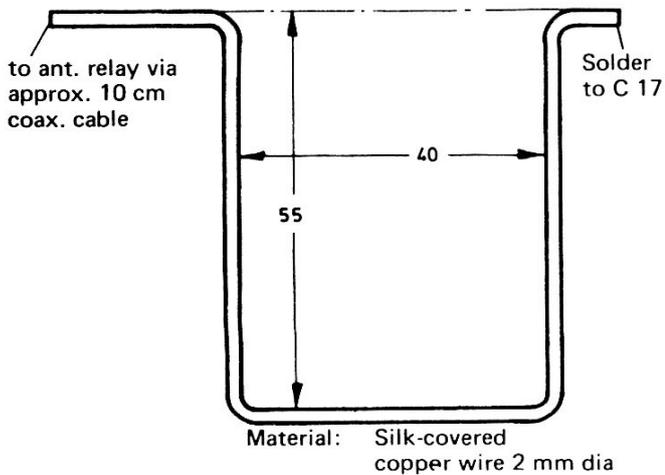
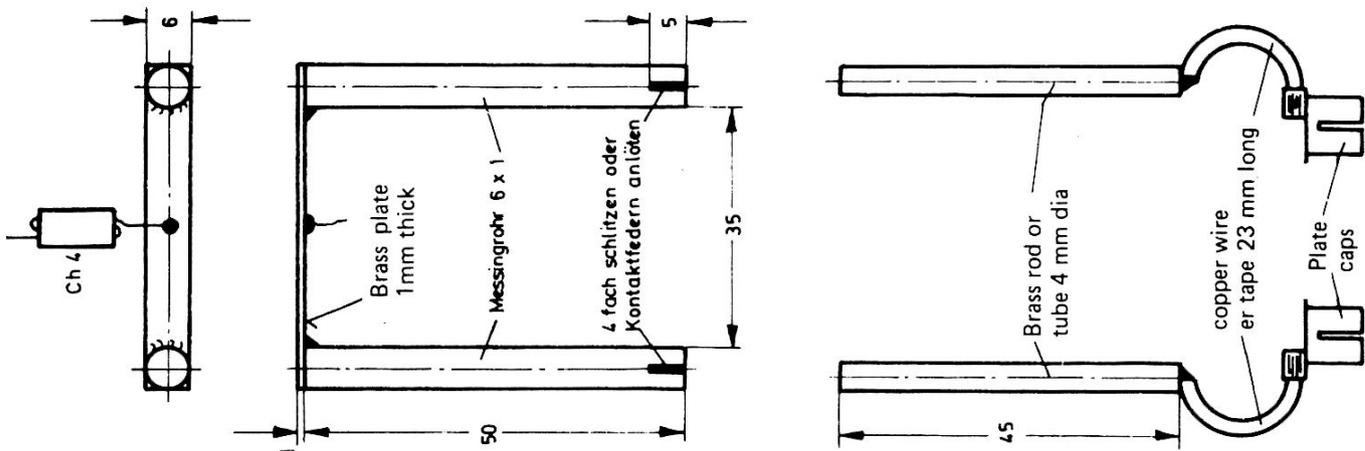


Fig. 14 : Plaque de montage 2, avec 8 équerres soudées (B), vue du côté masse



mount tube sockets so that the grid connections
are at the marked positions "●"

Fig. 16 : Circuit Lecher télescopique de l'étage
PA ainsi que boucle de couplage

que la face conductrice soit du même côté que les connexions du support. La partie cuivrée peut aussi être utilisée comme surface de masse sur laquelle sont soudées toutes les connexions des composants. Les équerres de montage (**Figure 15**) sont soudées sur les circuits de façon telle qu'elles puissent être vissées sur les parties de châssis A et D.

3.1 Châssis, Partie A

La réalisation débute par le perçage des trous de la **Figure 9**. Ceci suppose que les trous des autres parties du châssis sont accessibles et non bouchés après l'installation de l'alimentation sous la partie A du châssis. Il n'est donné aucun côté pour le montage des composants de l'alimentation car le montage dépend exclusivement des composants utilisés.

3.2 Châssis, Parties B, C et D

Ces parties sont préparées selon les croquis des Figures 10, 11 et 12. Les condensateurs variables C 10 et C 17 sont montés sur la partie B du châssis. 3 connecteurs coaxiaux et un support de commande de tension pour la tension du relais sont installés en Partie D. En plus des trous de fixation, la partie C reçoit seulement un trou par lequel passera le câble coaxial; ce câble connecte la boucle de couplage de sortie et le relais d'antenne Rel 3.

3.3 Circuit 1

Ce circuit simple face reçoit les composants de l'étage driver. Il est percé conformément à la Figure 13. Les supports Noval céramiques (pour circuit imprimé) sont maintenant soudés en place, côté cuivre, avec les contacts cathode et grille 3 repliés, de façon que les connexions de la grille de commande rejoignent les positions repérées sur la Figure 13. Les connexions de grille écran sont réunies ensemble. Le centre de ces connexions est réuni par la capacité de découplage C 5, à la surface de masse.

Le circuit grille est monté directement sur les connexions grilles avec les condensateurs d'accord de l'épingle; le circuit plaque est monté sur un petit circuit imprimé placé au voisinage du condensateur variable C 10. Ce circuit additionnel, visible aux Figures 5 et 6, est soudé sur le circuit 2.

3.4 Circuit 2

Ce circuit doit être préparé conformément au plan de la Figure 14 et les supports céramiques Magnoval (pour montage sur circuit imprimé) soudés en place de façon telle que les deux connexions de grilles de commande soient au même niveau et dirigées en sens opposé. Le support est soudé en place avec les connexions 3 et 8 (cathode et grille 3) recourbées vers l'extérieur et réunies par du fil de 20/10. Les connexions 9 de ces deux supports doivent être raccourcies autant que possible. Les deux connexions des grilles de commande de chaque support sont réunies ensemble. Les connexions du stator des trimmers C 11 et C 12 sont réunies à la connexion grille commune, avec la partie hexagonale pointant dans la direction opposée (vers l'extérieur). La self de grille L 6 est soudée entre les deux connexions

rotor. les selfs de choc Ch 2 et Ch 3 sont également montées en utilisant des connexions très courtes.

3.5 Circuit à ligne de Lecher et couplage de sortie

La **Figure 16** montre les différentes parties du circuit de Lecher et de la boucle de sortie de l'amplificateur linéaire.

Les deux pièces télescopiques du circuit Lecher doivent avoir un bon contact l'une par rapport à l'autre. Ceci peut être réalisé en sciant 4 ou 6 fois l'extrémité du tube et en pressant sur cette extrémité pour la refermer, ou bien en soudant un contact à ressort; de tels contacts sont souvent disponibles dans les anciens équipements à micro-ondes, par exemple comme contact de cathode du tube 2 C 39.

Les tubes minces du circuit Lecher sont soudés sur deux supports céramiques, de façon à être espacés du châssis de 24 mm. Les connexions flexibles pour le raccordement des plaques des tubes électroniques sont également soudés sur ces supports. Comme les tubes chauffent beaucoup, il faut faire attention à obtenir un très bon contact avec les sorties de plaque. Si cela est nécessaire, les connexions devront être directement soudées sur les tubes.

3.6 Relais

Les relais Rel 3 et Rel 4 sont montés dans l'espace disponible entre les parties C et D. Le relais Rel 4 est utilisé pour court-circuiter l'entrée du récepteur, de façon que les pertes par couplage du relais d'antenne Rel 3 ne viennent pas endommager l'entrée du récepteur. Le type de relais utilisé par Rel 4 n'est pas critique, des modèles conventionnels ou un relais Reed conviennent.

Il est recommandé de bien vérifier la transmission et la réception, au moyen d'un réflectomètre, après avoir connecté le relais.

3.7 Coffret, Refroidissement

La chambre supérieure du circuit Lecher est fermée par une plaque d'aluminium ou de laiton, vissée en 6 endroits différents.

L'amplificateur linéaire tout entier est recouvert de tôle d'aluminium perforée ou grillage. La température élevée générée à l'amplificateur final peut être réduite par un petit ventilateur. Un tel engin n'est pas absolument nécessaire pendant le trafic en mode BLU, spécialement parce qu'il n'a virtuellement pas d'effet sur le refroidissement de la plaque d'anode. Même avec des températures ambiantes de 33° C, l'ampli linéaire a fonctionné parfaitement, sans ventilateur, bien qu'il soit très chaud. Une bonne circulation de l'air doit être obtenue.

3.8 Composants, Tableau des selfs

L 1: 3 tours de fil isolé, bobinés sur un mandrin de 8 mm, en l'air, à l'intérieur de L 2.

L 2: 6 tours de fil 15/10, bobinés sur un mandrin de 8 mm, en l'air; longueur du bobinage 15 mm.

L 3 : 3 tours, comme L 2. Espacement entre-spires : 3 mm.

L 4 : 2 tours, comme L 1, placés entre les spires de L 3.

L 5 : 3 tours, comme L 1, placés entre les spires de L 6.

L 6 : 6 tours, comme L 2. Espacement entre-spires : 1 mm.

Ligne Lecher PA (Fig. 16) : $3 \times 1.5 \text{ mm}^2$, 23 mm de long à partir de la connexion de plaque ; suivi de tubes de 45 mm de long et de 4 mm de diamètre extérieur, en laiton et terminés par des tubes de 50 mm de long, 5 mm de diamètre intérieur et 6 mm de diamètre extérieur, en laiton, avec des contacts à ressort en tête ; l'autre extrémité court-circuitée par un morceau de cuivre de $12 \times 45 \times 1 \text{ mm}$.

Boucle de couplage : fil de cuivre isolé de 2 mm de diamètre, pliage identique à la Figure 16.

Ch 1 : Choc Ferroxcube à large bande, 4312 020 36701 (Philips).

Ch 2, Ch 3 : 15 tours de fil de cuivre émaillé 30/100, bobinés sur une résistance de $12 \text{ k}\Omega/0.5 \text{ W}$.

Ch 4, Ch 5, Ch 6 : comme Ch 1.

R 1, R 2 : $56 \text{ k}\Omega$

R 3 : $1 \text{ k}\Omega/1 \text{ W}$

R 4, R 5 : en fonction de la tension et du courant consommé par Rel 1

R 6 : $3.3 \Omega/4 \text{ W}$ (ou 2 résistances de $6.8 \Omega/2 \text{ W}$ en parallèles)

R 7 : $50 \Omega/0.5 \text{ W}$

R 8 : $1 \text{ k}\Omega/0.5 \text{ W}$

R 9, R 10, R 11 : $27 \text{ k}\Omega/4 \text{ W}$ (ou 2 résistances de $51 \text{ k}\Omega/2 \text{ W}$ en parallèle)

R 12 : $3.3 \Omega/0.5 \text{ W}$

R 13 : $10 \text{ k}\Omega/0.5 \text{ W}$

R 14 : $5.6 \text{ k}\Omega/0.5 \text{ W}$

R 15 : $6 \text{ k}\Omega/6 \text{ W}$ (ou 3 résistances de $18 \text{ k}\Omega/3 \text{ W}$ en parallèle)

R 16 : $1 \Omega/0.5 \text{ W}$

R 17 : 0.1Ω

R 18, R 19 : résistances de protection de l'appareil de mesure, selon essais.

P 1, P 2 : $25 \text{ k}\Omega/0.5 \text{ W}$ potentiomètre linéaire à piste carbone.

Si 1 : Fusible 1 à 3.3 A, à fusion lente

C 1, C 2, C 3 : Trimmers à air 3-30 pF (Philips C005 CA/30E)

C 4, C 5 : 2 nF, disques céramiques, 500 V

C 6, C 7 : 2 nF, condensateurs de traversée à visser, 500 V

C 8 : comme C 1

C 9 : comme C 4

C 10 : capacité variable ondes courtes 3-20 pF

C 11, C 12 : comme C 1

C 13, C 14 : comme C 4

C 15, C 16 : comme C 6

C 17 : capacité variable ondes courtes 5-25 pF

C 18 : 180 pF ou plus, capacité de traversée céramique, 1.5 kV

C 19 : $4 \mu\text{F}/350 \text{ V}$, électrolytique

C 20 : comme C 6
 C 21 : 4.5 μ F/350 V, au papier
 C 22 : 0.5 μ F/350 V, au papier
 C 23, C 24 : 2 x 15 μ F/350 V, électrolytique
 C 25, C 26, C 27 : 300 μ F/350 V (électrolytique pour récepteurs TV ou flash électronique, ou 2 x 150 μ F en parallèle)
 C 28, C 31 : environ 4 μ F/100 V
 D 1 : en fonction des paramètres tension-courant du relais Rel 1
 D 2, D 5 : BY 237, BY 103, 1 N 4007 ou n'importe quelle autre diode silicium pour 1 k Ω /0.8 A
 V 1, V 2 : PL 81
 V 3, V 4 : PL 504. L'expérience montre que seuls les types de PL 504 utilisables sont ceux ayant une liaison interne par fil rigide vers la sortie plaque
 V 5 : DA 2, 150 C 2 ou similaire

4. RÉGLAGES ET OPÉRATIONS PRÉLIMINAIRES

4.1 Tensions d'alimentation, circuit de chauffage

La première chose à tester est la protection contre les inversions de polarité, si un transporteur d'isolement n'est pas utilisé. Les tensions à vide de l'alimentation seront ensuite mesurées. Elles doivent correspondre aux valeurs suivantes :

$$U_a = 620 \text{ V} \quad U_{g2} = 310 \text{ V} \quad U_{g1} = 100 \text{ V}$$

La tension de polarisation grille aura cette valeur, seulement si le circuit de chauffage est en service. Le courant de chauffage doit être testé au même instant ; il doit atteindre 300 mA. Si ce courant est trop faible, des condensateurs au papier-métallisé de 0.1 ou 0.25 μ F peuvent être connectés en parallèle sur C 21.

4.2 Réglage de l'étage driver

Le circuit grille de l'étage driver est accordé grossièrement, en mesurant le courant grille d'une PL 81 avec le chauffage en service, mais sans tension plaque, sans tension écran et sans polarisation. Le couplage de la self L 1 se fait pour le maximum de courant grille, l'accord de C 1 pour le même maximum.

Les condensateurs C 2 et C 3 devront être réglés pour obtenir un courant grille identique sur les 2 tubes, les accords à la résonance devront être repris après cette opération.

Finalement, toutes les tensions d'alimentation seront réunies aux diverses broches de l'étage driver et le courant plaque réglé sans excitation à 250 mA, à l'aide du potentiomètre P 1 ; après quoi, un courant de fonctionnement de 100 mA sera réglé.

Après réduction de l'excitation de 20 dB (< 10 mW) le circuit plaque devra être accordé et le circuit grille de l'ampli final réglé pour obtenir une mesure grille des tubes PA qui seront seulement chauffés, mais non alimentés. Les boucles de couplage L 4 et L 5 sont réglées pour obtenir le maximum de courant grille. La résonance sera déterminée par l'accord du condensateur C 10.

4.3 Réglage de l'amplificateur final

Après avoir réglé les courants grille du final à des valeurs identiques, en ajustant soigneusement C 11 et C 12, l'excitation est coupée et le final est alimenté. A l'aide de P 2 le courant plaque est augmenté jusqu'à une valeur de 400 mA ; après quoi, un courant de fonctionnement de 75 mA est réglé.

A puissance d'excitation réduite, régler maintenant le circuit à lignes et le couplage de la sortie, pour obtenir le maximum de puissance en sortie. Finalement, l'excitation est mise au maximum et le réglage est réalisé très rapidement. Ces conditions ne doivent pas être maintenues plus de 30 à 40 secondes, après quoi, une période assez longue de refroidissement devra être observée, les plaques du tube et la connexion de plaque pouvant rougir pendant cet essai.

4.4 Notes sur le réglage

Le tableau ci-dessous donne un résumé des valeurs de réglage des étages driver et amplificateur :

	Driver	Etage sortie
Tension plaque	300 V	600 V
Tension écran	150 V	300 V
Courant plaque repos	100 mA	75 mA
Courant plaque à excitation maximum	250 mA	800 mA

La tension plaque chute aux environs de 570 V à pleine excitation.

L'auteur a mesuré les valeurs (PEP) suivantes de puissance de sortie, en fonction du courant plaque de l'amplificateur final :

I_a (mA)	P_{out} (W)
75	0
100	4
200	16
400	50
800	200

En parlant devant un microphone, l'indication (relative) de la tension de sortie HF doit varier entre 1/3 et 1/2 par rapport aux tensions de sorties indiquées lorsque l'on excite la BF par un signal sinusoïdal pur.

Si on peut mesurer le taux d'intermodulation, il est possible de corriger les points de fonctionnement. De plus, la valeur de la résistance R 3, résistance écran, influe sur le taux d'intermodulation. Il est donc possible de l'ajuster pour le taux le plus favorable.

Lorsque l'on règle les tubes de l'amplificateur final, qui n'ont pas été conçus pour travailler en classe AB₁, les observations suivantes peuvent être formulées: l'amplificateur final est seulement excité par la porteuse résiduelle et la tension de polarisation réduite (d'une manière importante) jusqu'à ce que l'on observe une très nette augmentation du gain. Pour réaliser cette mesure, il faut utiliser un ondemètre à absorption comme circuit de mesure de sortie.

5. NOTES

Comme le circuit plaque du final ne peut pas atténuer les harmoniques de plus de 60 dB, un filtre passe-bas ou passe-bande devra être ajouté en série dans le câble de transmission vers l'antenne.

Il est intéressant de tester un amplificateur final de grande puissance pour obtenir le meilleur taux d'intermodulation possible et la bande passante la plus réduite possible. Ne pas oublier qu'un signal parasite non supprimé d'au moins 60 dB et espacé de 20 kHz sera transmis à pleine puissance par l'amplificateur.

6. RÉFÉRENCE

VHF COMMUNICATIONS 1/1971, Pages 14-29.

An inexpensive Power amplifier module for 200 W PEP on 144 MHz, using two PL 504 tubes - V. Thun, DJ 7 ZV.

UN AMPLI LINEAIRE TRANSISTORISE POUR 144 MHz

par E. Berberich, DL 8 ZX

A la suite d'un concours organisé par la revue allemande UKW-BERICHTE pour la meilleure élaboration d'un ampli linéaire transistorisé, la réalisation suivante obtient le premier prix. Elle peut être employée avec une alimentation allant jusqu'à 26 V et fournit une puissance de sortie de 10-12 W à partir d'une puissance d'attaque de 400-500 mW. Trois relais "Reed" incorporés commutant l'ampli en émission et le court-circuitant en réception, il n'y a donc pas besoin de relai externe Emission-Réception. Les relais sont excités au travers du coaxial et d'un circuit de commande incorporé.

Ainsi, l'ampli et son alimentation peuvent se trouver éloignés de l'émetteur, à proximité de l'antenne par exemple. Le modèle décrit est logé dans un coffret TEKNO No. 3B et ne pèse que 300 g. La figure 1 montre le prototype de l'auteur. Le radiateur sert au refroidissement des deux transistors. Il est relié à la masse. Bien entendu, tout autre connecteur, BNC, etc... peut être utilisé à la place des SO 239.

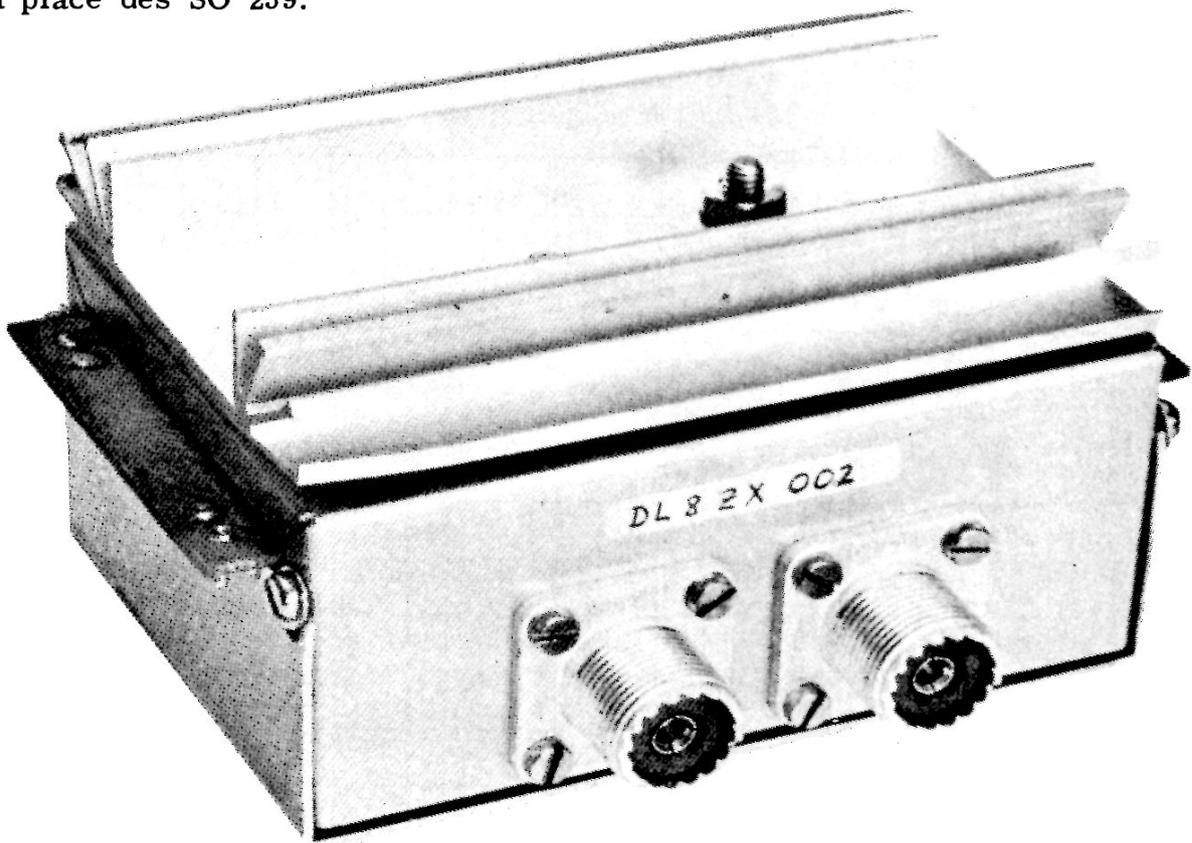


Fig. 1: Prototype de l'ampli linéaire

1. MESURES ET PRECISIONS SUR LE FONCTIONNEMENT

Les valeurs indiquées ci-après ont été relevées par les éditeurs sur un prototype: bande passante pour 1 dB d'atténuation de gain: 6 MHz. Les puissances de sortie, en fonction de celles d'entrée et des tensions d'alimentation sont représentées en figure 2. On remarque que le rapport Puissance d'entrée /

Puissance de sortie est une fonction linéaire jusqu' à 8 W pour une alimentation de 26 V. Ce qui signifie que la valeur crête de la puissance d'entrée ne doit pas dépasser 150 mW. Un signal SSB ne devra donc pas excéder 150 mW PEP et en AM, ce signal sera ramené à moins de 40 mW (le fait de porter la résistance de contre-réaction R 3 à 2.2 Ohms améliore la linéarité mais diminue la puissance de sortie et le rendement).

La linéarité de l'appareil est bien moins grande s'il est alimenté à moins de 26 V, comme le montre le graphique de la Figure 2. Ceci implique nécessairement une réduction de la puissance d'attaque. Les valeurs réelles varient quelque peu à cause des tolérances des transistors et aussi de l'alignement. Cependant, elles fournissent l'ordre de grandeur de cette plage linéaire d'attaque.

En FM ou CW, on peut porter l'excitation à 700 mW, d'où une puissance de sortie maximale de 16 W.

L'étage de sortie peut également fonctionner en modulation d'amplitude (AM). Avec une alimentation ne dépassant pas 12-14 V et une entrée de 300 mW, la puissance de sortie peut atteindre 3.5 à 5 W, ce qui équivaut à une puissance crête de 14 à 20 W en pointes de modulation. Ceci nécessite un ampli BF de 5 W avec une impédance de 24 Ohms environ. Le schéma en est donné en (1). Les pointes de modulation seront limitées à 27 V au moins et 33 V au plus, par une diode Zener branchée entre le point 7 et la masse.

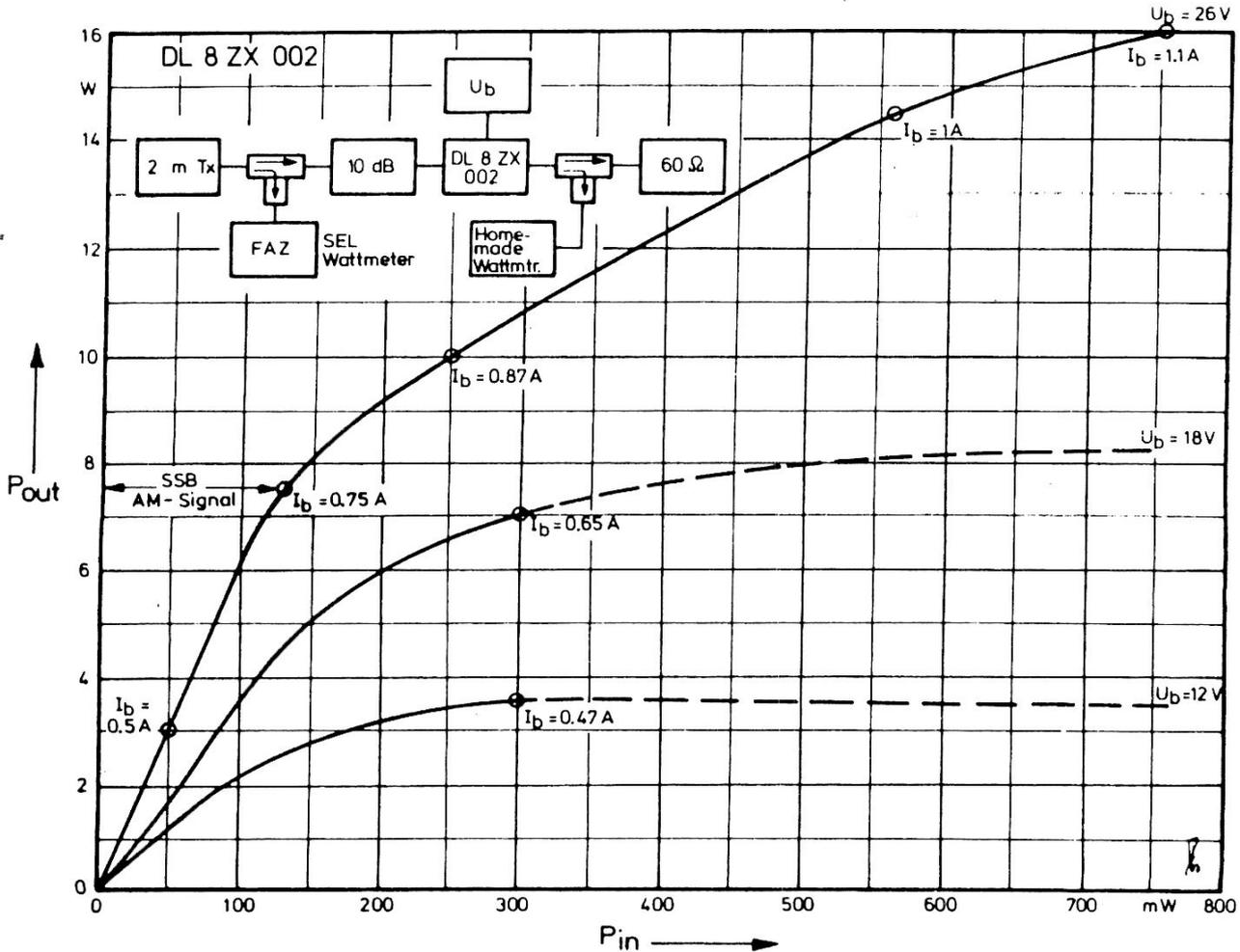


Fig. 2: Courbes des puissances d'entrée et de sortie à différentes tensions

L'emploi d'émetteurs à plus forte puissance de sortie peut se faire en utilisant l'ampli linéaire sans son étage Driver. Dans ce cas, la puissance d'entrée peut être multipliée par 10; par exemple, 1.5 W approximativement pour un fonctionnement en linéaire.

2. ANALYSE DU SCHEMA

La Figure 3 montre le schéma électrique de l'ampli linéaire. T 1 et T 2 sont des transistors Overlay à tension élevée.

Afin d'éviter une commutation pour changer le point de fonctionnement suivant les types de modulation, ce point est réglé, par compromis, en classe AB₁. Les courants de repos sont donc relativement faibles (T 1: 35 mA, T 2: 65 mA). Ils peuvent être modifiés à l'aide des résistances R 2 ou R 4. La stabilisation en température des points de fonctionnement est obtenue grâce aux diodes silicium D 1 et D 2; c'est ainsi que le courant de repos passe de 90 à 100 mA après un fonctionnement continu assez long, tandis que la température du radiateur monte à 60°C.

Les émetteurs des deux transistors sont doublement découplés pour obtenir une inductance négligeable entre émetteur et masse à la très basse impédance présente en ces points. Si l'on ne peut se procurer les valeurs de 5.1 Ohms ou 1.1 Ohms, il est souhaitable de les constituer de résistances en parallèle de plus fortes valeurs (par exemple: 2x10 Ohms, 3x15 Ohms, ou 2x2.2 Ohms, 3x3.3 Ohms). Les résistances "maison" bobinées à la main ne sont pas recommandées.

Les bobines L 3 et L 6 ont une très faible inductance pour éviter des oscillations parasites. Les connexions Pt 5 et Pt 6, sont prévues pour la mesure des courants collecteurs. En cas de mesure continue, des résistances shunt remplaceront le pontage de ces points.

La suppression des harmoniques est améliorée à la sortie de l'ampli linéaire grâce à un filtre passe-bas supplémentaire (C 17, L 5, C 18). L'alimentation se fait également par un filtre passe-bas (C 20, Ch 3, C 21) afin d'éviter toute fuite de HF par cette voie.

La cosse Pt 10 est connectée en permanence à une source 12 V ou plus. La tension positive d'excitation des relais est amenée à l'ampli par le câble coaxial, Pt 1, R 5 et D 3, à une bascule de Schmitt, T 3 et T 4. Le transistor T 3 supprime donc le courant dans T 4, excite les relais A et B, tandis que le relai C est désexcité et que le linéaire est alimenté. Un même résultat s'obtient par Pt 9, R 6 et D 4, mais avec un interrupteur ou un poussoir. Les diodes D 3 et D 4 isolent l'un de l'autre ces deux points de commande.

La tension positive du relai, 12 V (à 24 V) est appliquée au collecteur de T 4 en émission. On peut donc commander la mise en marche d'un convertisseur par Pt 11 et un étage commutateur (Figure 4). Etant donné que les relais A, B et C ne fonctionnent pas sous 6 V, il faut, en mobile 6 V, commuter séparément le convertisseur DC-DC.

En l'absence de tension positive de commande sur la base de T 3, T 4 à nouveau sera passant donc, le relai C excité, la tension de commande du convertisseur DC-DC ramenée à une résiduelle très basse et les relais A et B désexcités, l'ampli linéaire shunté, l'antenne reliée directement à l'émetteur ou au récepteur.

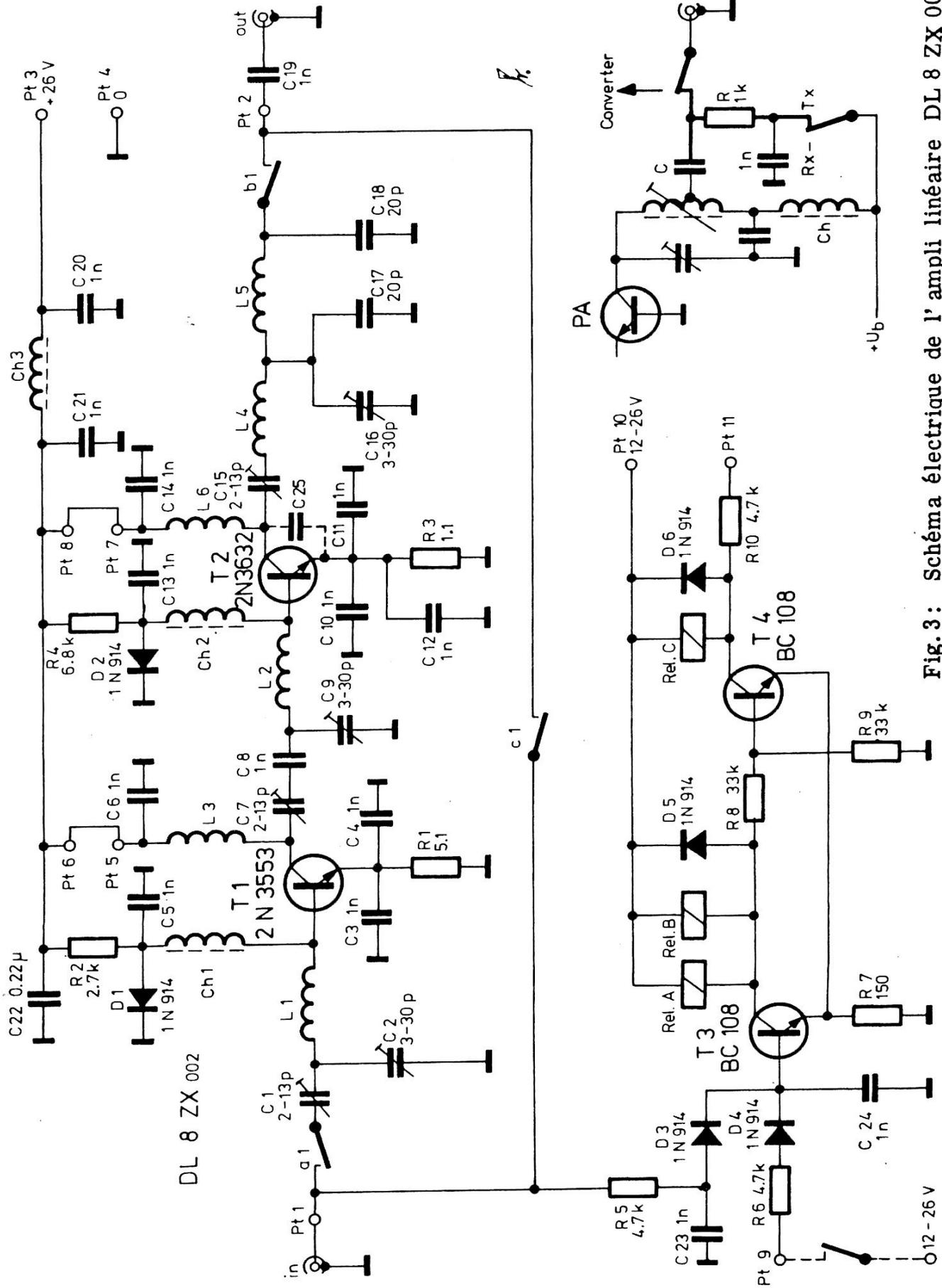


Fig. 3: Schéma électrique de l'ampli linéaire DL 8 ZX 002

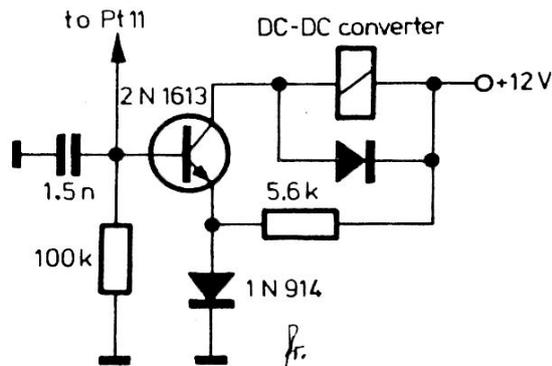


Fig. 4: Schéma de l'étage commutateur d'un convertisseur DC-DC

L'émetteur-récepteur est équipé, pour la commande à distance, d'une liaison RC qui figure également sur le schéma de la Fig. 3. En émission, le connecteur de sortie de l'émetteur reçoit une tension positive de commande du commutateur émission-réception et de la résistance R. Le condensateur d'isolement C se trouve déjà normalement dans le circuit d'émission; ce qui veut dire qu'une tension de commande existera, en émission, dans le conducteur intérieur du câble d'antenne.

Le circuit est suffisamment résistant pour qu'un court-circuit par une antenne refermée (folded) n'ait aucun inconvénient.

3. COMPOSANTS SPECIAUX

T 1 : 2 N 3553
 T 2 : 2 N 3632
 T 3, T 4 : BC 108, 2 N 3704 ou transistor silicium NPN·BF similaire
 D 1 - D 6 : 1 N 914, 1 N 4148 ou diode planar silicium similaire

Relais A, B, C: Bobine d'excitation 16 000 tours / 4600 Ohms
 Contacts a1, b1, c1: Reed miniatures (type Hamlin MRR-2)

Toutes les bobines sont en l'air:

L 1, L 2 : 3 spires en fil de cuivre argenté 10/10, sur mandrin de 5 mm; longueur du bobinage: 7 mm
 L 3, L 6 : 2 spires en fil de cuivre émaillé 5/10, sur mandrin de 5 mm
 L 4 : 6 spires en fil de cuivre argenté 15/10, sur mandrin de 6 mm; longueur du bobinage: 11 mm
 L 5 : 4 spires en fil de cuivre émaillé 10/10, sur mandrin de 5 mm; longueur du bobinage: 7 mm
 Ch 1, Ch 2 : 3 spires en fil de cuivre émaillé sous soie de 25/100, passées à travers une perle de ferrite.
 Ch 3 : Self de choc à large bande (Philips 4312 020 36700)

C 1, C 7, C 15: ajustables à air 2 - 13 pF pour circuit imprimé
 C 2, C 9, C 16: ajustables à air 3 - 30 pF pour circuit imprimé

Radiateur : longueur 100 mm, largeur 70 mm, voir Fig. 1
 Pour T 1 : Radiateur T x P 0503 b (fabriqué par Souriau).

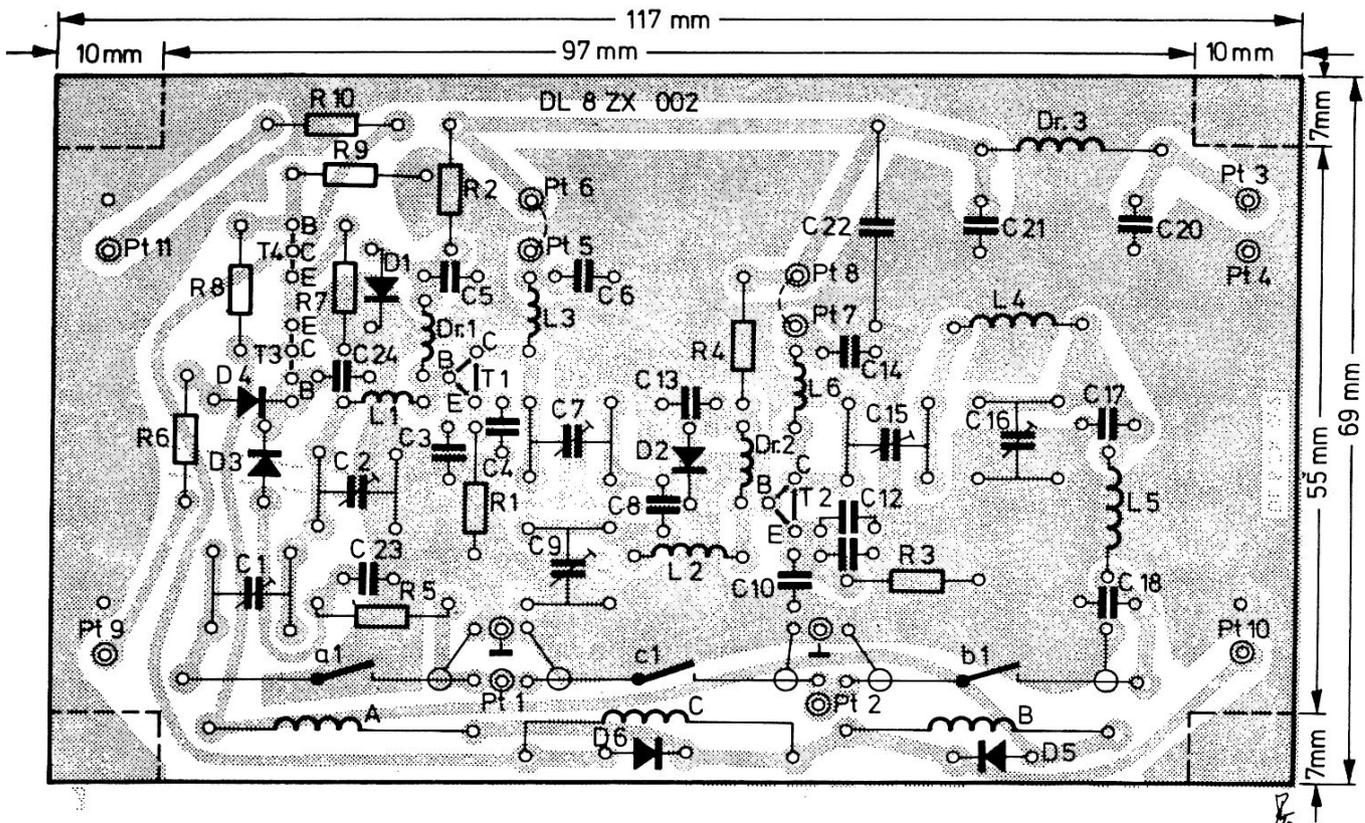


Fig. 5: Circuit imprimé DL 8 ZX 002 et implantation des composants

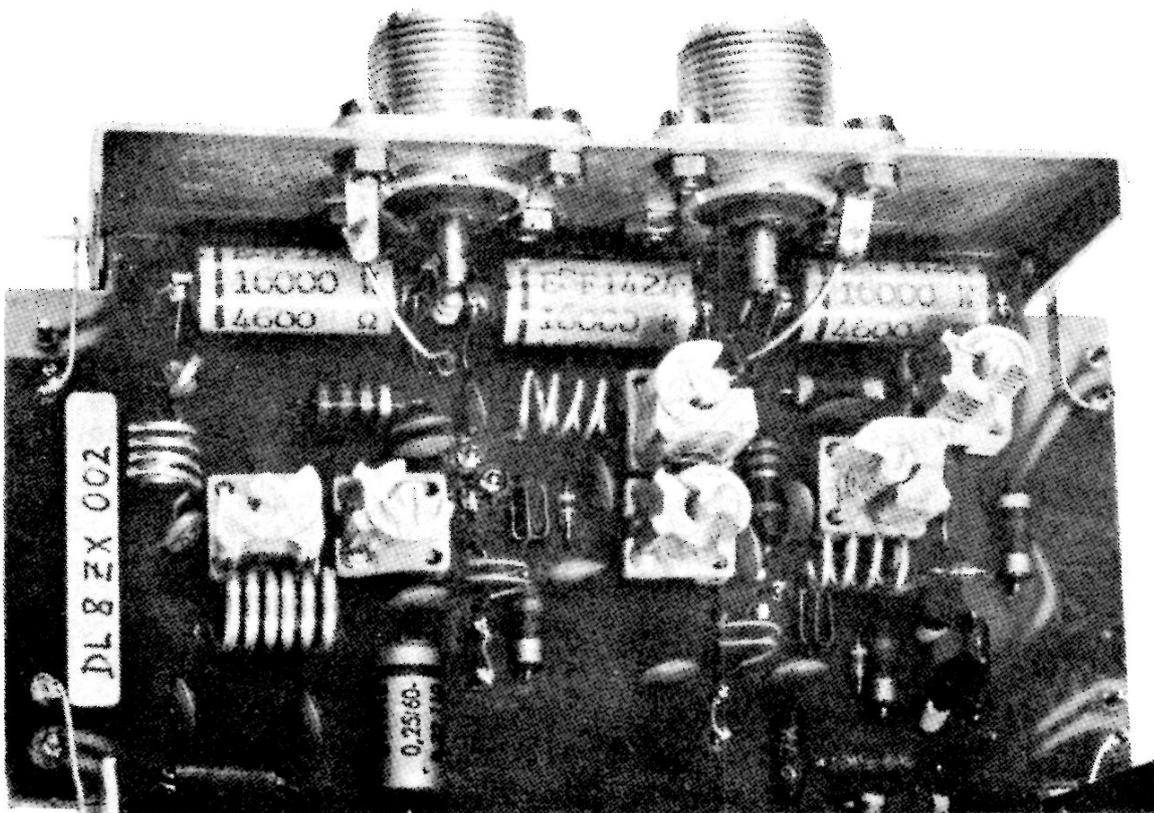


Fig. 6: Vue intérieure du prototype

4. REALISATION

L'ampli linéaire à deux étages, les relais et l'étage de commutation prennent place sur un circuit imprimé référencé DL 8 ZX 002, de 115 x 70 mm. La Figure 5 montre le circuit imprimé ainsi que l'implantation des composants. Le circuit imprimé se loge dans un boîtier TEK0 3 B. Ses connexions devant dépasser du boîtier, il faudra couper les quatre coins. Le circuit dépassera alors de 10 mm de chaque côté du boîtier; la figure 6 montrant l'accessibilité de ces connexions.

Il faut percer un petit trou au centre des connexions émetteur, base, collecteur des transistors T 1 et T 2, pour le repérage des vis de fixation de ceux-ci. Les trous de passage émetteur, base et collecteur de ces deux transistors sont équipés d'oeillets soudés aux conducteurs respectifs.

Les bobines des relais sont en l'air et non pas bobinées sur des mandrins. Une feuille de cuivre aux dimensions appropriées, recouverte d'isolant afin d'éviter les court-circuits, doit être placée à l'intérieur des bobines. Cette feuille de cuivre est nécessaire pour obtenir une impédance correcte aux contacts Reed. Sans cela, l'atténuation du couplage entre l'entrée et la sortie de l'ampli ne serait pas suffisamment forte.

Le circuit imprimé fini est provisoirement positionné dans le boîtier pour le pointage des trous de fixation de T 1 et T 2 à travers les petits trous de repérage préalablement percés. Ensuite, il faut le retirer et percer les trous à 5.2 mm de diamètre. Les trous correspondants, sur le radiateur, sont pointés en face et percés. Le radiateur est fixé uniquement par la tige filetée de T 2.

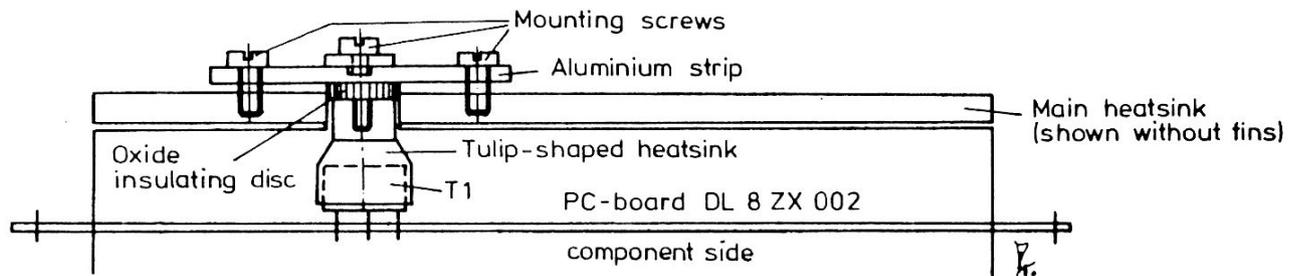


Fig. 7: Support et refroidissement du transistor T 1

Le refroidissement du transistor T 1 est quelque peu problématique, étant donné la hauteur des radiateurs classiques. Pour cette raison, on utilisera un modèle spécial avec rondelle isolante au béryllium ou en aluminium. Le radiateur est présenté en Fig. 7. Boîtier et radiateur percés à 11 mm de diamètre environ au-dessus de la position de montage de T 1, on peut alors mettre en place le radiateur spécial sans qu'il touche les bords du trou. Il est maintenu en place, isolé du radiateur principal au moyen de vis, par une petite bande d'aluminium.

Le boîtier et quatre bandes de papier isolant (genre Latéroid) nécessaires au maintien du circuit imprimé sont préparées. Les dimensions en sont données en Fig. 8.

Ces quatre bandes sont alors collées dans la boîte et le transistor T 2 est vissé légèrement dans le boîtier et le refroidisseur. Le circuit imprimé est ensuite mis en place en l'orientant de façon à amener les pattes du transistor de puissance en face des oeillets; les faire pénétrer et visser fermement le transistor puis le souder. Les oeillets assurent un bon contact avec le côté conducteur. Après cela, T 1 peut être monté, comme l'indique la figure 7.

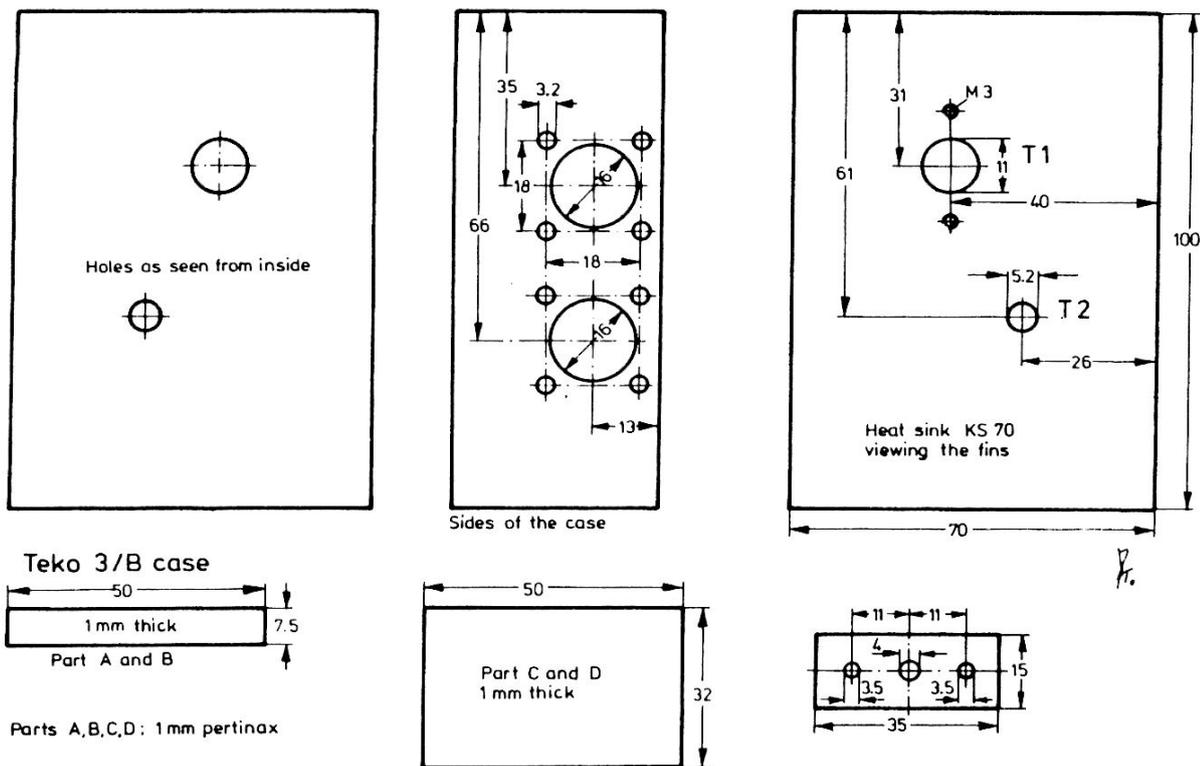


Fig. 8: Croquis et cotes du boîtier et du radiateur

Après mise en place des prises coaxiales, il faut les raccorder à l'entrée et à la sortie. L'entrée est connectée par un bout de fil de cuivre argenté au point Pt 1. Le condensateur d'isolement C 19 sert de connexion entre la sortie du circuit imprimé et la prise. En outre, six points de masse sont nécessaires: quatre par cosses de masse réunies aux quatre vis de fixation du boîtier et deux par de gros fils à proximité de Pt 1 et de Pt 2, aux vis de fixation des prises coaxiales. Le neutrodynage est renforcé par une large bande de cuivre (Fig. 5) placée entre deux points de masse assez éloignés l'un de l'autre. Les points de masse raccordés, l'ampli linéaire se trouve prêt pour les réglages.

5. REGLAGES

Brancher la sortie à une résistance de charge, à travers un indicateur de puissance, par exemple, réflectomètre, comme celui décrit en (2) puis, brancher une source 12 à 26 V aux points Pt 9 et Pt 10. Les relais A et B sont excités. Brancher une résistance de 30 Ohms environ entre Pt 5 et Pt 6 à la place du Strap et de 15 Ohms environ entre Pt 7 et Pt 8. Régler les courants de repos des transistors T 1 puis T 2 au milliampèremètre. Le courant de repos de T 1 sera ajusté à 35 mA environ en remplaçant, au besoin, R 2 par une autre valeur; et celui de T 2 à 65 mA par R 4.

Ouvrir à moitié les condensateurs ajustables. Attaquer l'ampli avec une excitation de l'ordre de 50 mW. Régler soigneusement tous ces ajustables pour l'obtention d'une puissance de sortie maximale. Répéter ces réglages à plusieurs reprises. Faire varier l'attaque: la puissance de sortie doit alors varier également.

Rétablir les ponts Pt 5/Pt 6 et Pt 7/Pt 8 ou y mettre des résistances de faible valeur. Mesurer le courant circulant vers Pt 3. La figure 2 indique quelques valeurs de I_p . Rebrancher l'excitation de l'ampli linéaire et parfaire l'alignement. L'ajustable C 15 ne doit pas être fermé à fond car l'étage de sortie ne

serait pratiquement pas chargé. Une capacité de 10 pF sera branchée entre le collecteur et l'émetteur de T 2. Comme il est expliqué en (1), cela évitera de détruire T 2 en cas de fausse manoeuvre.

Il est possible de déterminer si la fréquence de coupure du filtre passe-bas est assez élevée, en enfonçant une "baguette magique" (noyau ferrite VHF + noyau aluminium) dans la self L 5. Avec le noyau ferrite, la puissance de sortie devrait baisser et ne devrait pas augmenter avec celui d'aluminium. Si nécessaire, écarter les spires de L 5 pour que les deux conditions ci-dessus soient remplies. On obtiendrait le même résultat en changeant les valeurs de C 17 et de C 18.

6. COMPOSANTS DISPONIBLES

Le circuit imprimé DL 8 ZX 002 ainsi que divers composants de l'ampli linéaire sont disponibles chez les éditeurs ou leur représentants. Se reporter au tarif.

7. REFERENCES

- (1) H. J. Brandt: A Transistorized Power Amplifier for 2 m
Using the 2 N 3632, Part II
VHF COMMUNICATIONS 3 (1971), Edition 4, Pages 235-247
- (2) R. Griek: Simple Stripline Reflectometers for 144 and 432 MHz
VHF COMMUNICATIONS 3 (1971), Edition 2, Pages 89-92
EDITION SPECIALE F 1 (Mai 1972), Pages 116-119

UN AMPLIFICATEUR 432 MHz STRIPLINES, 18 W

par K. Hupfer, DJ 1 EE

Une nouvelle génération d'équipement a été étudiée pour le trafic mobile professionnel en UHF. Les fabricants de semiconducteurs ont mis au point un transistor de puissance pour ce genre d'équipement, permettant une puissance de sortie allant jusqu'à 20 W sous 12-14 V. Ces transistors sont donc très intéressants pour le mobile, sur la bande Amateur 70 cm, puisqu'ils permettent de réaliser un amplificateur de puissance efficace. Un amplificateur à 3 étages, sortie 18 W, est décrit ci-après. Toutes les inductances sont des Striplines imprimées sur du verre époxy double face. Sa reproductibilité est donc extrêmement bonne et ses dimensions très compactes.

1. CARACTERISTIQUES

Les mesures suivantes ont été faites sur des transistors Philips :

Puissance de sortie:	16 W minimum - 20 W maximum (50 Ohm)
Puissance d'attaque:	300 mW minimum - 500 mW maximum
Tension drain à 13.5 V:	2.9 A à 3.0 A
Suppression de la première harmonique (864 MHz):	Environ 30 dB

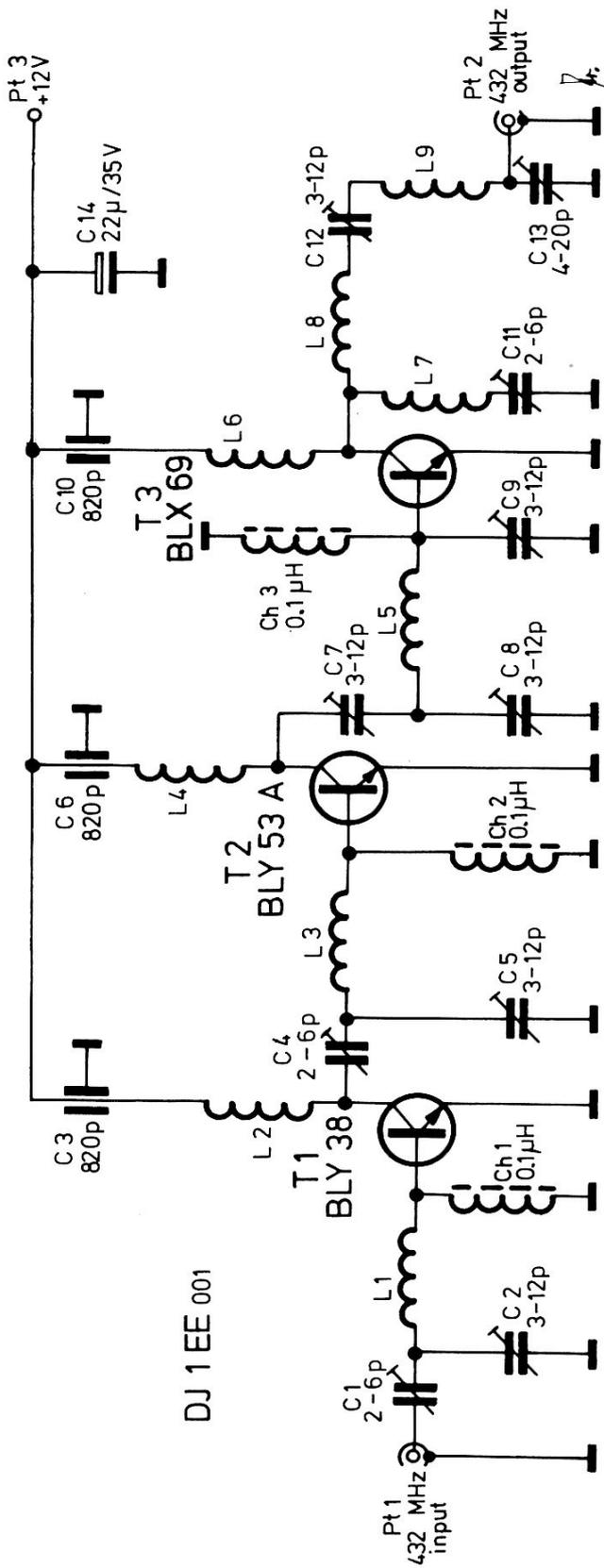
Cet amplificateur a également été réalisé avec des transistors RCA: pour T 1 et T 2: 2 N 5914 et pour T 3: 2 N 5915. Avec cette version, une puissance de sortie d'environ 8 W a été obtenue.

2. ETUDE DU CIRCUIT

Le schéma électrique de cet amplificateur à 3 étages est donné en fig.1. L'impédance d'entrée et de sortie est de 50 Ohm. Toutes les inductances nécessaires à la transformation et à la sélectivité sont sous forme de Stripline imprimées (L 1 à L 9). Elles ont été calculées comme décrit en (1).

La puissance d'attaque d'environ 350 mW est adaptée à la basse et complexe impédance base-émetteur du transistor T 1 à l'aide de la liaison d'adaptation C 1, C 2, L 1. Une puissance d'environ 2 W est disponible sur le collecteur et qui est amenée à la base du transistor T 2 par le système d'adaptation C 4, C 5, L 3. Cet étage amplifie également d'environ 4 fois ce qui permet de mesurer 8 W au collecteur. La puissance est alors amenée au transistor de sortie T 3 par l'intermédiaire d'un système d'adaptation identique. Un système plus élaboré transpose l'impédance de charge de 50 Ohm en celle requise par le fonctionnement du transistor T 3.

Les selfs de choc Ch 1 à Ch 3 pour la masse DC des connections base ne sont pas critique. Des selfs de choc ferrite miniatures d'environ 100 nH sont utilisées dans ce montage. Les tensions DC du collecteur sont amenées au transistor par les selfs à induction basse L 2, L 4, L 6, qui sont également sous forme de Striplines.



DJ 1 EE 001

Fig. 1: Schéma électrique de l'amplificateur 432 MHz à 3 étages

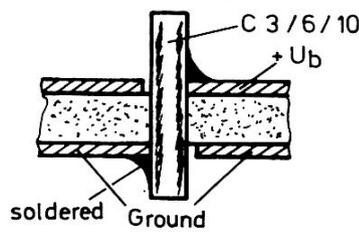
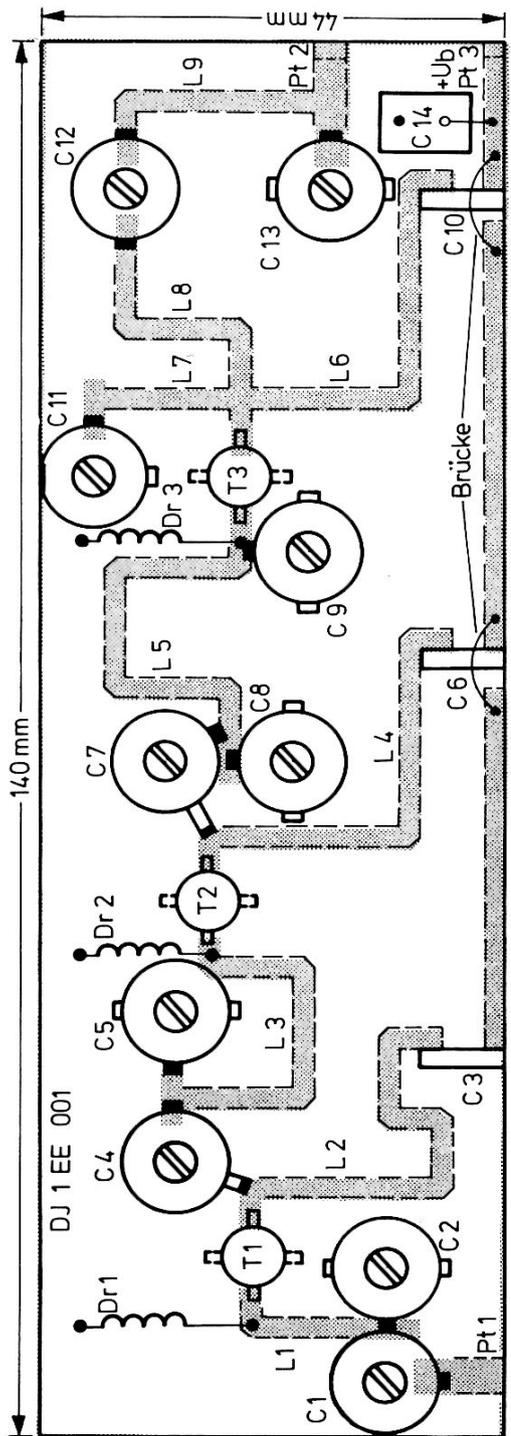


Fig. 2: Implantation des composants et Striplines du circuit imprimé DJ 1 EE 001

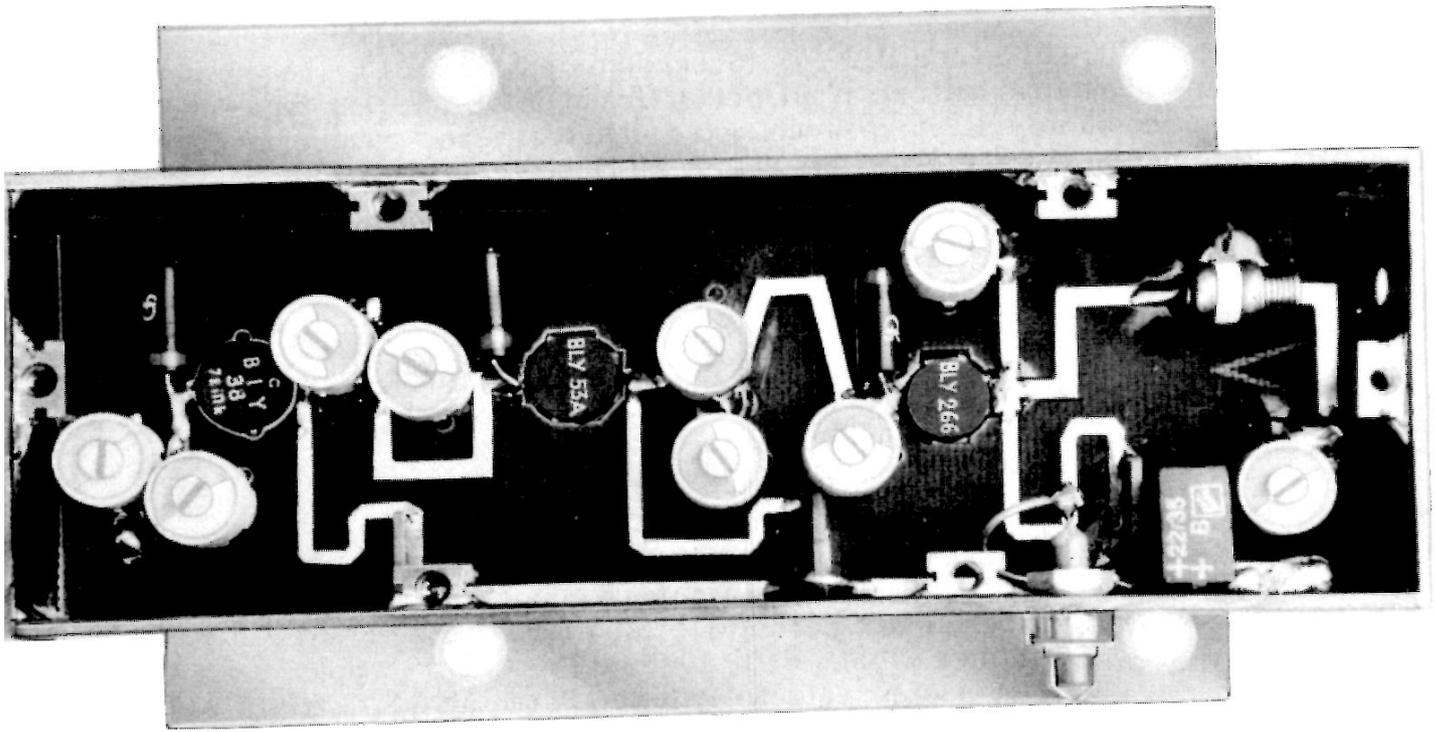


Fig. 3 :

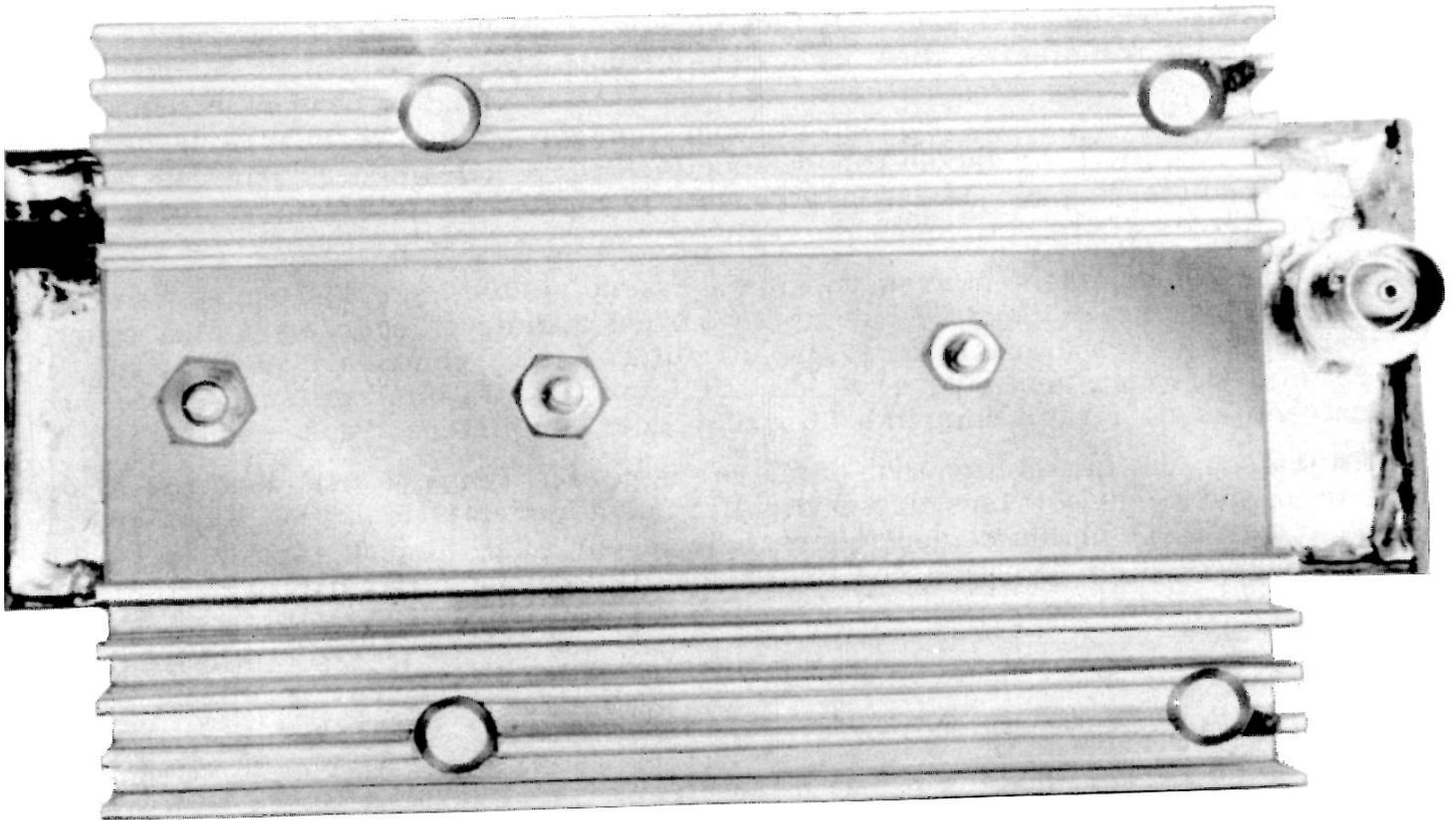


Fig. 4 :

Le transistor de puissance BLX 69 (précédemment 266 BLY) récemment étudié par Philips n'est pas encore d'un prix "Grand Public". Des types moins onéreux, par exemple, RCA, peuvent être utilisés, sans aucune modification du circuit imprimé.

3. COMPOSANTS

T 1: BLY 38 (Philips)
T 2: BLY 53 A (Philips)
T 3: BLX 69 (Philips)
C 1, C 4, C 11: trimmers céramiques 2-6 pF (\emptyset 10 mm)
C 2, C 5, C 7, C 8, C 9: trimmers céramiques 3-12 pF (\emptyset 10 mm)
C 3, C 6, C 10: condensateurs céramiques disques, sans fil, 820 pF
C 12: condensateur céramique tubulaire 3-12 pF
C 13: trimmer 4-20 pF (\emptyset 10 mm)
C 14: Condensateur électrolytique au tantal de 22 μ F
Ch 1 à Ch 3: Choc ferrite 100 nH

4. CONSTRUCTION

Tous les composants sont montés sur un circuit imprimé double face, référencé DJ 1 EE 001, de 140 x 44 mm. La fig.2 montre le circuit imprimé avec les composants et les Striplines. Il faut percer le circuit pour les connexions de masse et les transistors. Les connexions Chaudes sont directement soudées aux lignes conductrices. Des encoches doivent être aménagées dans le circuit imprimé pour les capacités bypass qui sont montées comme le montre le dessin. La ligne positive de la tension de fonctionnement est amenée, par des ponts, aux capacités by-pass de façon à pouvoir connecter un milliampèremètre à la place de ces ponts, en cours de réglage.

Les détails complémentaires du montage sont visibles sur les photos des fig. 3 et 4. Le circuit imprimé est monté sur un radiateur légèrement plus court, refroidissant les 3 transistors. Le circuit doit être ceinturé d'un blindage de 15 mm de haut, en plaque de circuit imprimé. Ce blindage sera soudé aux extrémités du circuit imprimé. Un couvercle complètera l'ensemble.

En raison de la relation non-linéaire entre les tensions HF d'entrée et de sortie, cet ampli convient plus particulièrement aux émissions FM. A bas niveau d'attaque, avec un ajustement correct de la porteuse, il peut être utilisé pour une amplification AM avec une distorsion BF pouvant atteindre 10 %.

5. REFERENCES

- (1) K. Hupfer: Striplines for VHF and UHF
VHF COMMUNICATIONS 3 (1971), Edition 4, Pages 207-216

UN AMPLIFICATEUR STRIPLINE 432 MHz UTILISANT UNE 2 C 39

par A.Tautrim, DJ 2 PU

Les lampes du type 2 C 39 peuvent être généralement trouvées à bon marché, auprès des revendeurs de surplus, puisqu'elles ne sont utilisées que pendant de courtes périodes, en liaisons micro-ondes, avant d'être remplacées à intervalles réguliers par de nouveaux tubes. Bien que ces tubes puissent être utilisés dans les bandes 70 cm, 24 cm et 12 cm, ils permettent une certaine standardisation quant aux alimentations, aux ventilations et autres détails dans la station. La plage de puissance de ces tubes se situe entre les EC 8020 et les 4 X 150. Les principaux avantages de ce P.A. sont d'une part, la compacité de ses dimensions et, d'autre part, la faible proportion du travail de tôlerie nécessaire à sa construction. On utilise des plaques de métal et non des pièces fortement usinées. La **Figure 1** montre le prototype de l'auteur.

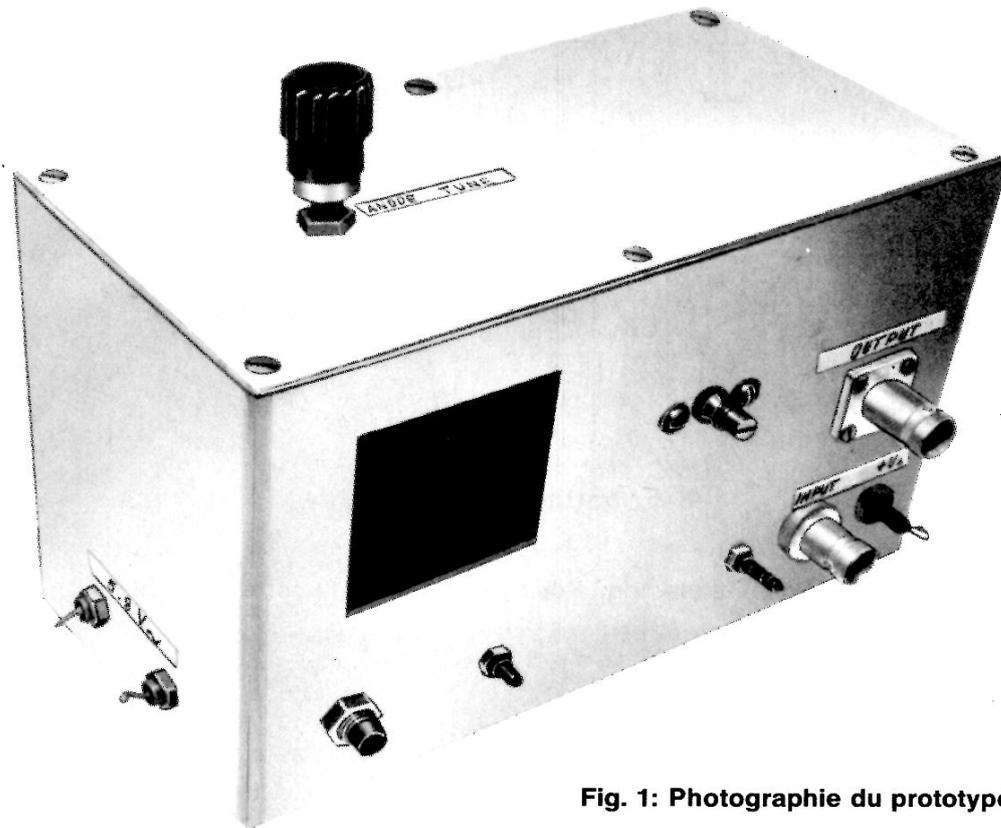


Fig. 1: Photographie du prototype de l'auteur

1. CARACTERISTIQUES

La puissance de sortie de cet amplificateur 432 MHz est de 20 W sous une tension plaque de 400 V et 45 W sous 800 V. Les tensions plaque maximum absolues sont de 1000 V pour une porteuse non modulée (CW et FM) et de 600 V pour 100 % de modulation en AM. En SSB, les pointes de tension apparaissant durant la modulation de la tension plaque, 1200 V, peuvent être considérées comme des valeurs maximales. Les fiches techniques de ce tube établissent que sa durée de vie dépend de la puissance de charge dudit tube et plus spécialement, de la

tension plaque aux fréquences élevées. Il est alors nécessaire d'obtenir la puissance de sortie requise sous la tension plaque la plus faible possible. Une ventilation suffisante et une tension de chauffage correcte sont les deux critères les plus importants à respecter, pour augmenter la durée de vie des tubes. Des précisions complémentaires seront données par la suite.

La puissance d'excitation nécessaire se situe entre 1 W et 5 W afin d'obtenir les puissances de sortie indiquées. L'auteur utilise un autre étage identique comme Driver, opérant sous une tension plaque de 300 V et sans ventilateur. L'étage driver nécessite une excitation entre 500 mW et 200 mW, ce qui peut être facilement obtenu à partir de transverters transistorisés, tels que DJ 6 ZZ 002 (1) ou DC 6 HY 002 (2). Un étage driver équipé d'une EC 8020 est également utilisable: par exemple DC 6 HY/LIN (2).

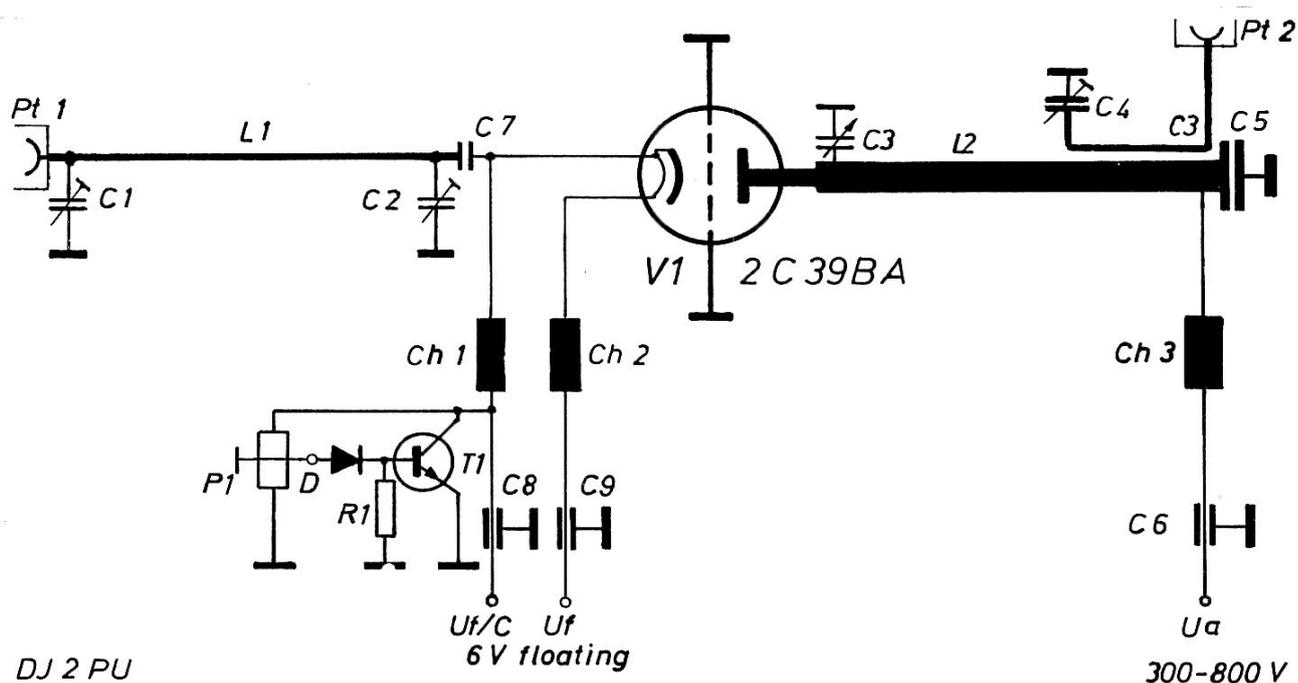


Fig. 2: Schéma électrique de l'amplificateur linéaire à 2 C 39

2. ETUDE DU CIRCUIT

La **Figure 2** montre le schéma électrique de l'amplificateur avec grille à la masse. Comme la cathode est directement reliée au chauffage, à l'intérieur du tube, il n'est pas possible de mettre le chauffage à la masse, car la cathode doit être polarisée positivement par rapport à la grille qui est à la masse. La tension de polarisation est produite par un circuit bipolaire à courant constant (2) équipé du transistor T 1. La polarisation peut être ajustée à l'aide du potentiomètre P 1.

L'accord de l'impédance d'entrée et de la sélectivité est fait à travers un filtre passe-bas en PI comprenant C 1, L 1 et C 2. Les selfs de choc Ch 1 et Ch 2 empêchent le retour de HF sur les lignes de chauffage.

La plaque travaille dans un circuit stripline $\lambda/4$ et la tension plaque est amenée à travers la self de choc Ch 3 au côté froid de cette ligne. Une ligne de couplage résonance série (C 4, L 3) est utilisée pour transférer la puissance de sortie au connecteur de sortie Pt 2.

Au moment de choisir les composants, il faudra s'assurer que les condensateurs C 3, C 5 et C 6 supporteront bien la totalité du courant continu de la tension plaque; C 3 doit également »tenir« les pointes de HF. La totalité du courant HF du circuit stripline résonant doit traverser le condensateur C 5.

3. CONSTRUCTION

La **Figure 3** montre une vue en coupe de l'amplificateur, ainsi que les dimensions du panneau frontal (en bas). Les chiffres cerclés désignent les parties suivantes:

- 1 Axe du condensateur C 3
- 2 Couvercle supérieur avec accord
- 3 Plaque Stripline
- 4 Boitier
- 5 Plaque de mica
- 6 Plaque de grille
- 7 Plaque inférieure (base)
- 8 Vis de montage et connexion HT
- 9 Disque de C 3
- 10 Tube 2 C 39
- 11 Surface isolante (mica) sur disque
- 12 Bague de contact de grille

Les illustrations données aux **Figures 4 à 11** montrent individuellement les différentes parties mécaniques et la construction, ainsi que les photographies de l'intérieur du prototype de l'auteur, vu de dessus et vu de dessous. Toute la partie mécanique est réalisée à partir de feuille de laiton (ou de cuivre) de 10/10, 20/10 et 30/10. Les surfaces conduisant le courant HF sont suffisamment grandes pour ne pas nécessiter l'argenture des parties métalliques. Toutefois, l'auteur a préféré argenter son prototype.

Un tube de laiton de 19 cm de diamètre extérieur et 1 mm d'épaisseur a été utilisé pour confectionner la bague de grille (partie 12). La gorge intérieure a été préparée à l'aide d'un petit coupe-tube. Ce coupe-tube est placé à environ 1.5 mm de la base du tube pour l'entailler. Après quelques tours du coupe-tube, une gorge se forme (**Fig.3**, partie 12). Mesurer pour voir si le diamètre intérieur requis de 16.5 mm est obtenu. En l'absence d'un moyen de contrôle précis, on peut utiliser le tube 2 C 39 en l'introduisant jusqu'à ce que la bague de grille touche la partie centrale du tube. La bague de grille doit entrer sur le tube de laiton, sans jeu. Si la bonne mesure n'est pas atteinte, continuer **soigneusement** au coupe-tube, jusqu'à son obtention. Il faut alors couper le tube sur une longueur de 10 mm et aléser. La bague de connexion de la plaque (**Fig.7**, No.3 et 4) est confectionnée de la même manière dans un tube de laiton de 29 mm de diamètre extérieur et de 1 mm d'épaisseur. La bague de plaque devra être soudée (ou plutôt brasée) à angle droit sur la plaque 3.2 (**Fig.7**).

Bien entendu, les lecteurs pourront utiliser des bagues toutes faites, à la place des pièces dont la réalisation Home-Made vient d'être expliquée.

La plaque Stripline (no.3.2) forme un tout (no.3) avec l'entretoise (no.3.3) et le plan de masse (no.3.1); la plaque Stripline est alimentée à travers la vis de montage (no.8). Le plan de masse est isolé par rapport à la plaque de grille au travers d'une feuille de mica (no.5) et forme ainsi le condensateur by-pass C 5. La capacité ainsi obtenue est d'environ 500 pF pour une épaisseur de mica 0.5 mm; ceci représente une résistance d'environ 1 Ohm en courant alternatif.

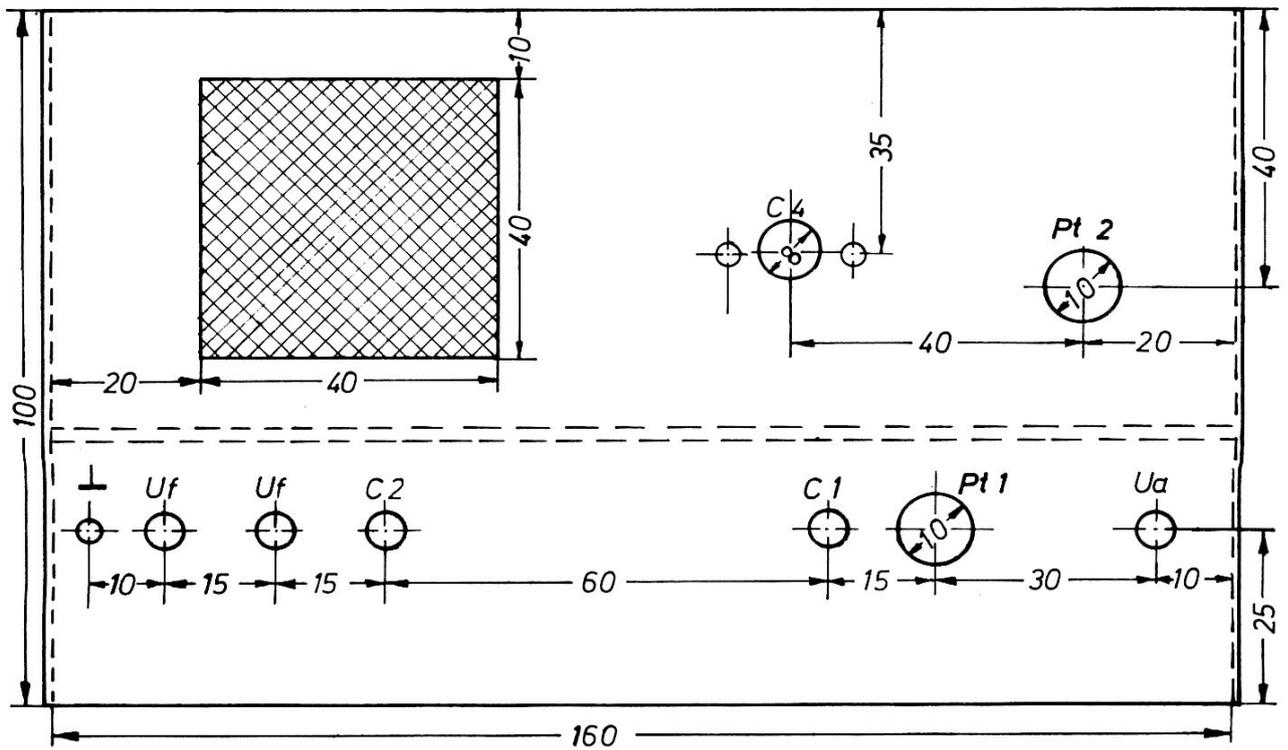
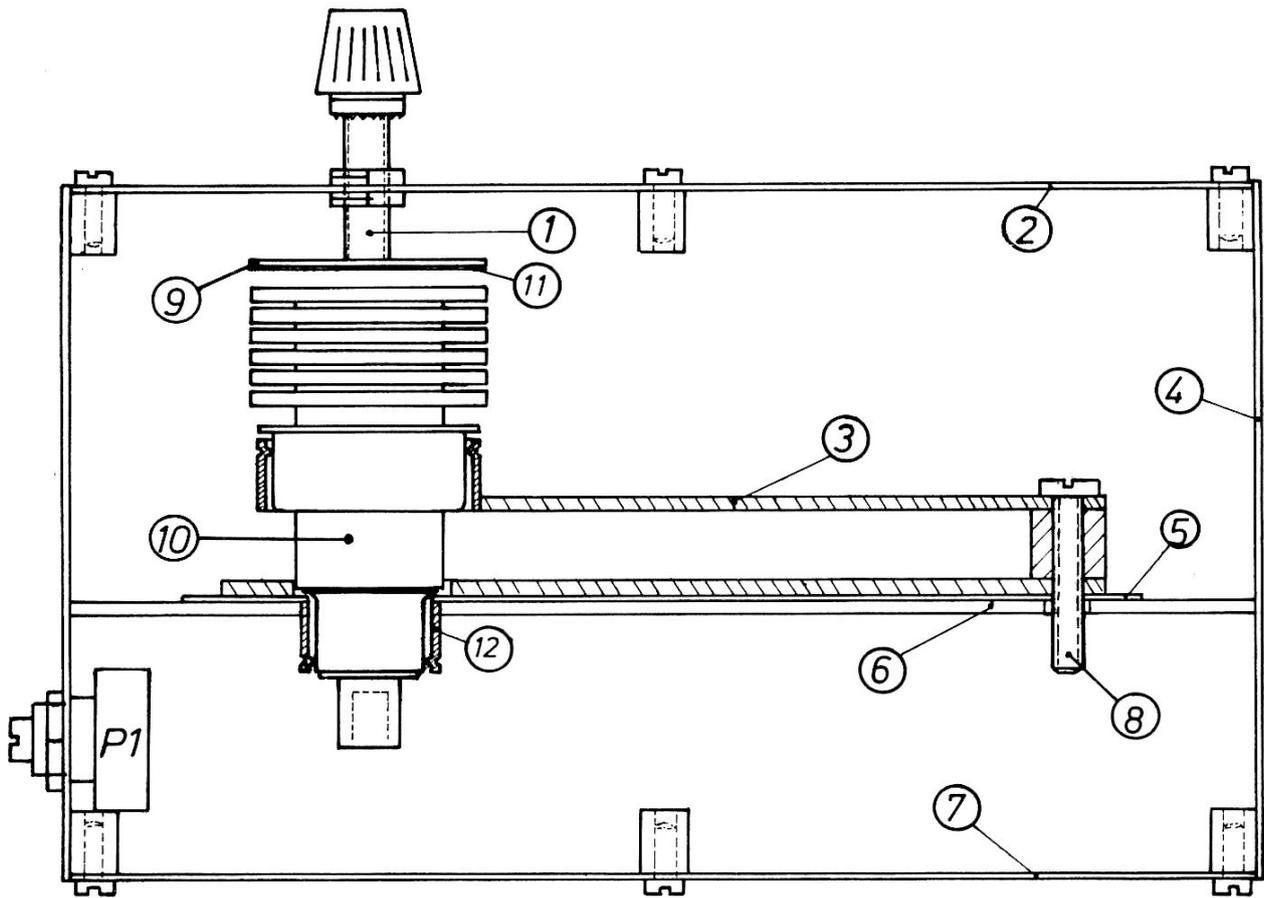


Fig. 3: Vue en coupe (en haut) et dimensions du panneau avant

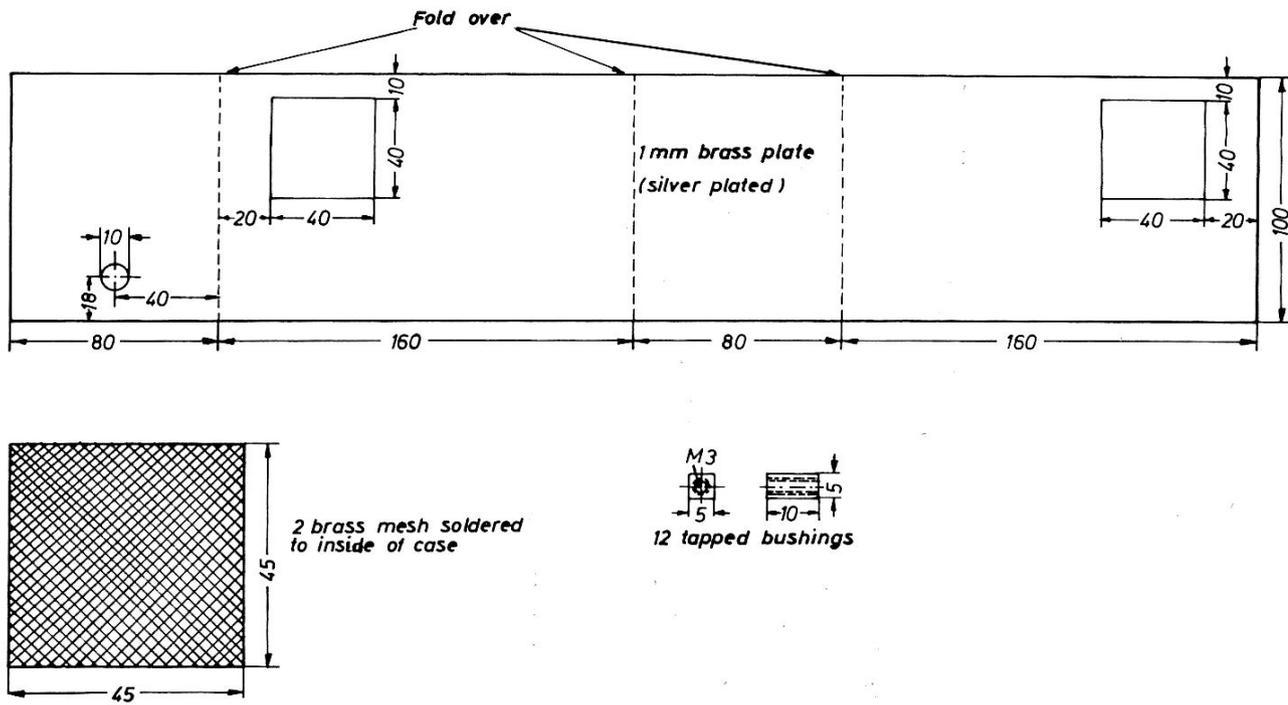


Fig. 4: Construction du boîtier et ventilation

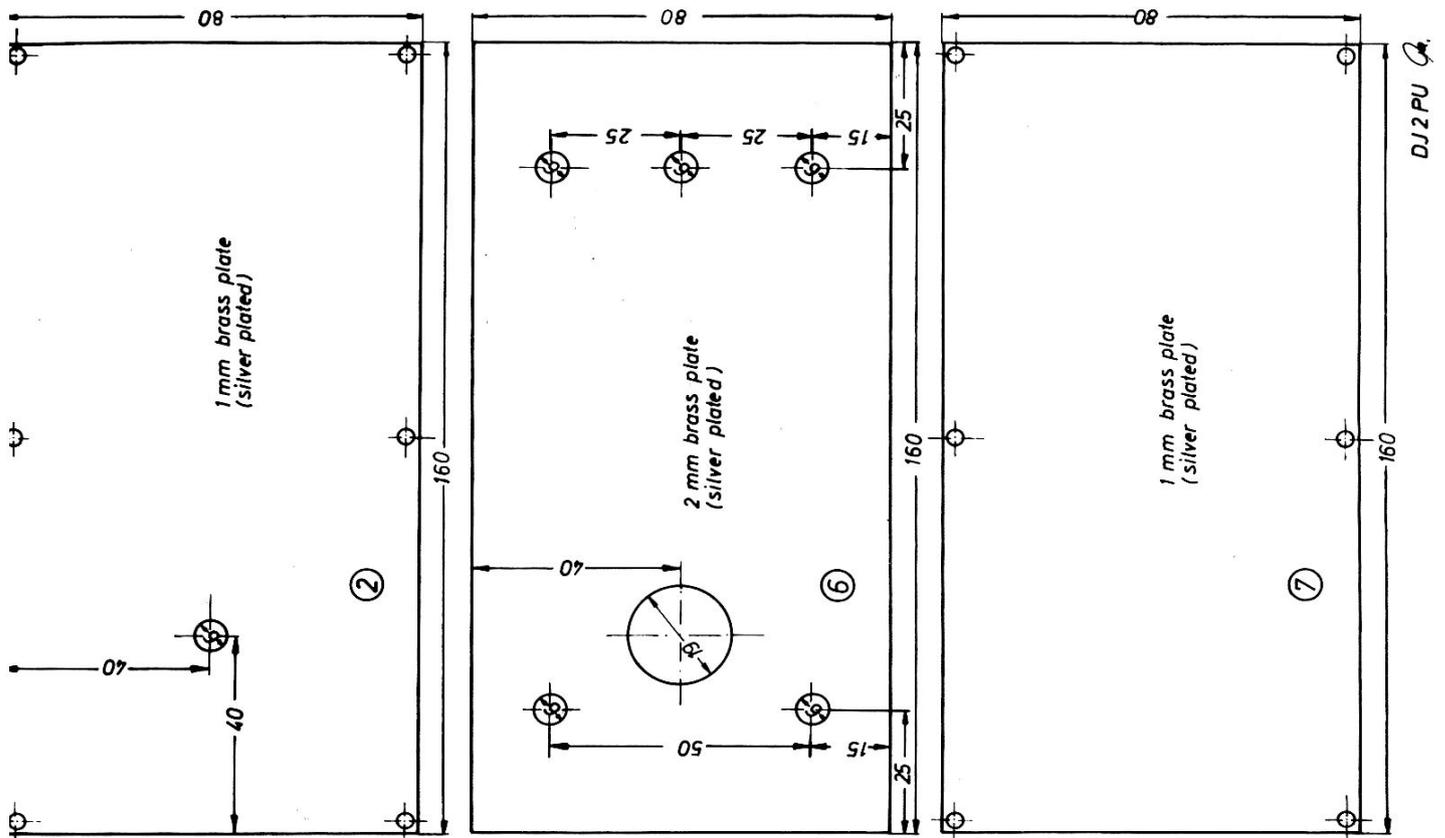


Fig. 5: Couvercle avec trou pour l'accord (à gauche), Plaque de Grille (au centre), Plaque du fond (à droite)

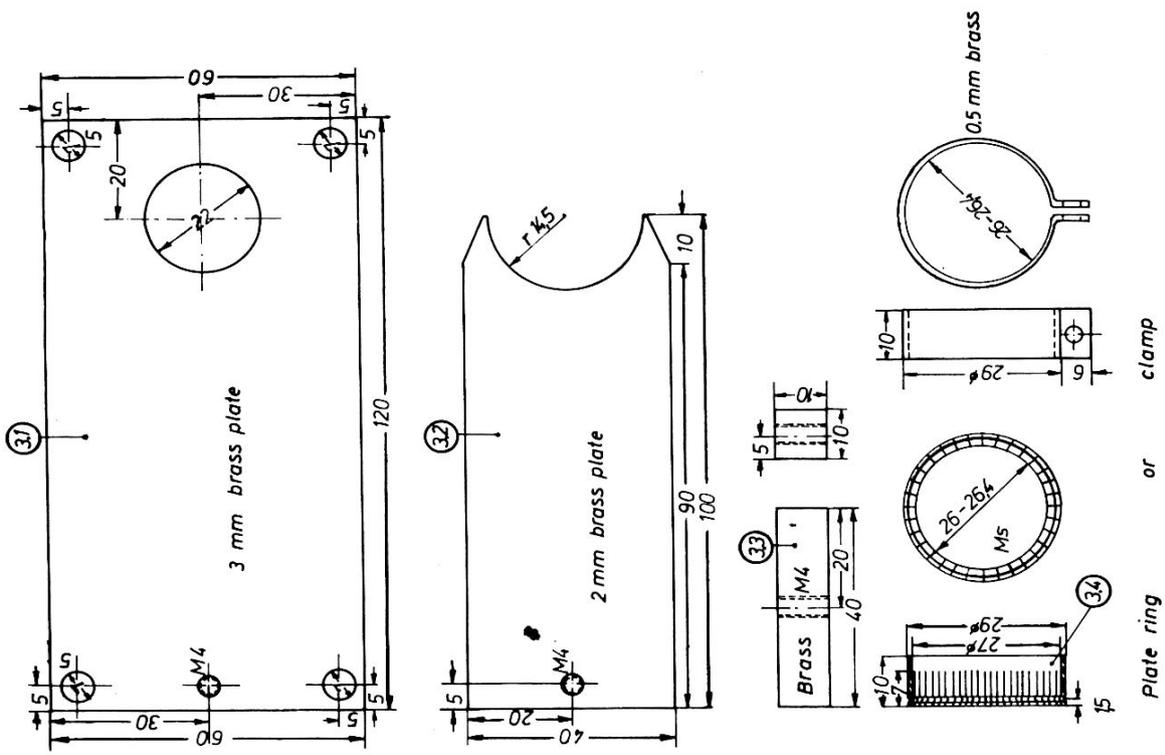


Fig. 6: Pièces du circuit Stripline

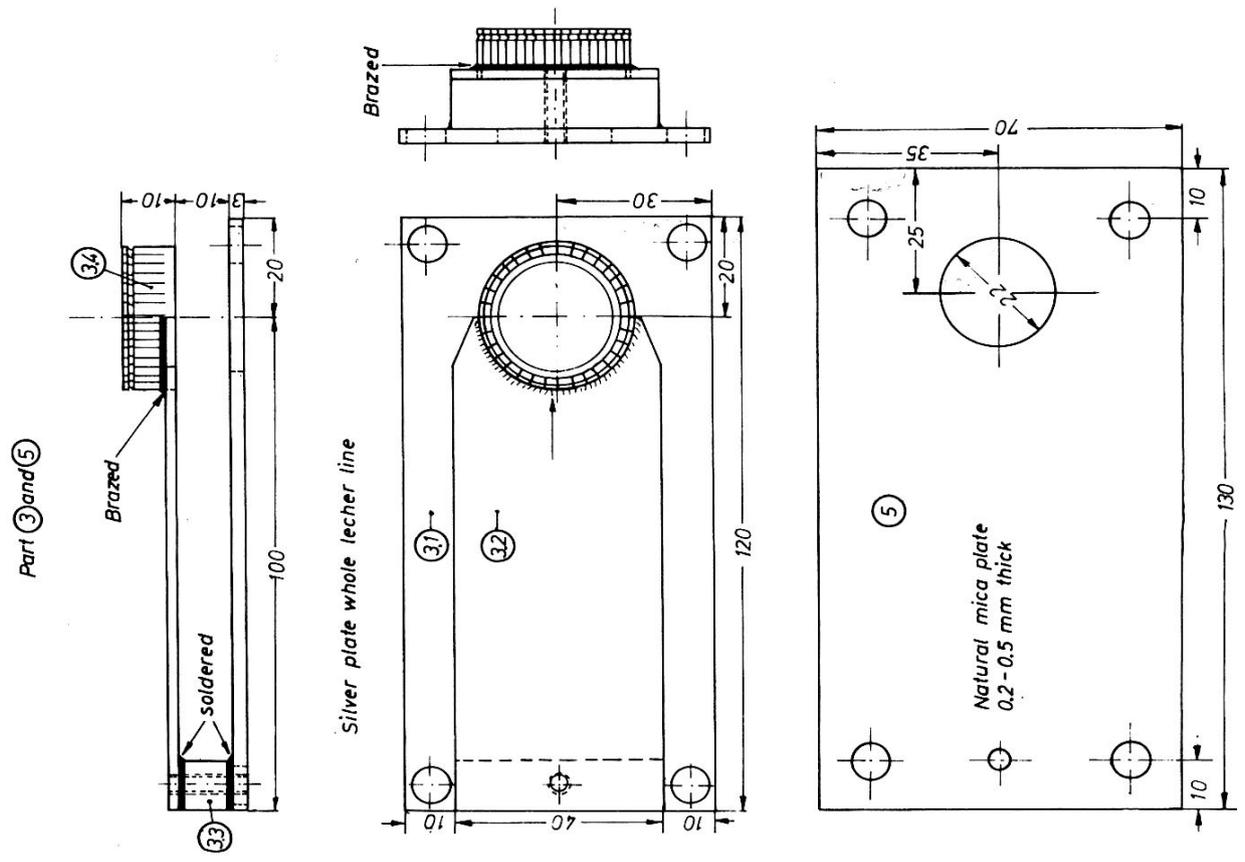


Fig. 7: Construction de la plaque Stripline

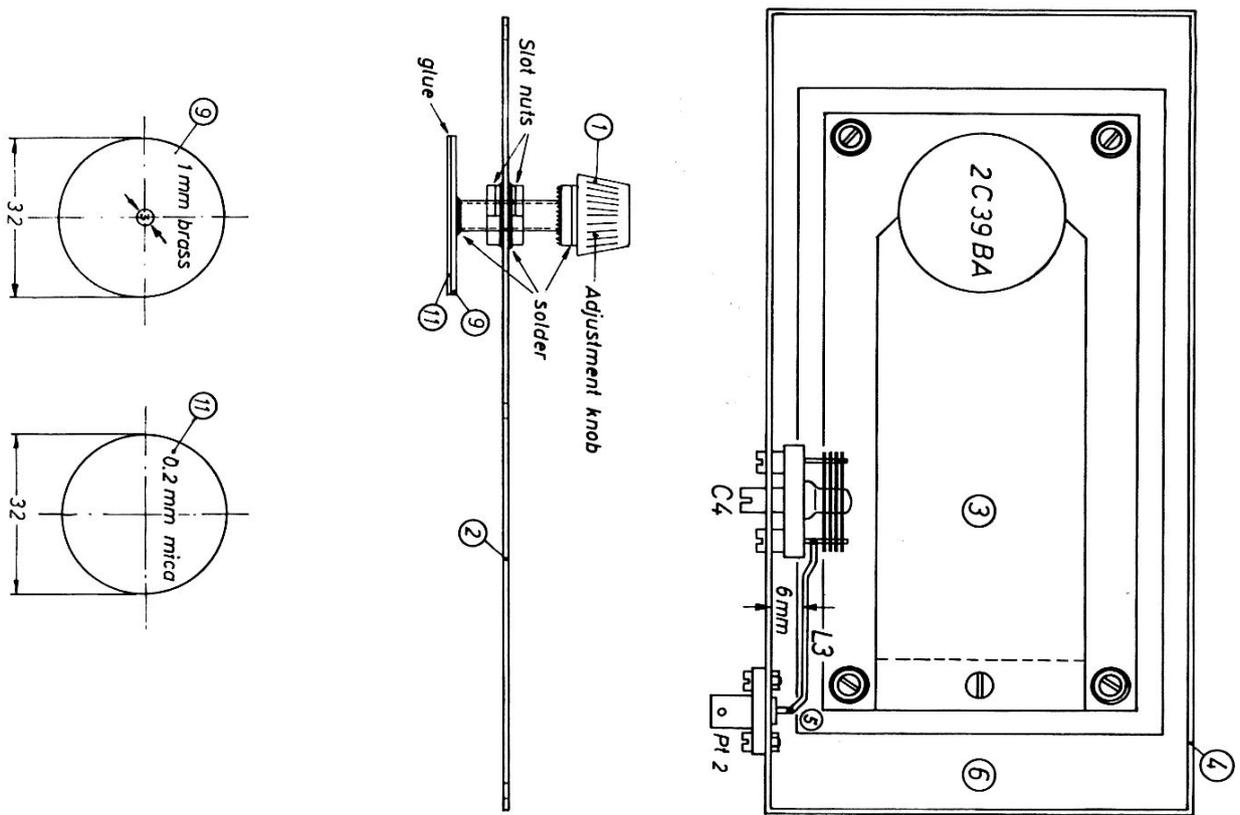


Fig. 8: Dessin de l'amplificateur, vu de dessus, et des pièces du condensateur d'accord C 3

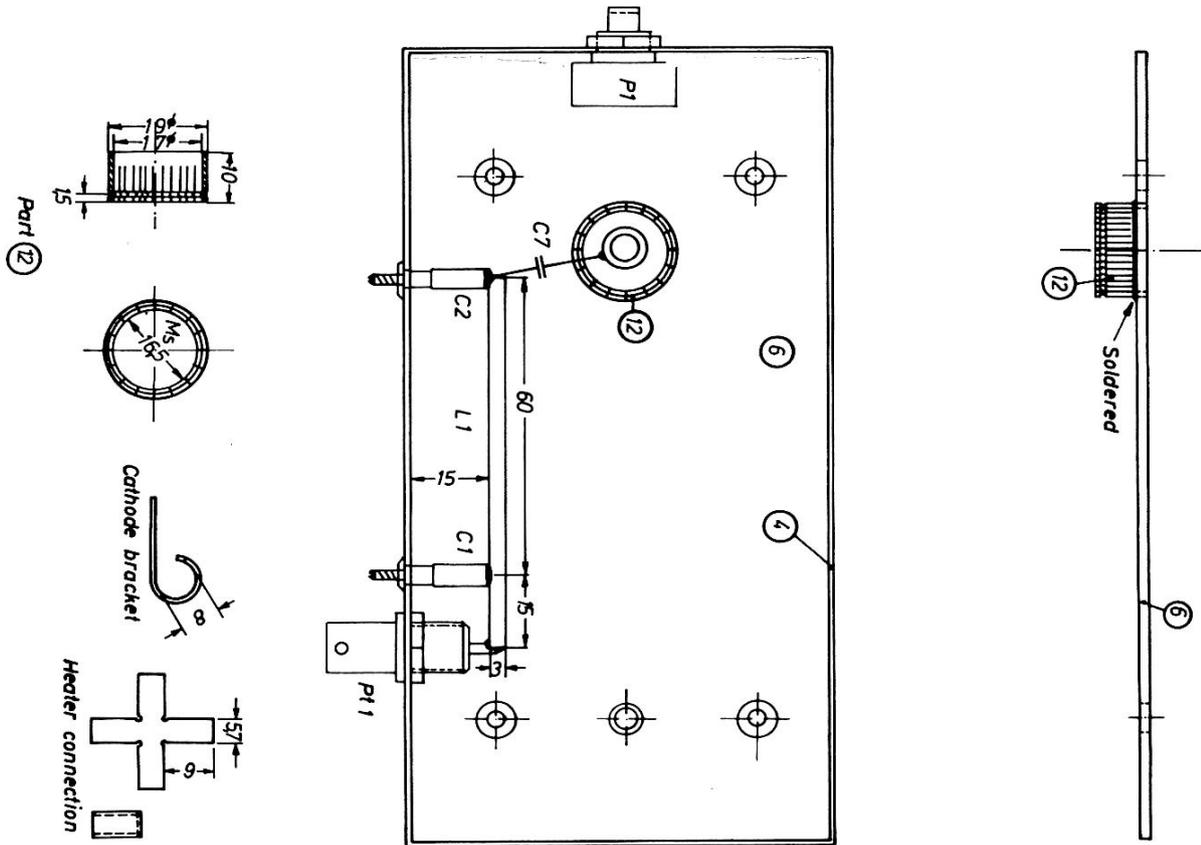


Fig. 9: Plaque de grille et filtre d'entrée

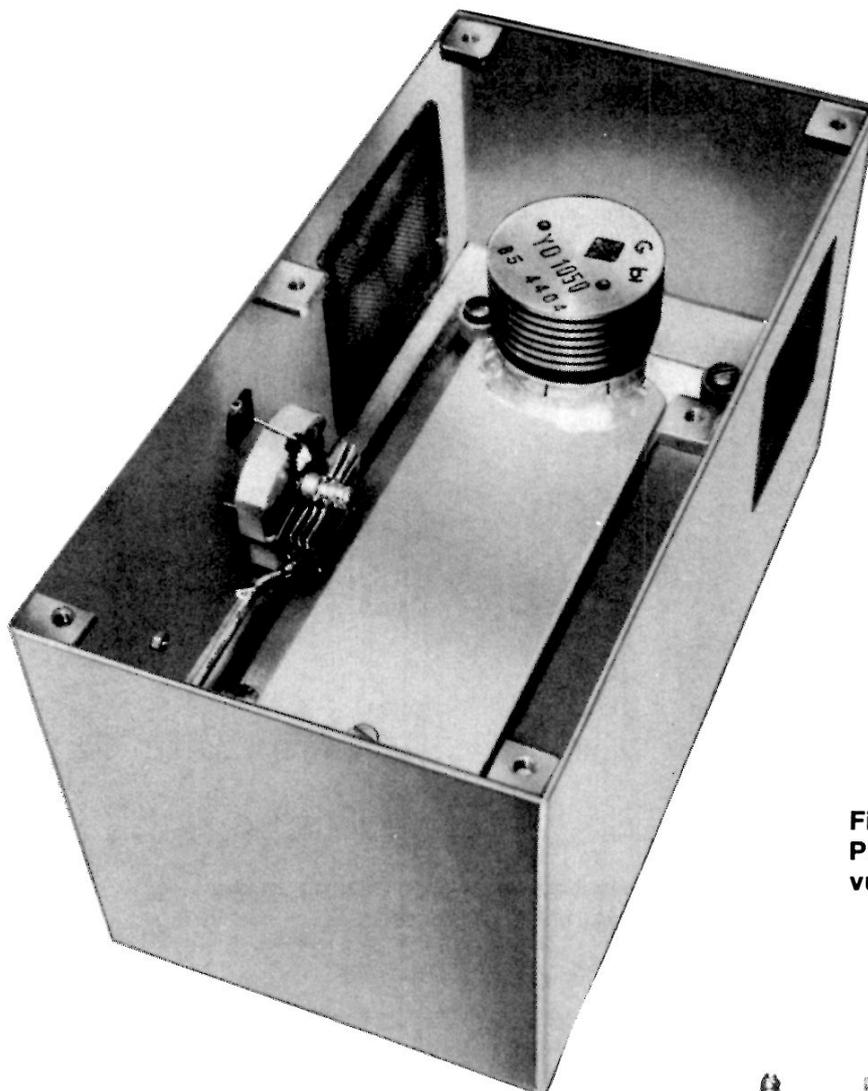


Fig. 10:
Prototype de l'auteur,
vu de dessus

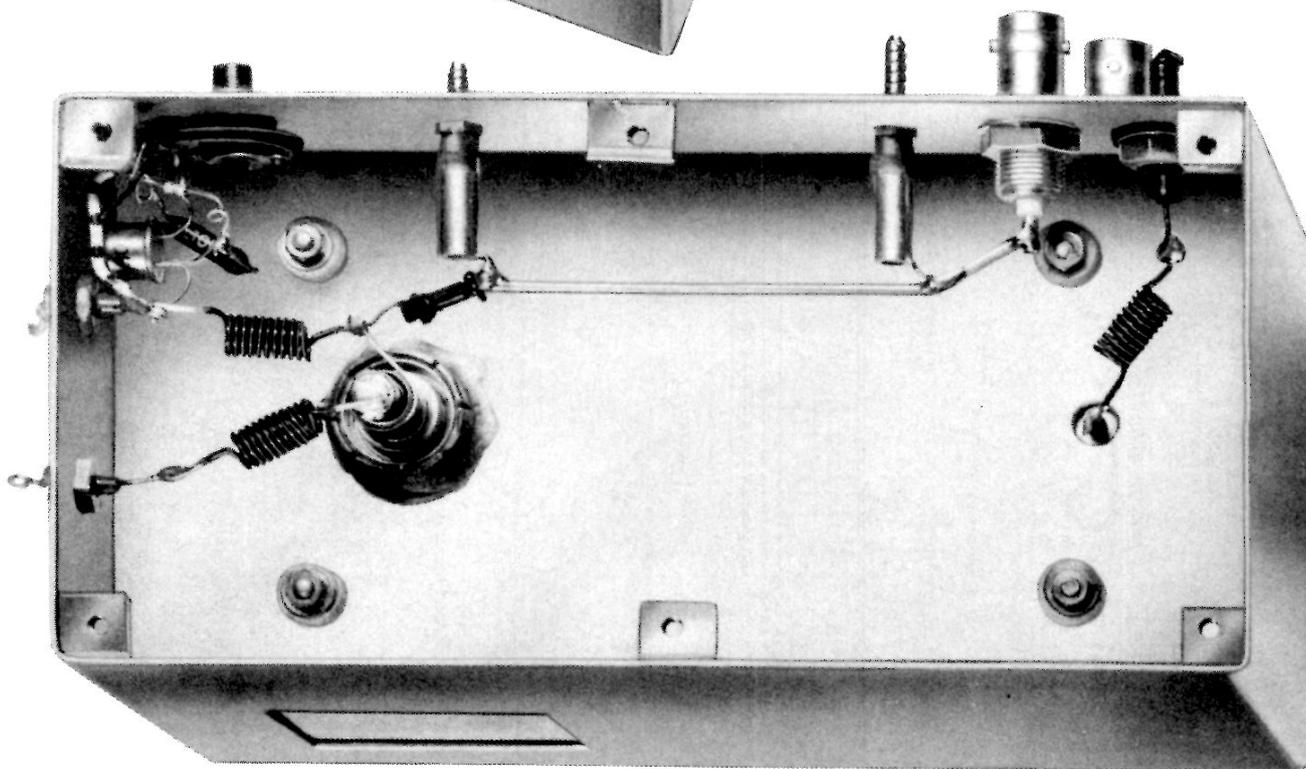


Fig. 11: Prototype de l'auteur, vu de dessous

Le filetage le plus fin possible devra être utilisé pour la tige du condensateur d'accord de plaque C 3. Les écrous correspondants seront rainurés de façon à assurer la rigidité de l'entretoise filetée. Après avoir soudé les écrous sur le couvercle, ceux-ci sont relâchés et la tige filetée, insérée dans l'entretoise filetée. Il faut s'assurer que la vis est maintenue fermement et l'ajustage légèrement serré. Lorsque ce sera fait, le disque du condensateur (no.9) pourra être soudé sur la tige filetée. Enlever les excès de soudure, puis coller le disque mica (no.11) sur le disque (no.9).

Comme indiqué précédemment, un étage identique pourra être réalisé pour servir de driver. Bien que la tension plaque soit de 300 V pour le driver, la ventilation n'est pas nécessaire. Toutefois, on pourra réaliser les découpes nécessaires de façon à associer le driver et le PA avec un seul ventilateur comme indiqué en **Figure 12**. Le seul changement à apporter est de mettre les connecteurs, les trimers et les by-pass du côté opposé. La construction du cône d'adaptation du ventilateur est représenté à la **Figure 13**. Il est soudé au ventilateur. Cependant, un cône différent sera nécessaire pour adapter un autre type de ventilateur.

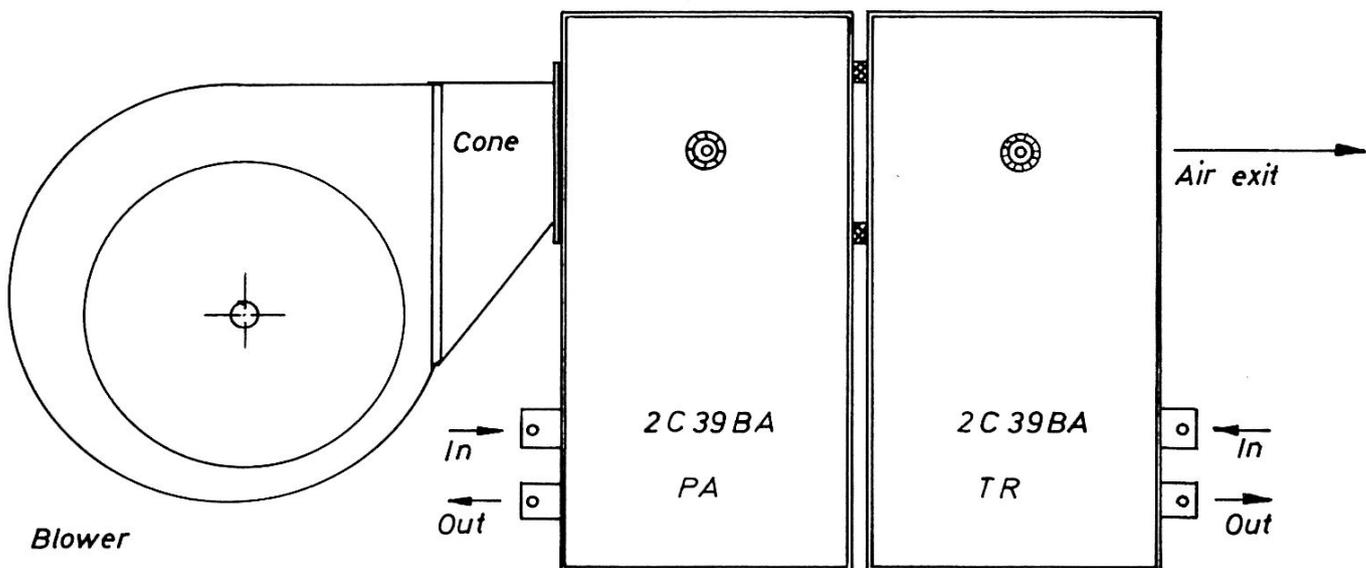


Fig. 12: Driver et amplificateur jumelés avec ventilateur commun

3.1. COMPOSANTS

- Pt 1, Pt 2: BNC ou similaires
- C 1, C 2: Ajustable tubulaire céramique 1 - 12 pF (Philips)
- C 3: Voir Fig.8
- C 4: Ajustable à air 3.5 - 25 pF (Philips)
- C 5: Voir Fig.7
- C 6: Condensateur de traversée (by-pass) 1 nF, fileté, tension minimum 500 V
- C 7: Condensateur 270 à 1000 pF, disque céramique ou tubulaire
- C 8, C 9: By-pass 1 nF (ou plus) fileté (Siemens B 37020, B 5102)

R 1: 10 kOhm
P 1: Potentiomètre ajustable 1 kOhm
T 1: 2 N 1613, 2 N 2219
D 1: 1 N 914, 1 N 4148 ou diode silicium similaire
L 1: Voir Fig.11
L 2: Voir Fig.7
L 3: Voir Fig.8

Ch 1 - Ch 3: 11 spires jointives, en l'air, en fil de cuivre émaillé 5/10.
Diamètre int. 5 mm.

4. ALIMENTATION

La **Figure 14** donne le schéma de l'alimentation nécessaire pour cet amplificateur. Un transformateur de puissance, avec secondaire à prise médiane est utilisé de façon que les deux voltages aient un rapport de 1 à 2. La tension plaque de l'ampli est de 650 V en charge. Ce transformateur ne sera pas utilisable si le tube est poussé au maximum (1200 V) ou si le driver est équipé d'un tube EC 8020 (200 V).

Le tube 2 C 39 nécessite une tension de chauffage réglée très exactement suivant les données du Par.5, Tableau 1, pour éviter une émission inverse (retour des électrons qui heurteraient la cathode et non la plaque). Ceci n'est pas nécessaire avec le tube EC 8020.

5. PREPARATION

5.1. Tension de chauffage et courant plaque

Il faudra faire attention à ce que tous les enroulements de chauffage de la 2 C 39 soient flottants (et non à la masse). La cathode est directement reliée au chauffage à l'intérieur du tube. Le courant devra être réglé à 1 A à l'aide des potentiomètres P 1 et P 3 et d'un ampèremètre en série dans le circuit de chauffage. La tension de plaque ne devra pas être appliquée pendant ce réglage.

5.2. Tension plaque et courant plaque

Chauffer la 2 C 39 pendant 1 mn de façon à ce que la cathode atteigne sa température de fonctionnement. Allumer le ventilateur. Appliquer la tension plaque (300 V pour le driver et 600 V pour le PA). Le courant de repos de la plaque devra être réglé aux environs de 20 mA à l'aide du potentiomètre P 1.

5.3. Accord de l'amplificateur

Connecter la sortie de l'ampli sur une charge fictive et sur un mesureur de sortie ou, sinon, à travers un réflectomètre calibré (Watt-mètre) sur une antenne. Chauffer la 2 C 39 pendant 1 mn avant d'appliquer la tension plaque. Allumer le ventilateur. Exciter l'ensemble avec un signal 432 MHz (environ 50 à 200 mW pour le driver et 1 à 5 W pour le PA).

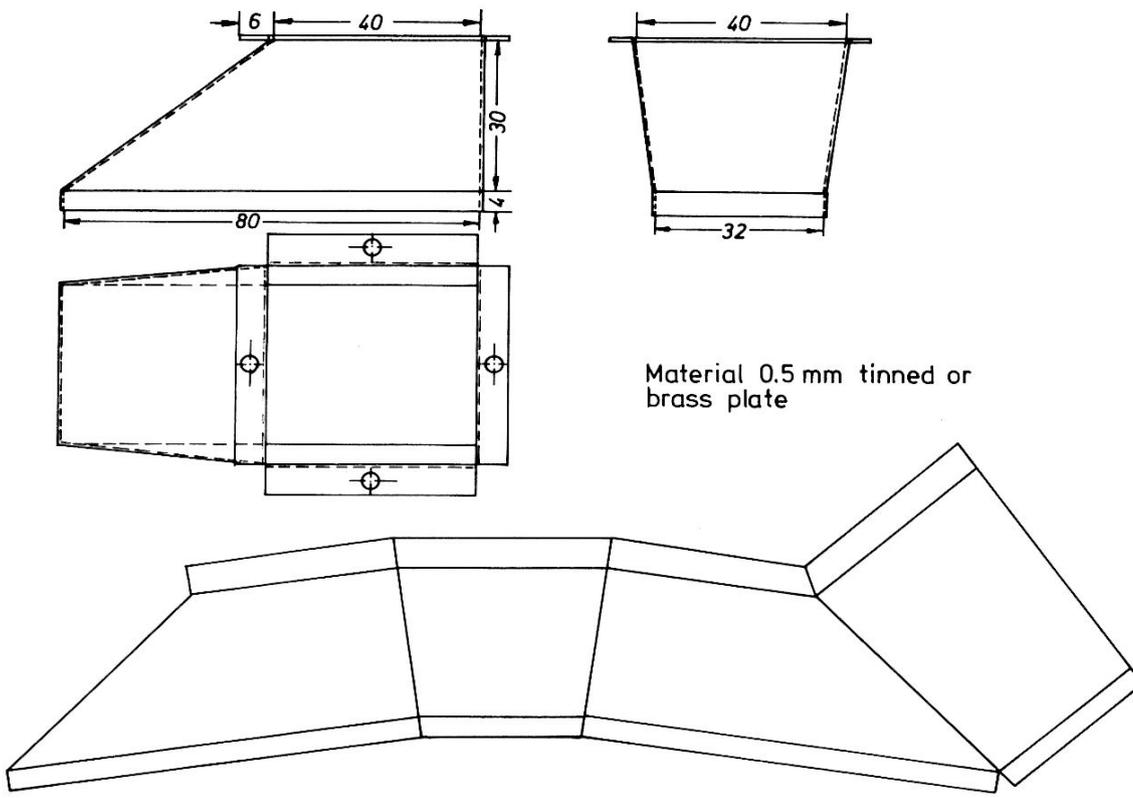


Fig.13: Cône du ventilateur (laiton ou fer blanc de 5/10)

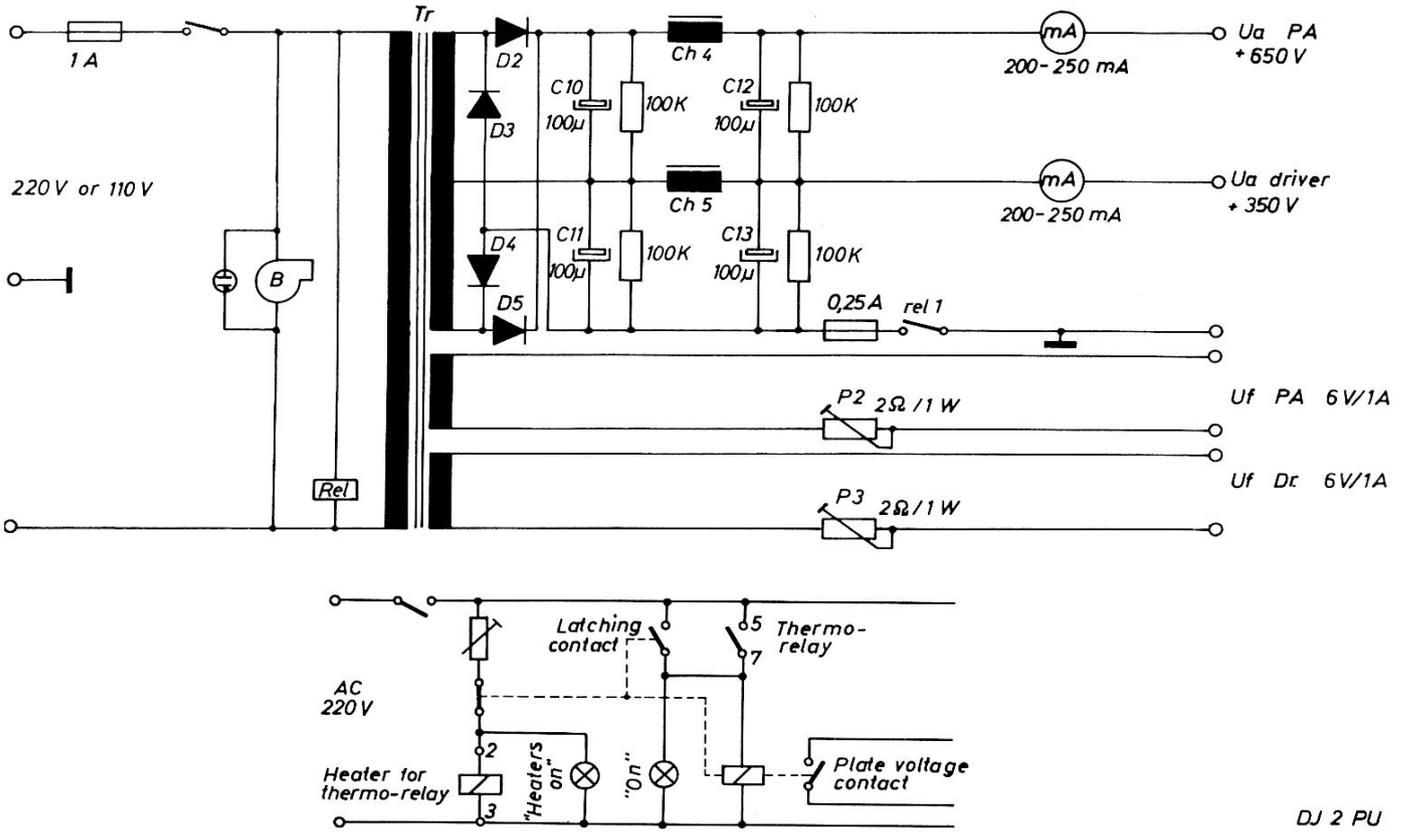


Fig. 14: Schéma d'alimentation pour le driver et l'amplificateur

DJ 2 PU

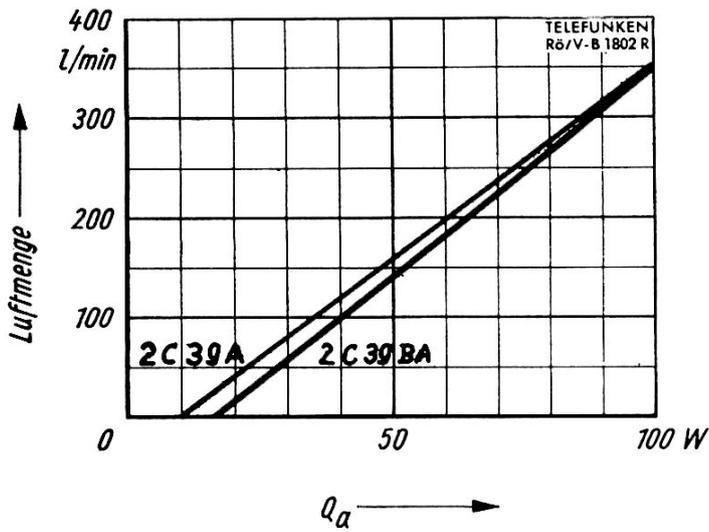
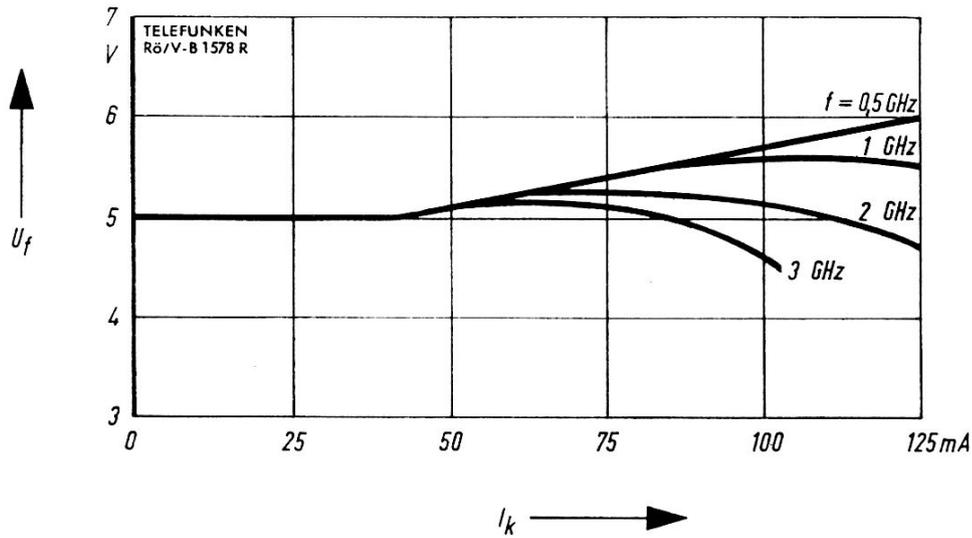


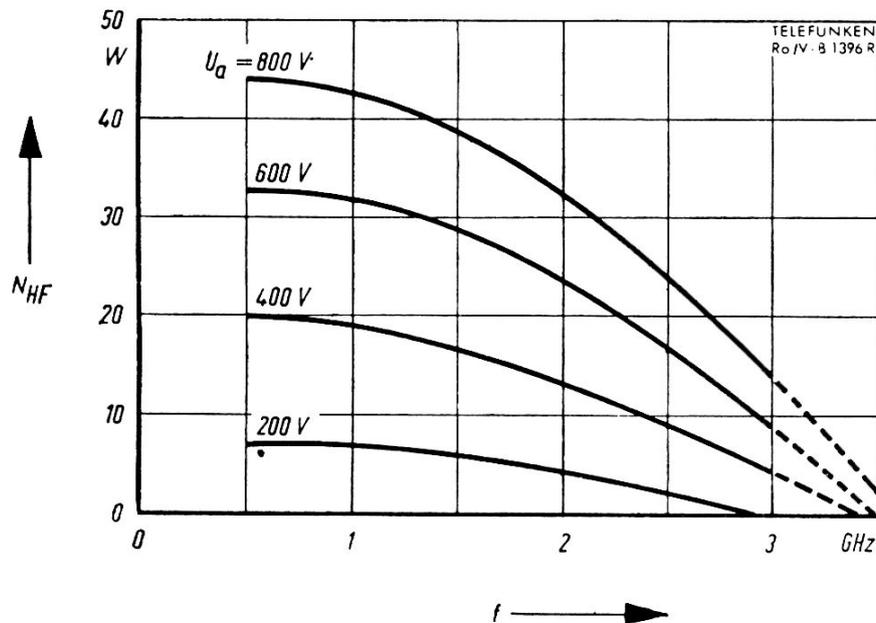
Fig.15:
Volume d'air de refroidissement
en fonction de la
puissance dissipée



$$U_f = f(I_k)$$

$$f = \text{Parameter}$$

Fig. 16:
Réduction de la tension de
chauffage, en fonction de la
fréquence et du courant
de cathode



$$N_{HF} = f(f)$$

$$U_a = \text{Parameter}$$

$$I_a = 100 \text{ mA}$$

Fig. 17:
Puissance de sortie en fonction
de la fréquence sous un
courant plaque de 100 mA

Typ	Uf ¹⁾ V	If A	Temps de chauffage	Valeurs limites		Valeurs limites					t max. °C ³⁾	Sl. mA/V	Ug V	Cg/p pF	Cg/c pF	Cp/c pF
				Ua ²⁾ non mod. modul.	Pa (W)	Ugp+ V	Ugp- V	Pg W	Ig mA	Ic mA						
2 C 39 A	6,3 V	1 A	≥ 1 min.	1000 V	100	+25 V	-400 V	2 W	50	125	175°C	25	-150	2 pF	6 pF	0,035
2 C 39 BA	6,0 V	1 A	≥ 1 min.	1000 V	100	+30 V	-400 V	2 W	50	125	200°C	25	-150	2 pF	6 pF	0,035
3 CX 100 A 5	6,0 V	1 A	≥ 1 min.	1000 V	100	+30 V	-400 V	2 W	50	125	250°C	25	-150	2 pF	6 pF	0,035
YD 1050	6,0 V	1 A	≥ 1 min.	800 V	100	+25 V	-400 V	2 W	50	125	200°C	27	-150	2 pF	6 pF	0,045
YD 1051	6,0 V	1 A	≥ 1 min.	1000 V	100	+30 V	-400 V	2 W	50	190	250°C	30	-150			
YD 1053	6,0 V	1 A	≥ 1 min.	800 V	100	+25 V	-400 V	2 W	50	125	250°C	27	-150			
8211	6,3 V	1 A	≥ 1 min.	1000 V	100	+30 V	-400 V	2 W	45	190	250°C	30	-150			
8289	6,0 V	1 A	≥ 1 min.	1000 V	100	+30 V	-400 V	2 W	50	125	300°C	25	-150	2 pF	6 pF	0,035

1) Il sera nécessaire de réduire la tension de chauffage Uf aux fréquences supérieures à 400 MHz (voir instructions du fabricant). Normalement, la variation de la tension de chauffage autorisée est de $\pm 1\%$. Toutefois, une limitation à $\pm 5\%$ augmentera la durée de vie du tube.

2) La durée de vie du tube dépend de la charge du tube, particulièrement de la tension plaque aux fréquences les plus élevées. Il est alors meilleur d'obtenir la puissance de sortie requise à la tension plaque la plus faible possible.

3) La température maximum permise (t_{max}) ne devra être dépassée en aucun point de la surface du tube. Il est important de rester en-dessous de cette température, pour augmenter la vie du tube. Les volumes d'air approximativement nécessaires au refroidissement du tube devront être pris sur les instructions du fabricant.

Tableau 1

TRIODES DE PUISSANCE A VENTILATION PAR AIR, POUR UHF JUSQU'A 3 GHz

Amener l'amplificateur à la résonance en ajustant le condensateur d'accord plaque C 3. Ceci doit se lire sur le réflectomètre. Régler les condensateurs C 1, C 2, C 3, C 4 et la position de la ligne de sortie, pour un maximum de lecture. Répéter ces réglages jusqu'à ce qu'aucune amélioration ne soit décelable. Le courant plaque final sera d'environ 30 mA pour le driver et de 100 mA pour l'amplificateur.

La puissance de sortie du driver sera de 1 à 4 W et celle du PA de 20 à 50 W, ce qui dépend de la puissance d'excitation et de la tension plaque.

5.4. Notes

L'auteur n'a pas été à même de tester l'amplificateur à des tensions plaque supérieures à 600 V car le condensateur by-pass C 6 avait une tension maximum de 600 V. De même, le niveau d'excitation était d'environ 100 mW seulement. On présume, toutefois, que des puissances de sortie supérieures pourraient être obtenues avec un niveau d'excitation et une tension plaque, supérieurs.

6. CARACTERISTIQUES DES TUBES 2 C 39

Comme il est souvent difficile aux radio-amateurs d'obtenir des renseignements complets sur les tubes UHF, les plus importantes spécifications sont données au Tableau 1. Ces caractéristiques ne diffèrent pas beaucoup d'un tube à l'autre. Les courbes des **figures 15, 16 et 17** sont valables pour virtuellement tous les types de lampes.

La puissance de sortie HF est de 45 W à 500 MHz sous 800 V et 100 mA de courant plaque. Ceci représente une efficacité de 56 % par rapport à la puissance d'entrée du courant continu. La dissipation de la plaque, 35 W, est bien en-dessous de la limite maximum des 100 W. La totalité de la dissipation plaque ne sera obtenue qu'avec des tensions plaque supérieures. Toutefois, on pourra se désintéresser des limites de garantie du tube, ce qui aura pour effet de réduire la durée de vie du tube. Le courant maximum de cathode ne devra pas non plus être dépassé. Le **Tableau 1** indique deux types de tubes ayant un courant cathode supérieur (YD 1051 et 7211).

7. REFERENCES

- (1) F.Weingärtner: A 28 - 432 Transmit Converter with FET Mixer
VHF COMMUNICATIONS 2/1971, Pages 99 - 106
F 1, Pages 33 - 39
- (2) K.Eichel: Stripline Transverter for 70 cm
VHF COMMUNICATIONS 4/1970, Pages 224 - 239
F 2, Pages 34 - 49

AMPLIFICATEUR LINEAIRE 144 MHz, 25 W - 12/14 V

par G. Otto, DC 6 HL

L'amplificateur linéaire suivant a été étudié de façon à augmenter la puissance de sortie du transceiver BLU DC 6 HL, décrit dans l'édition F2 (et en (1)), pour le fonctionnement en station fixe ou en mobile. Il utilise deux transistors et délivre une puissance de sortie de 25 watts maximum (régime linéaire, simple tonalité) sous une tension d'alimentation de 12 à 14 V. La puissance nécessaire pour l'exciter est de 2.5 W; elle peut être obtenue à partir de n'importe quel autre exciter, quel que soit le mode de fonctionnement utilisé (SSB, AM, FM, CW).

Une des caractéristiques spéciales de cet amplificateur linéaire réside dans l'utilisation d'un circuit VOX-HF et d'un filtre passe-bas. Le VOX-HF commute automatiquement l'ampli linéaire de la condition Court-Circuit à la condition Amplificateur. Aucun fil de commande n'est nécessaire entre le transceiver et l'ampli. Le filtre passe-bas de sortie est utilisé pour supprimer les harmoniques délivrées par les amplis à transistors plus sensibles à cet effet que les amplis à tubes électroniques. Ce filtre représente une partie absolument nécessaire d'un module amplificateur.

L'ampli linéaire ainsi que le VOX-HF et le filtre passe-bas sont montés sur une plaque de circuit imprimé qui est ensuite insérée dans un coffret TEKO. La construction est très facile. La fig. 1 montre le prototype de l'auteur, sans le radiateur.

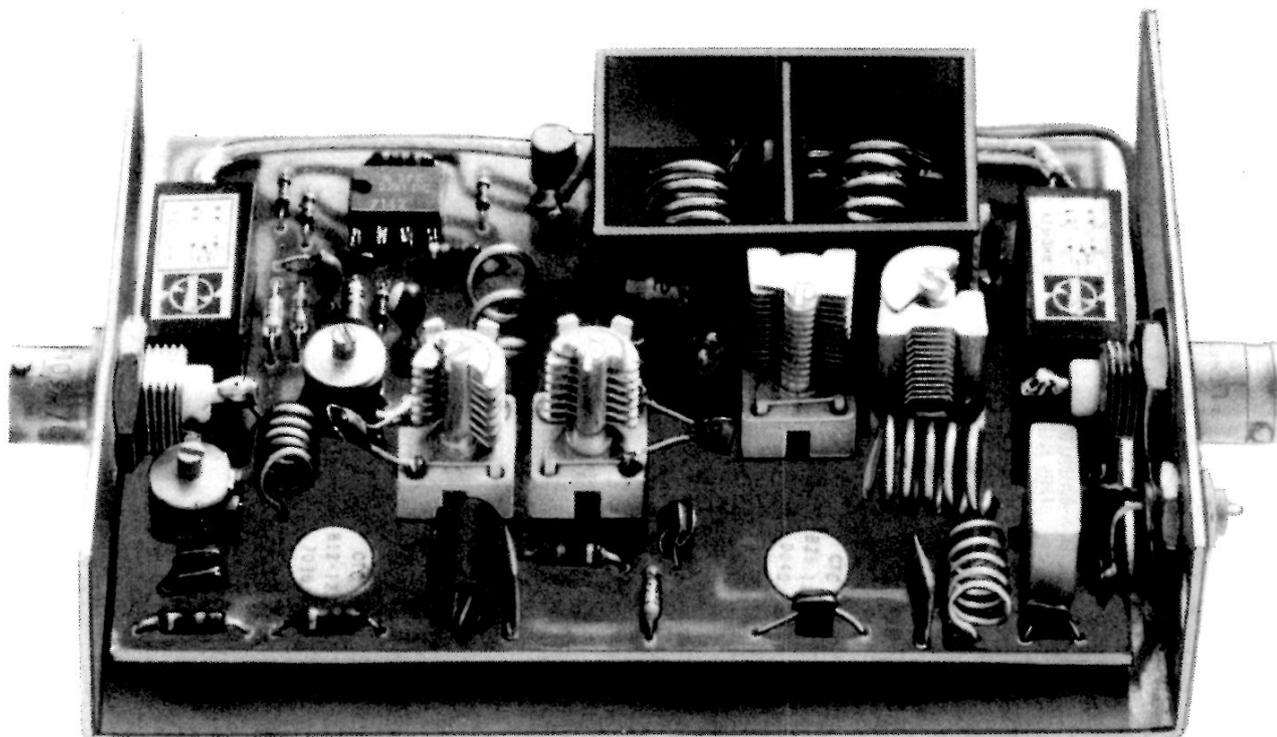


Fig. 1: Amplificateur linéaire 25 W, 144 MHz

1. SCHEMA DE L' ENSEMBLE

Le schéma de l' ampli linéaire, du VOX-HF et du filtre passe-bas est donné en fig.2. Les trois parties de l' ampli linéaire sont décrites séparément.

1.1. CIRCUIT DE L' AMPLIFICATEUR LINEAIRE

Les condensateurs ajustables C 902, C 903 et la self L 901 assurent la transformation d'impédance entre l'impédance d'entrée du transistor T 901 et l'impédance d'entrée du module (50 Ohm - 60 Ohm). Pour obtenir une bonne réjection des produits d'intermodulation, même aux faibles niveaux d'excitation, une polarisation de base positive est utilisée de façon qu'un faible courant collecteur circule au repos. Les résistances R 901, R 902 et la diode D 901 (dont la résistance varie avec la température) forment le diviseur de tension pour la tension de polarisation. La diode a un contact thermique avec le boîtier du transistor et elle empêche le courant collecteur du transistor d'augmenter au-delà d'une certaine valeur.

Le circuit de transformation d'impédance comprenant C 905, C 906 et L 902 adapte la sortie du premier étage et l'entrée du second. La caractéristique du filtre passe-haut de ce circuit transformateur d'impédance évite la production d'oscillations basse-fréquence créées par les effets de résonance des selfs de choc qui pourraient apparaître par interaction de l'une sur l'autre.

L'alimentation, compensée en température, nécessaire à la polarisation de l'étage final est identique à celle utilisée pour le transistor T 901. La tension d'alimentation du transistor final est injectée à travers la self L 904. Cette inductance résonne sur 145 MHz, en parallèle avec la capacité dynamique de sortie du transistor et la composante réactive de l'impédance de charge, ramenée par L 903, C 908 et C 909 dans le circuit du collecteur. Cette configuration de schéma évite l'emploi d'une self de choc, laquelle, aux puissances élevées, ou bien a trop de pertes, ou bien est trop onéreuse.

1.2. FILTRE D' HARMONIQUES

C'est bien connu, les amplificateurs à transistors ont un niveau d'harmoniques bien plus élevé que les amplificateurs à tubes. Pour cette raison, un double filtre passe-bas comprenant C 910, C 911, C 912, L 905 et L 906, a été installé à la sortie. Si la valeur de C 910 est de 29 pF, l'impédance d'entrée et de sortie sera de 60 Ohm. Sur le schéma décrit, la valeur de C 910 a été portée à 39 pF de façon qu'une valeur maximum de 30 pF soit suffisante pour la capacité ajustable C 909.

1.3. VOX-HF

Si aucune tension HF ne passe du point d'entrée Pt 901, via C 901, au circuit de redressement du VOX-HF, aucune tension ne sera présente entre les deux entrées de l'amplificateur opérationnel I 901. La sortie de cet amplificateur est maintenue à zéro volt grâce à la résistance de 980 kOhm connectée entre la compensation d'Offset (Pt 5) et la tension d'alimentation $+U_b$. Toute tension HF présente à l'entrée du module amènera une différence de potentiel entre les entrées de l'amplificateur différentiel. La tension de sortie de cet ampli tendra vers $+U_b$ en raison de son grand gain. L'étage suivant à émetteur Follower sera alors commuté, ce qui provoquera le collage des deux relais miniatures.

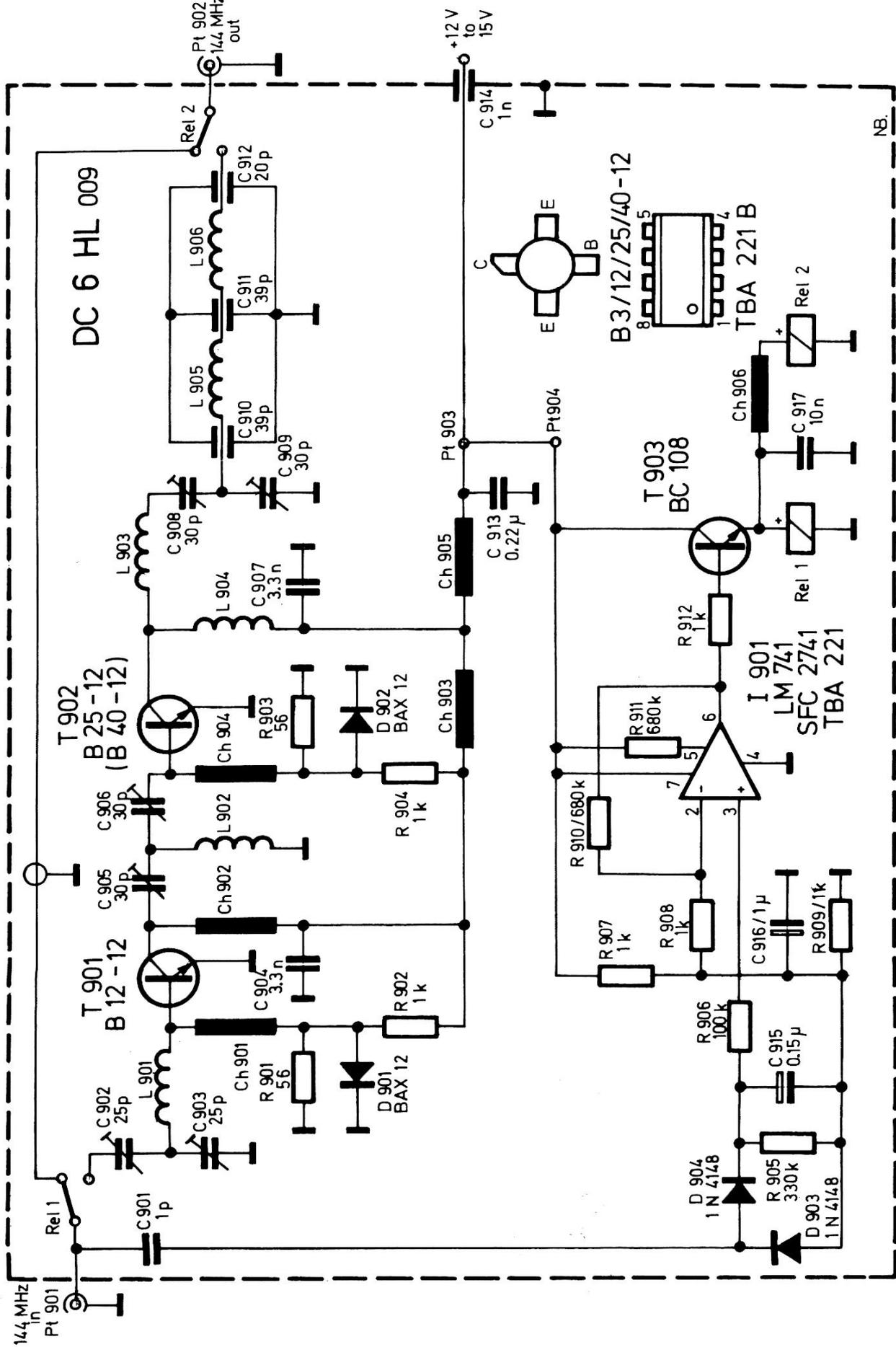


Fig. 2: Schéma électrique de l'ampli linéaire avec VOX-HF et filtre passe-bas

Le système décrit possède une si grande sensibilité que, même le résidu de porteuse subsistant dans le signal SSB, celle-ci est suffisante pour enclencher l'amplificateur dans son mode linéaire. Comme l'ampli ne peut être déconnecté dans les blancs de la parole (en raison du résidu de porteuse subsistant en fonctionnement Push-to-Talk) il est possible d'utiliser de très faibles temps de retombée pour le VOX-HF, de façon qu'aucune information ne soit perdue lors de la commutation Emission-Réception.

2. CARACTERISTIQUES

L'auteur a pu établir la puissance exacte, la mesure de l'intermodulation et de la suppression d'harmoniques en laboratoire.

2.1. PUISSANCE

La fig. 3 donne la puissance de sortie P_{out} de l'ampli linéaire, en fonction de la puissance d'excitation P_{in} pour deux tensions U_b d'alimentation différentes. Avec les transistors type B 12-12 et B 25-12 utilisés par l'auteur, environ 20 W sont obtenus dans la gamme linéaire de la caractéristique à $U_b = 12.5$ V et environ 25 W à $U_b = 14$ V (voir section 2.2.). La puissance d'excitation était de l'ordre de 2 à 2.5 W. Le transceiver DC 6 HL délivre une puissance de sortie de 1.5 à 2 W, à 14 V.

Avec une tension d'alimentation de $U_b = 12$ V et pour une puissance de sortie $P_{out} = 25$ W, le courant total d'alimentation DC I_{tot} atteint 4.2 A, ce qui donne un rendement global de 49 %.

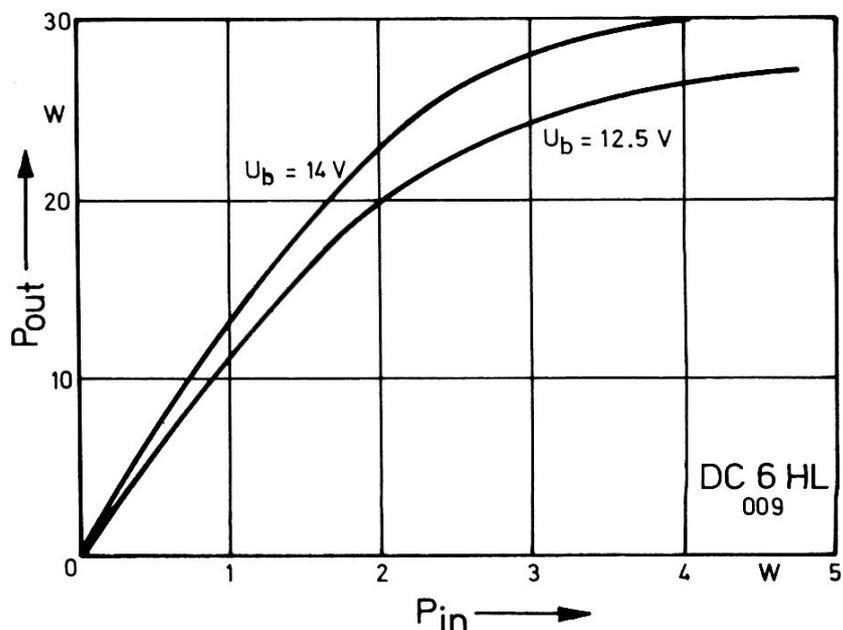


Fig. 3 :

Puissance de sortie P_{out} en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour deux tensions d'alimentation différentes

D'autres types de transistors n'étaient pas disponibles au moment où les essais ont été faits; d'autres mesures ne furent donc pas effectuées. Le même constructeur propose une version plus puissante du B 25-12, référencée B 40-12 et qui délivre une puissance de sortie de l'ordre de 40 à 45 W. Ce transistor peut être excité par le même B 12-12: il nécessite une puissance d'excitation d'environ 2.5 W. Le plus petit transistor de cette série est le B 3-12 qui peut être utilisé comme Driver avec le type B 12-12 comme amplificateur final;

cette combinaison permet environ 12 W pour une puissance d'excitation de 0.3 W. De toute façon, il n'a pas été vérifié si les circuits d'adaptation conviennent à ces modifications. Il est possible d'essayer également des transistors de provenance différente. On peut, par exemple, associer un BLY 87 (Philips) et un 2 N 5591 (Motorola), ce qui doit donner une puissance de sortie de 28 W pour une puissance d'excitation de l'ordre de 1.5 W.

2.2. SUPPRESSION DE L'INTERMODULATION

La suppression d'intermodulation de l'ampli linéaire décrit a été mesurée dans la configuration de la fig.4 et dans les conditions suivantes:

Tension d'alimentation $U_b = 12.5 \text{ V}$
 Fréquences: $f_1 = 145.1 \text{ MHz}$; $f_2 = 145.3 \text{ MHz}$
 Puissances d'excitation: $P_{in1} = P_{in2}$

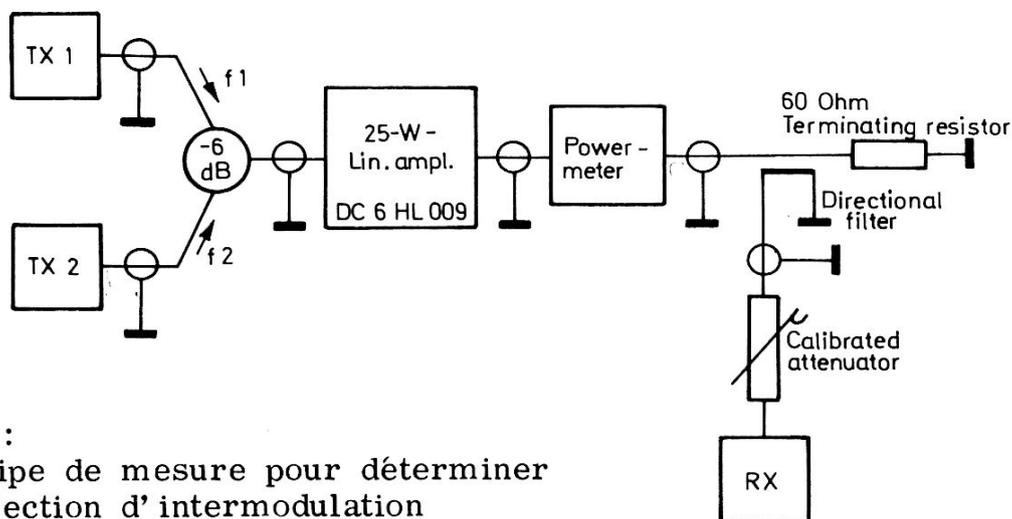


Fig. 4:
 Principe de mesure pour déterminer la réjection d'intermodulation

La manipulation a consisté en la mesure du produit d'intermodulation $f_2 + (f_2 - f_1) = 145.5 \text{ MHz}$ ou $2f_2 - f_1 = 145.5 \text{ MHz}$ par rapport aux deux puissances de sortie désirées, $P_{out f_1}$ ou $P_{out f_2}$.

$P_{out totale}$	Suppression d'intermodulation
5 W	30 dB
20 W	28 dB
25 W	26 dB

2.3. SUPPRESSION DES HARMONIQUES

La caractéristique de suppression des harmoniques du filtre passe-bas à deux cellules incorporé au module a été mesurée conformément au schéma de la fig.5. La courbe de la fig.6 illustre le résultat des mesures. L'harmonique 2 (288 MHz) est atténuée de plus de 30 dB et l'harmonique 3, de plus de 45 dB sans le filtre.

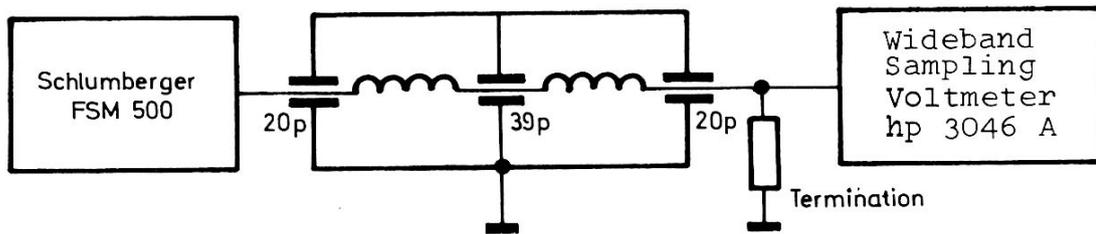


Fig. 5 : Principe de mesure pour déterminer la suppression d'harmoniques

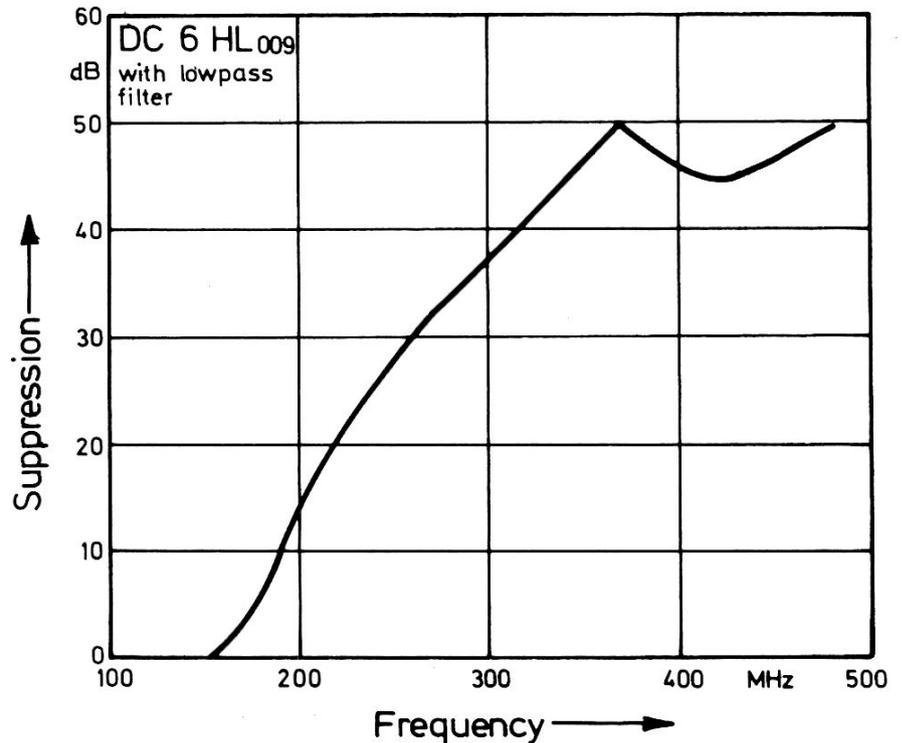


Fig. 6 :
Caractéristique hors-bande du filtre passe-bas

Après avoir traversé le filtre, l'harmonique 2 est atténuée de plus de 60 dB avec la puissance de 20 W et les 3ème et 4ème harmoniques sont atténuées de plus de 80 dB. La perte d'insertion du filtre à 145 MHz ne dépasse pas 0.3 dB. Naturellement, de filtre peut être également utilisé avec d'autres émetteurs. Les deux chambres peuvent être réalisées, par exemple, en époxy. Dans ce cas, la capacité d'entrée C 910 devra avoir une valeur de 20 pF; l'impédance d'entrée et celle de sortie seront approximativement de 60 Ohm.

3. CONSTRUCTION

A l'exception du condensateur de traversée C 914, tous les composants sont installés sur un circuit imprimé simple face, de 95 x 65 mm, référencé DC 6 HL 009. La fig. 7 montre, par transparence, le côté cuivre du circuit, ainsi que l'implantation des composants. Le module complet peut être placé dans un boîtier TEKO 3A et vissé contre une plaque servant de radiateur. La photographie du prototype réalisé par l'auteur (fig. 1) montre les détails de cette réalisation.

Les deux transistors de puissance sont montés côté cuivre du circuit imprimé, à l'intérieur des deux trous de 10 mm. Les connexions devront être raccourcies d'environ 3 à 4 mm et soudées directement sur la partie conductrice. La ligne de connexion au collecteur devient la connexion d'alimentation (fig. 2). Les vis

des transistors sont insérées au travers des trous correspondants, percés dans le boîtier TEK0 et le radiateur, et utilisées pour le montage de l'ensemble. Les surfaces en contact devront être recouvertes de pâte conductrice. Les diodes D 901 et D 902 seront collées sur leurs transistors respectifs avec de la pâte conductrice et soudées sur les parties correspondantes du circuit imprimé. Le petit boîtier à deux chambres du filtre passe-bas a 18 mm de haut et doit être monté, soudé, à l'aide de cuivre, de laiton ou d'époxy à circuit imprimé. Ses dimensions sont données sur le plan d'implantation de la fig. 7. Les capacités du filtre C 910, C 911 et C 912 sont soudées directement sur les cloisons et les deux selfs sont supportées par les condensateurs. Après un réglage préliminaire, le filtre est réuni à la surface de masse du circuit par des connexions rigides, placées au niveau de la sortie et à l'entrée du filtre.

Les deux connecteurs coaxiaux sont montés dans une position correcte sur le côté étroit du boîtier TEK0 et réunis à la masse du circuit et à la capacité de traversée C 914. Un couvercle vissé termine l'ensemble.

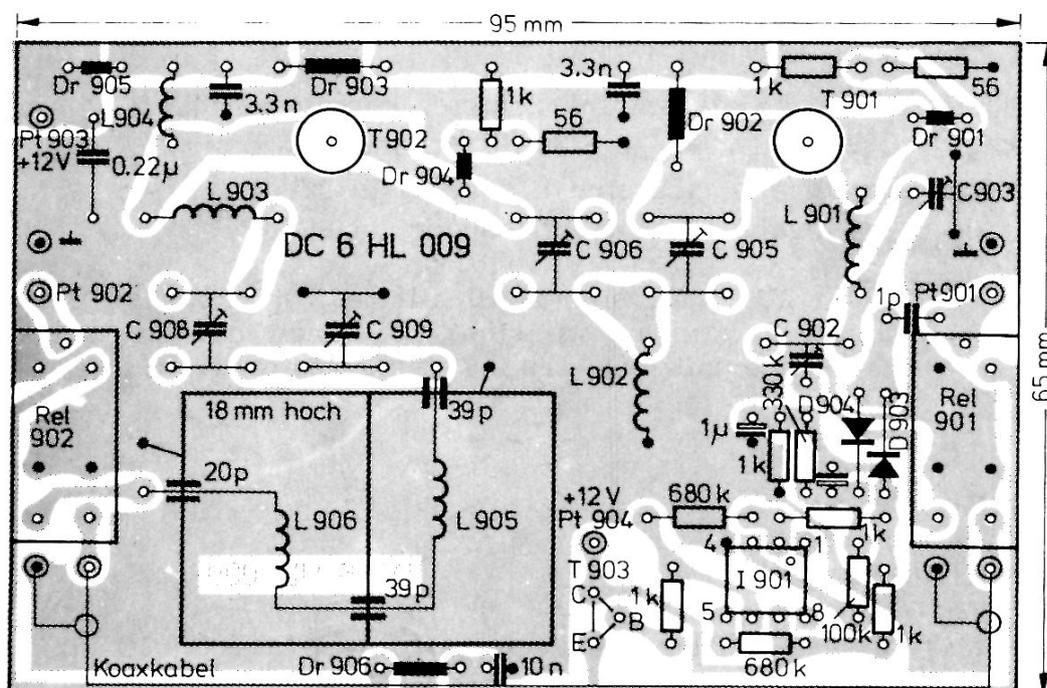


Fig. 7: Implantation des composants et circuit imprimé DC 6 HL 009

3.1. COMPOSANTS SPECIAUX

- T 901 : B 12-12 (CTC)
- T 902 : B 25-12 (CTC)
- T 903 : BC 108 ou similaire
- I 901 : TBA 221 B (Siemens), LM 741 (National), SFC 2741
- D 901, D 902 : BAX 12 (Philips) ou 1 N 914, 1 N 4148
changer R 902 et R 904 si nécessaire
- D 903, D 904 : 1 N 4148, 1 N 914 ou similaire
- L 901 : 5 spires en fil de cuivre argenté de 6/10; bobinage en l'air,
diamètre int. 4 mm; espacement égal au diamètre du fil.

- L 902 : 3 spires en fil de cuivre argenté de 10/10; bobinage en l' air, diamètre int. 4 mm, longueur 13 mm.
- L 903 : 5 spires en fil de cuivre argenté de 10/10; bobinage en l' air, diamètre int. 7 mm, espacement égal au diamètre du fil.
- L 904 : 5 spires en fil de cuivre argenté de 6/10; bobinage en l' air, diamètre int. 4.5 mm, longueur 8 mm.
- L 905, L 906 : 4 spires en fil de cuivre argenté de 10/10; bobinage en l' air, espacement entre spires: 1.5 mm environ
- Ch 901 : 2 spires en fil de cuivre émaillé de 50/100 à travers une perle ferrite.
- Ch 902 : Choc ferrite à large bande, à 6 trous; Z = 800 Ohm (Philips)
- Ch 903 - Ch 906 : comme Ch 901
- Rel 1, Rel 2 : Relais miniatures pour montage sur circuit imprimé National RH - 12 V.
- C 902, C 903 : 2 - 24 pF: trimmers à diélectrique plastique \varnothing 7 mm
- C 905, C 906, C 908, C 909 : 3 - 30 pF, trimmers à air
- C 910, C 912 : Traversée tubulaire à souder de 20 pF
- C 911 : Traversée tubulaire à souder de 39 pF.
- Radiateur : 100 x 120 x 25 mm à 10 ailettes, monté dissymétriquement contre le circuit imprimé, de façon que les transistors de puissance puissent être insérés entre les 2 groupes de 5 ailettes.

4. REGLAGE

4.1. FILTRE PASSE-BAS

Tout d'abord, réaliser le filtre passe-bas de façon que C 910 ait une valeur de 20 pF.

Régler un émetteur sur 146 MHz et le connecter à l'entrée du filtre. Connecter la sortie du filtre à un Wattmètre (ou réflectomètre) et à une charge résistive appropriée.

Etirer les selfs L 905 et L 906 jusqu' à ce qu' aucune augmentation de puissance ne soit constatée.

Augmenter la valeur de C 910 à 39 pF en lui ajoutant une capacité en parallèle puis souder le filtre sur le circuit imprimé.

4.2. VOX-HF

Aucun réglage n' est nécessaire pour cette partie du circuit. Si cela est nécessaire, la capacité de couplage, C 901, pourra être augmentée ou réduite pour des niveaux de puissance différents, de façon à assurer le fonctionnement correct du circuit automatique.

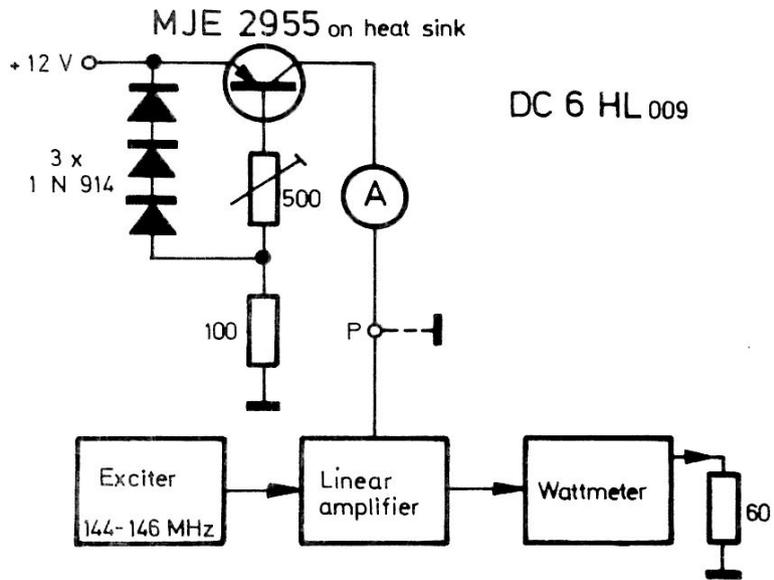


Fig. 8 :
Principe de mesure
pour le réglage avec
limitation d'intensité

4.3. ETAGES AMPLIFICATEURS

L'ampli linéaire est connecté, ainsi que le montre la fig. 8, avec un exciter, un wattmètre ou un réflectomètre et une résistance de terminaison, et alimenté en 12 V par un circuit limiteur d'intensité.

Le point "P" est temporairement mis à la masse et la résistance de 500 Ohm ajustée pour un courant de court-circuit d'environ 1 A.

Enlever le court-circuit et exciter l'amplificateur avec environ 100 mW. Le VOX doit fonctionner.

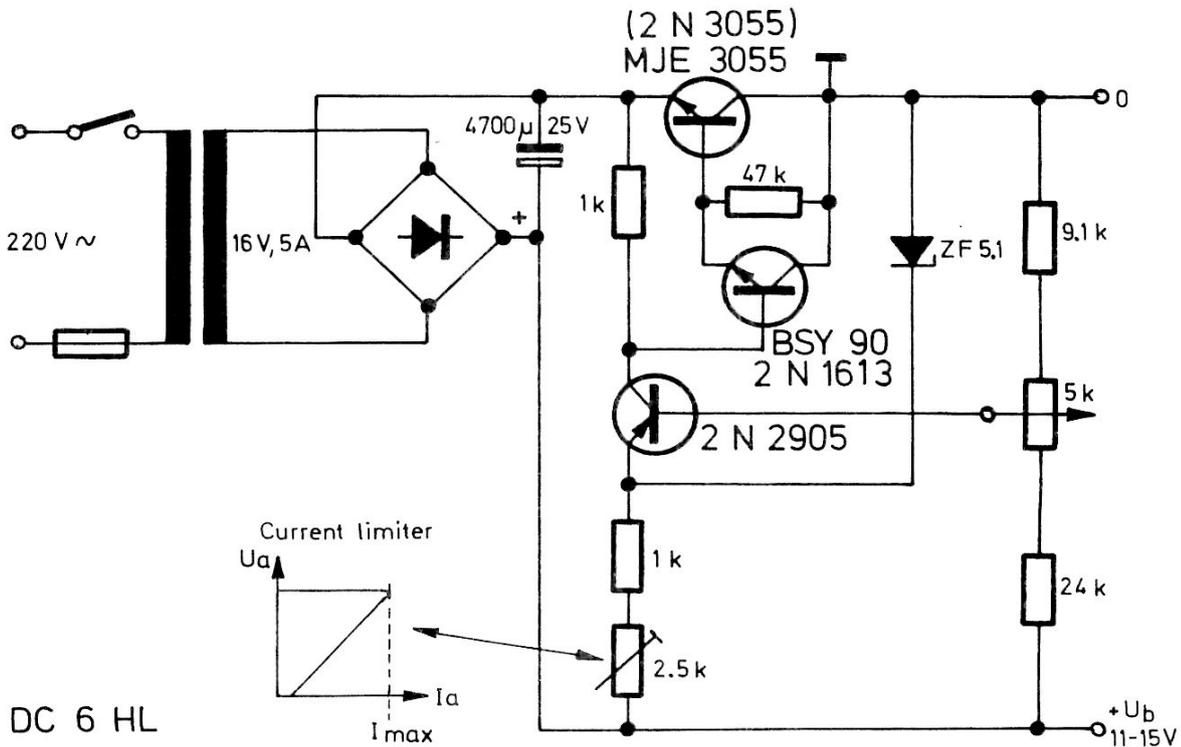


Fig. 9 : Schéma d'un stabilisateur de tension simple,
avec limitation d'intensité de 5 A

Régler les capacités d'entrée C 902 et C 903 pour le maximum de courant débité par l'alimentation; le même réglage est ensuite effectué sur le transistor final avec C 905 et C 906.

Les capacités de sortie C 908 et C 909 seront réglées au maximum de puissance de sortie.

Enlever le circuit de limitation d'intensité et connecter l'alimentation directement à l'amplificateur (voir schéma fig. 9).

Augmenter l'excitation HF jusqu'au maximum de 3 W et régler tous les trimmers de la sortie à l'entrée, pour la puissance de sortie maximale. Si la gamme de réglage des capacités est insuffisante, les spires de la self L 901 devront être resserrées et celles de L 902 desserrées.

Si l'alimentation de la fig. 9 est utilisée, il est important que la sortie soit chargée au moins à 50 mA et qu'elle soit pontée par un condensateur de 0.1 μ F.

5. REFERENCES

- (1) G. Otto : Portable SSB Transceiver for 144-146 MHz
with FM Attachment
Part I: Circuit Description and Specifications
VHF COMMUNICATIONS 4 (1972), Edition 1, Page 2-15
- (2) G. Otto : Portable SSB Transceiver for 144-146 MHz
with FM Attachment
Part II: Construction and Alignment
VHF COMMUNICATIONS 4 (1972), Edition 2, Pages 66-79
- (3) G. Otto : Portable SSB Transceiver for 144-146 MHz
with FM Attachment
Part III: FM Attachment
VHF COMMUNICATIONS 4 (1972), Edition 3, Pages 158-163
- (4) Editors: Corrections and Improvements to the DC 6 HL
SSB Transceiver
VHF COMMUNICATIONS 4 (1972), Edition 4, Page 207

VHF A T V (200 pages)

2ème édition.

D'après VHF COMMUNICATIONS. Un ouvrage technique très bien étudié, sur la télévision Amateur. La fourniture des kits ou dessins des circuits (et non mylarés comme indiqué par erreur dans le livre), permet au lecteur de réaliser le montage à prix intéressant.



Prix : 75.00 F

(dans les librairies techniques ou par correspondance, port 10 F en sus).

Au sommaire :

Télévision amateur, introduction.

Émetteur de télévision amateur en technique moyenne fréquence,

1ère partie: les MF Vidéo & Son, DJ 4 LB - 001/002

2ème partie: Oscillateur local DJ 4 LB 003, Mélangeur Emission-Ampli DJ 4 LB 004 et démodulateur DJ 4 LB 005.

Générateur de chiffre, DC 6 YF

Générateur d'impulsion télévision, DC 6 YF 001.

L'émetteur ATV versions DJ 4 LB 001a/002a, démodulateur DJ 4 LB 007.

Générateur de mire DC 6 YF 002/003.

Générateur supplémentaire Grille & Points, DC 6 YF 004.

Utilisation d'un récepteur de télévision comme moniteur Vidéo, DC 6 YF 007.

Convertisseur UHF avec mélangeur à diodes Schottky, DJ 5 XA 003.

Informations ATV

1. Filtre de suppression de bande de modulation inférieure, DJ 6 PI

2. Comment combiner les signaux Vidéo & Son, DJ 6 PI 002/003.

Amplificateurs linéaires transistorisés ATV, DJ 4 LB, Essais faits sur l'ampli 435 MHz DJ 3 SC.

Ampli linéaire ATV à 2 étages, DJ 4 LB 006.

Estimation du rapport Signal/Bruit dans une liaison ATV, DL 3 WR.

Filtre de bande latérale ATV rudimentaire, DJ 6 PI 004.

Un émetteur ATV 24 cm (1250 MHz) à partir des modules DJ 4 LB.

Un ampli linéaire 1250 MHz, équipé d'un BFQ-68, DJ 4 LB 008.

Mélangeur en anneau pour l'émetteur ATV DJ 4 LB, DJ 1 JZ 002.

Un générateur de mire facile à construire, DC 7 EP 001.

Convertisseur de réception à mélangeur à diode Schottky pour la bande 24 cm (1296 MHz), DJ 5 XA 004.

Transverter linéaire 28-1296 MHz avec mélangeur push-pull, DF 8 QK 001.

Préampli à 3 étages, 1296 MHz, DC 0 DA 004.

Module oscillateur local 1268 MHz pour le transverter DF 8 QK, DF 8 QK 002.

Un émetteur ATV 24 cm (1250 MHz) construit à partir des modules décrits.

AMPLIFICATEUR LINEAIRE TRANSISTORISE 432 MHz (70 cm)

par G. Freytag, DJ 3 SC

Deux versions d'un amplificateur linéaire à trois étages vont être décrites ci-après; elles permettent d'augmenter la puissance de sortie d'un transverter 2 m/70 cm ou d'un émetteur de faible puissance. Les transistors de puissance UHF fabriqués par CTC sont utilisés. La puissance de sortie est soit de 10 W soit de 18 W, avec une tension d'alimentation de 12 V (13.5 V en SSB). Un grand nombre de ces amplificateurs linéaires ont été testés sur l'air depuis un temps assez long.

Les schémas se rapportent principalement à la version 10 W, mais une puissance de sortie plus grande est possible, simplement par l'utilisation de combinaisons de transistors différentes. Les deux modules amplificateurs linéaires ont les spécifications suivantes :

<u>Amplificateur 10 W</u>		<u>Amplificateur 18 W</u>	
P_{in}	0.15 W	P_{in}	0.8 W
P_{out}	10 W	P_{out}	18 W
Rendement global	= 50 %		
Tension d'alimentation U_b	= 11 V à 13.5 V		

1. ETUDE DU SCHEMA

Le schéma de l'amplificateur linéaire (fig.1) est calculé d'après une note technique du fabricant (CTC). Le courant de repos des transistors T 1 à T 3 est obtenu par une tension de polarisation base utilisant des diviseurs de tension à impédance relativement faible (R 1 en série avec R 2 etc.). Une tension d'environ 7 V est nécessaire, stabilisée par une diode Zener de puissance de façon que des conditions de fonctionnement stables soient obtenues, même si la tension de la batterie chute, par exemple, en trafic portable.

Les inductances L 1 à L 4 des circuits d'adaptation des transistors sont des morceaux de lignes droites réalisées à même le circuit imprimé. Les capacités C 9 et C 10 ont été placés pour protéger les transistors T 2 et T 3 dans le cas où les condensateurs ajustables C 6 et C 7 se court-circuiteraient accidentellement. Les condensateurs C 9 et C 10 ainsi que C 11 à C 16 sont des découplages céramiques sans fils de connexion, placés dans un trou rectangulaire de 1 mm de large, creusé dans le circuit imprimé et soudés de chaque côté sur les conducteurs appropriés.

2. CONSTRUCTION

L'amplificateur linéaire est réalisé sur un morceau d'époxy simple face et les composants sont placés sur le côté conducteur du circuit. Des découpes seront faites aux points de connexion Pt 1 et Pt 2 pour le montage des supports BNC. Des trous de 9.5 mm de diamètre sont nécessaires pour les transistors T 1 à T 3; des découpes de 1 mm x 10 mm seront ménagées pour les condensateurs de découplage C 9 à C 16. Les dimensions du circuit imprimé, référencé DJ 3 SC 001, sont 210 mm x 75 mm.

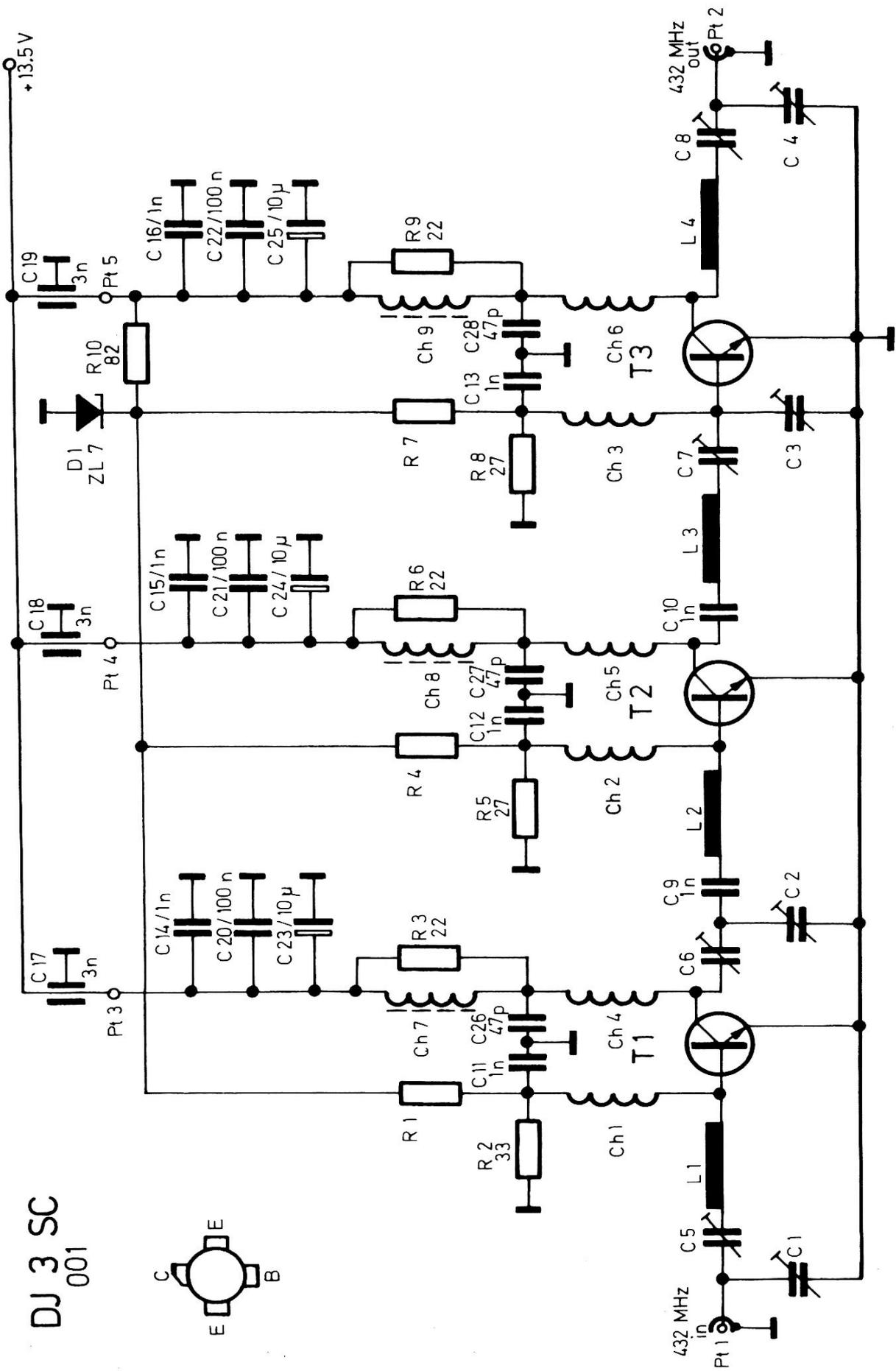


Fig.1: Schéma électrique de l'amplificateur linéaire 432 MHz

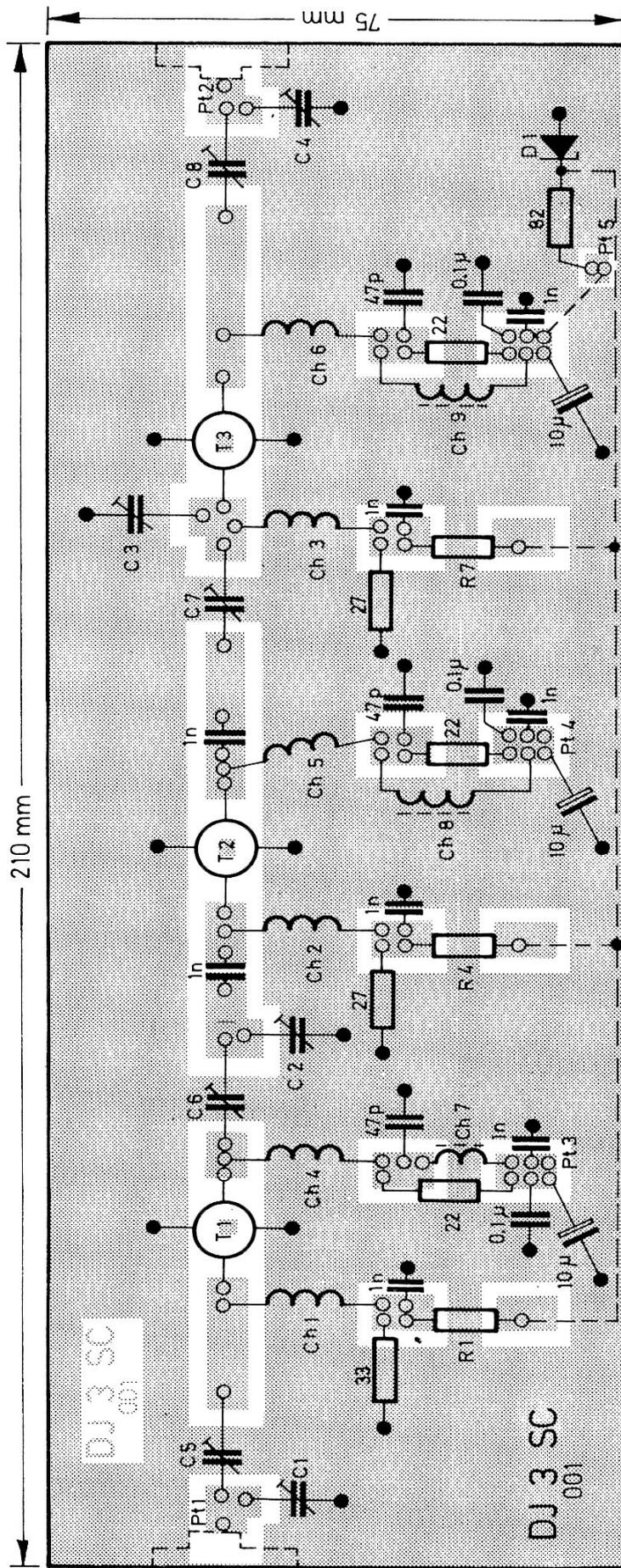


Fig. 2: Implantation des composants sur le circuit imprimé DJ 3 SC 001

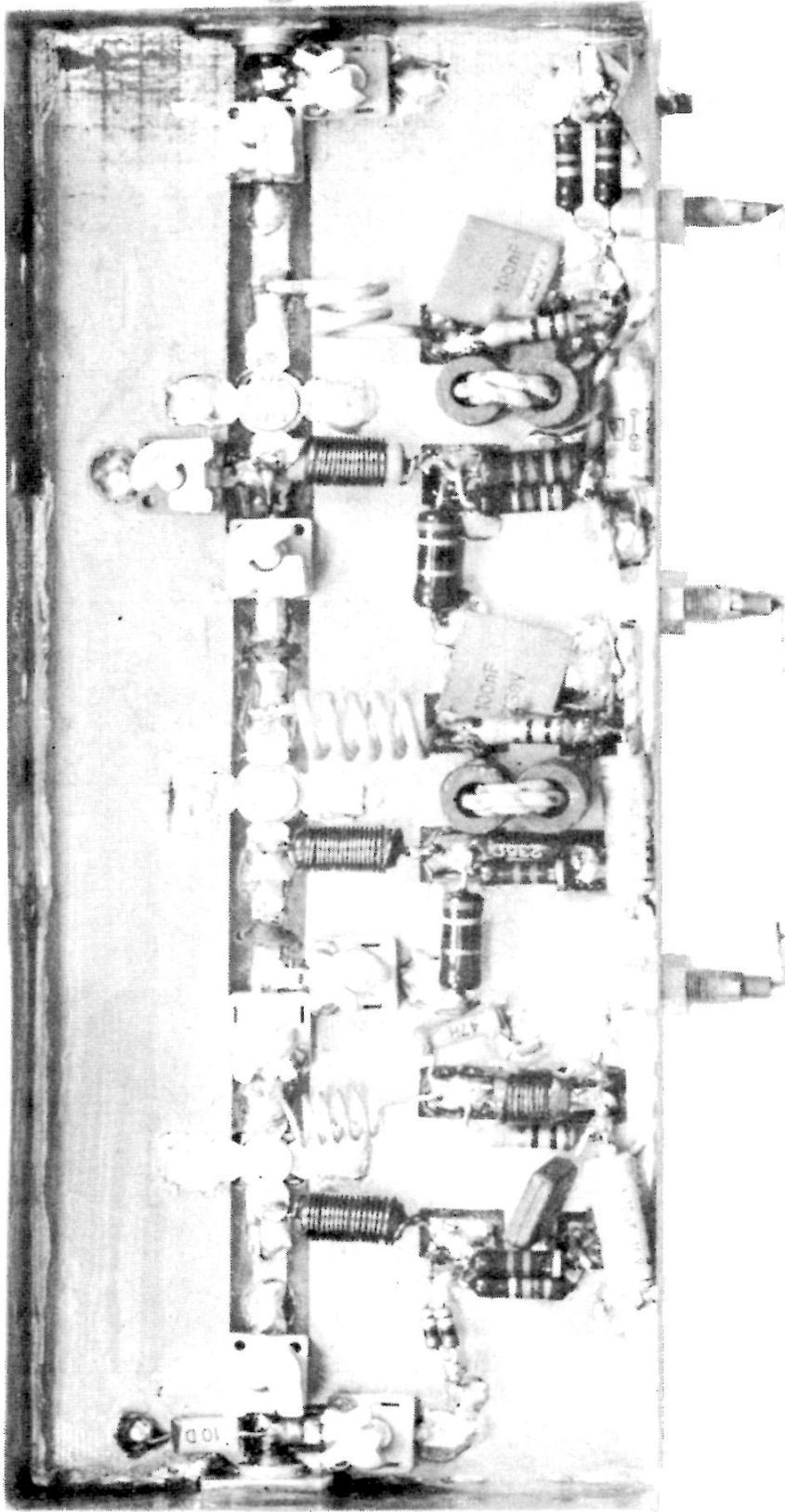


Fig. 3 : Prototype réalisé par l'auteur

Les composants peuvent maintenant être montés sur le circuit imprimé à l'exception des transistors et des résistances du diviseur de tension de base R 1, R 4 et R 7 qui seront placés dans cet ordre. Les transistors seront ensuite vissés sur le radiateur. Un prototype d'amplificateur linéaire est montré en fig. 3. Les trois selfs de choc ferrites utilisées sont d'un modèle différent de celles utilisées en Section 3. Les composants sont facilement identifiables. En premier lieu, les quatre lignes résonnantes qui apparaissent clairement sur la photo; ensuite, les capacités de traversées C 17 à C 19 placées en bas de l'image et raccordées au points Pt 3 et Pt 5.

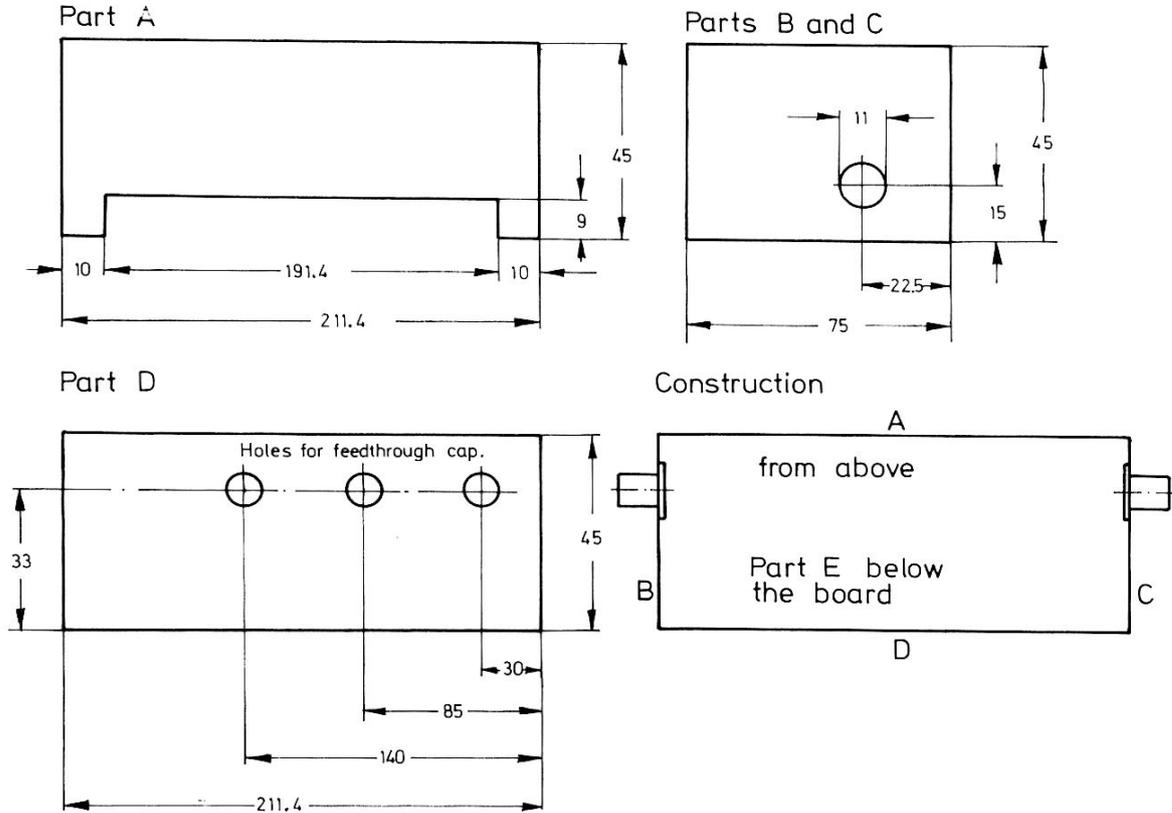
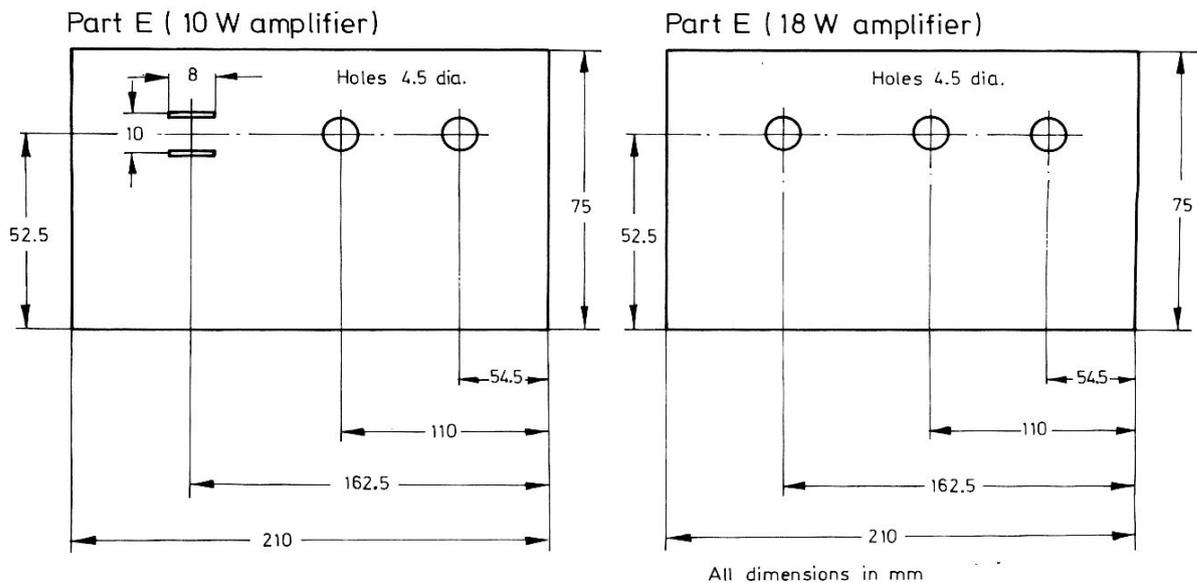


Fig. 4: Blindages latéraux, en feuille de métal de 6/10 pour le DJ 3 SC 001



All dimensions in mm

Fig. 5: Plaque de dessous, en feuille de laiton 10/10

Pour obtenir un fonctionnement stable de l'amplificateur linéaire, le circuit imprimé sera enfermé dans un boîtier métallique de 45 mm de haut, en feuille de métal de 6/10. Ce blindage sera soudé aux coins du circuit imprimé avant le montage des composants.

Les parties A à D de ce blindage sont expliquées en fig. 4. Ce blindage est identique pour les deux amplificateurs.

De plus, si le blindage complet de l'amplificateur s'avère nécessaire, une autre plaque métallique (fig. 5) sera montée parallèlement et à 2.5 mm du circuit imprimé. Cette plaque aidera le refroidissement des transistors. Afin que cette plaque puisse être placée comme indiqué, il faut que les condensateurs de découplage ne dépassent pas le circuit imprimé de plus de 1.5 mm.

Le montage est facilité si le circuit imprimé et la plaque de fond sont réunis ensemble à l'aide de cales, collées, réalisées en circuit époxy de 2.5 mm; le circuit imprimé et la plaque de fond seront soudés ensuite au boîtier métallique.

Avec ce type de montage, le boîtier des transistors type C 3 - 12, C 12 - 12 et C 25 - 12 est fixé sur la plaque métallique (partie E) tandis que les connexions de sortie sont soudées sur le circuit et ne possèdent donc aucune rigidité mécanique. Il faudra faire attention en soudant l'ensemble: circuit et plaque de fond collés ensemble, que le radiateur, construit en profilé d'aluminium, soit bien ajusté avec la partie E et la partie A, comme représenté en fig. 6.

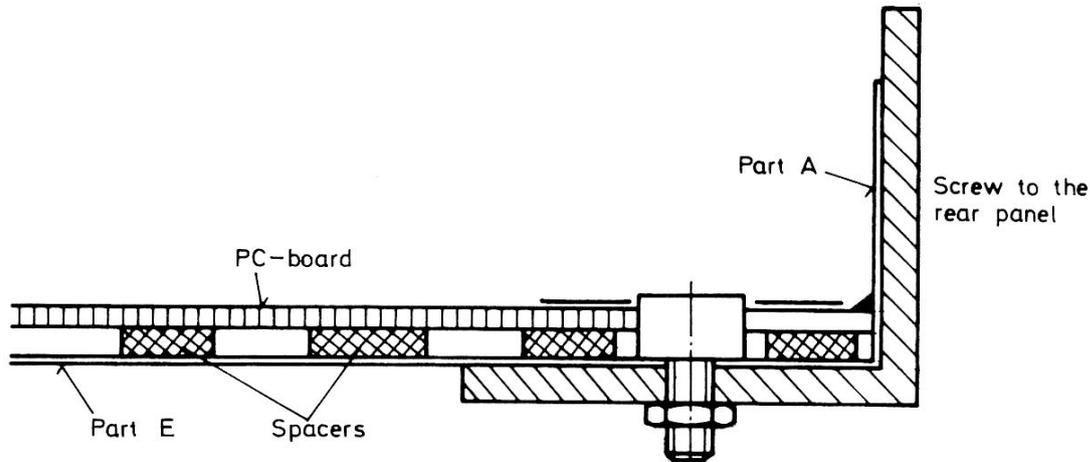


Fig. 6 : Vue en coupe de l'amplificateur DJ 3 SC 001, montrant la position du circuit, de la plaque de laiton et du dissipateur de chaleur

La chaleur dissipée par les transistors du type C 3 - 12 à C 25 - 12 est évacuée par leur écrou de fixation et elle est transmise au radiateur aluminium de 50 x 50 x 4 mm placé à la partie arrière du boîtier. Si ce panneau arrière ne doit pas dissiper de chaleur provenant d'autres sources, aucun autre radiateur que le modèle utilisé avec la version 10 W ne sera nécessaire en SSB.

Un bon contact avec la plaque métallique inférieure est suffisant pour le refroidissement du transistor type C 1 - 12. Ce transistor possède un disque métallique doré sur la partie inférieure, lequel doit être soudé à un radiateur. Ce radiateur est réalisé avec une plaque de cuivre de 0.5 mm d'épaisseur, en forme de U de 6 mm de large. Les deux bras sont alors placés à travers les trous carrés de la plaque métallique (partie E, fig. 5) et seront soudés sur cette plaque, après avoir été recourbés (voir fig. 7).

Le radiateur d'aluminium de la version 10 W servira donc uniquement pour les deux transistors à fixation par vis (environ 120 mm de longueur).

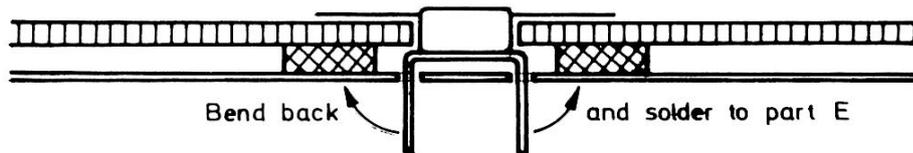


Fig. 7: Refroidissement du transistor C 1 - 12

3. COMPOSANTS

Version 10 W

T 1: C 1-12

T 2: C 3-12

T 3: C 12-12

D 1:

C 1 - C 8:

C 9 - C 16:

C 17 - C 19:

Ch 1 - Ch 3:

Version 18 W

T 1: C 3-12

T 2: C 12-12

T 3: C 25-12

ZL 7, BZY 92 / C 6 V 8 ou diode zener 7 V / 1 W similaire

6-30 pF, trimmers à air; pour C 1 à C 4, le type 2 - 22 pF à diélectrique plastique peut convenir.

Bypass céramique 1 nF sans fil de connexion, ou condensateur Chip.

condensateurs de traversée 3 nF, valeur non critique (s'assurer qu'ils soient aptes à supporter le courant continu nécessaire à l'amplificateur).

18 spires en fil de cuivre émaillé 5/10, sur une résistance de 1 W, \varnothing 6 mm, longueur 14 mm.

Fabricant:

CTC (Communications Transistor Corporation)

Amplificateur 10 W

Ch 4: 5 spires en fil argenté 10/10 en l'air, \varnothing intérieur 6 mm, longueur 10 mm.

Ch 5: 5 spires en fil argenté 20/10 en l'air, \varnothing intérieur 6 mm, longueur 16 mm.

Ch 6: 2 spires en fil argenté 20/10 en l'air, \varnothing intérieur 6 mm, longueur 7 mm.

Ch 7: Choc ferrite à large bande.

Ch 8: 8 spires sur tore ferrite, \varnothing extérieur 23 mm, \varnothing intérieur 14 mm, hauteur 7 mm; $\mu_i \approx 2000$.

Ch 9: comme Ch 8.

R 1: Environ 320 Ohm (à ajuster aux essais)

R 4, R 7: Environ 250 Ohm (à ajuster aux essais)

Amplificateur 18 W

Ch 4: comme Ch 5

Ch 5: comme Ch 6

Ch 6: 1 spire en fil argenté 20/10 en l'air, \varnothing int. 6 mm.

Ch 7: comme Ch 8

Ch 8: comme Ch 8

Ch 9: comme Ch 8 mais avec 4 spires

4. REGLAGE

Après avoir soudé le circuit imprimé dans le boîtier métallique et monté tous les composants, à l'exception des résistances R 1, R 4 et R 7, il est alors possible de régler le courant de repos des transistors; ensuite, mesurer la tension de la diode Zener. La tension d'alimentation sera alors raccordée à seulement un des étages et la valeur des résistances R 1 ou R 4 et R 7 sera modifiée en réduisant sensiblement les résistances par itération successives, jusqu'à ce que la valeur correcte du courant de repos soit obtenue.

La linéarité de l'amplificateur augmente avec le courant de repos; mais il y a danger d'oscillation à des courants de l'ordre de 30 mA. Une qualité SSB suffisamment linéaire est obtenue pour environ 5 mA par étage.

Le réglage HF sera facilité par l'utilisation d'un long rouleau de câble coaxial (50 m) à grande atténuation et raccordé au moyen d'un indicateur de ROS (2), (3). La résistance de charge de 50 Ohm placée à la fin du câble sera seulement affectée par une faible partie de la puissance de sortie et aucune réflexion n'affectera la partie du câble raccordée à l'émetteur.

Les condensateurs ajustables seront préréglés pour environ leur capacité moyenne. Ensuite, l'excitation sera réglée approximativement au quart de la puissance d'excitation nominale. Aucune puissance ne sera présente en sortie à cet instant. Les condensateurs C 1 et C 5 seront tout d'abord réglés de façon à augmenter le courant total de l'ampli; ensuite, ce sera le tour de C 2 et C 6. L'expérience a montré qu'une grande augmentation de la puissance de sortie ne sera obtenue que lorsque presque tous les trimmers auront été correctement réglés. Il est alors possible d'augmenter l'excitation à sa valeur nominale et de parfaire le réglage des trimmers pour le maximum de puissance de sortie.

5. RESULTATS

Un très grand nombre de ces amplificateurs linéaires ont été construits depuis quelque temps, en Allemagne. Certains sont en service depuis plus de deux ans. Bien que les transistors utilisés ne soient pas spécialement destinés à l'amplification linéaire, les résultats sont extrêmement satisfaisants. La très bonne qualité du signal SSB a été confirmée par tous les QSOs réalisés. Aucune altération du spectre ni aucun éclatement n'ont été constatés, même lors de QSO's locaux.

6. REFERENCES

- (1) New Applications for CTC Product-UHF Mobile
Application notes from CTC USA.
- (2) R. Griek: Simple Stripline Reflectometers for 144 and 432 MHz
VHF COMMUNICATIONS 3 (1971), Edition 2, Pages 89-92
EDITION F1, Pages 116-119
- (3) H. Tiefenthaler and B. Roessle:
Precision 50 Ohm Reflectometer for 0 - 2400 MHz
VHF COMMUNICATIONS 6 (1974), Edition 1, Pages 2-17

AMPLI DE PUISSANCE 70 cm (432 MHz) ÉQUIPÉ D'UNE 2 C 39

Par K. Weiner, DJ 9 HO

Il est assez facile de trouver des tubes d'occasion 2 C 39 ou YD-1050 pour pas cher, voire même moins que cela. Ceci est dû au fait que les utilisateurs professionnels de ces tubes les remplacent fréquemment sur leurs appareils et à intervalles réguliers. C'est ce qui les a rendus assez populaires parmi les radio-amateurs pour la construction d'amplis pour les UHF. L'auteur a essayé de proposer un ampli plus simple que celui mentionné au chapitre pages 59-72. Il est monté avec des plaques de circuit imprimé ou de métal peu épais ; pour éviter l'achat d'un support difficile à trouver, le tube sera soudé directement en place. Tout a été fait pour que cet ampli puisse être construit très facilement ; de plus il peut être utilisé aussi comme exciteur.

1. DESCRIPTION DU CIRCUIT

Le circuit de l'ampli de puissance est donné **Figure 1**. Il s'agit d'un montage très connu ; le tube est monté avec la grille à la masse. Pour les lecteurs dont c'est la première expérience de ce genre, avec des triodes métal-céramique, il faut dire que le tube fonctionne avec la grille à la masse en courant continu. La tension de polarisation négative nécessaire est obtenue en rendant la cathode positive par une résistance R1. Cette tension est fonction de l'excitation et est fixée à 6 V sur 60 Ω pour un courant cathode de 100 mA. Une diode zéner est montée en parallèle sur cette résistance de façon à ce que la tension de polarisation n'augmente pas au-delà d'une certaine valeur dans le cas de niveaux d'excitation élevés. Les valeurs idéales de la résistance et de la diode zéner dépendent du tube utilisé, des conditions d'utilisation du tube, de la tension d'anode, et du mode de transmission que vous utilisez. De 400 à 600 V et avec un courant de repos de 20 à 50 mA, une zéner de 5,6 V et une résistance 60 Ω devraient faire l'affaire. L'ampli peut fonctionner en AM, FM, BLU et CW, aussi bien qu'en TVA. Un potentiomètre peut être utilisé à la place de R1 (250 Ω), ainsi il sera possible de régler le courant de repos plaque à 20 mA.

La cathode de la 2 C 39 étant reliée à un côté du chauffage, la tension de polarisation sera donc virtuellement au même potentiel que le chauffage. Il faudra donc, contrairement à l'habitude, ne pas placer un des bouts de l'enroulement du chauffage à la masse, sinon, la polarisation serait court-circuitée. Il ne sera pas possible d'alimenter plusieurs tubes par le même enroulement de chauffage si vous souhaitez alimenter plusieurs tubes et si les tensions de polarisations sont différentes.

La tension de chauffage ne devra pas dépasser 6 V. Les valeurs exactes sont fonction de la fréquence de trafic ainsi que du niveau de l'excitation, et sont données au chapitre pages 59-72. Cet article donne également des informations sur différents tubes de la même famille.

L'excitation étant appliquée sur la cathode, il sera nécessaire de placer sur les fils du chauffage des selfs de choc dont la valeur sera fonction de la fréquence de travail. Les selfs de choc L4 et L5 évitent qu'une partie du signal UHF ne soit perdu. Le diviseur

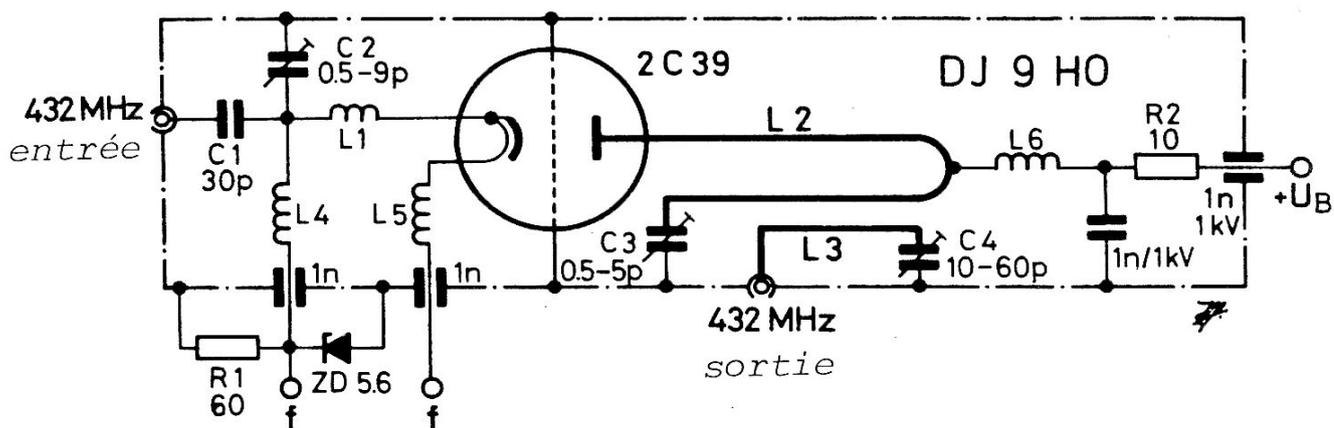


Fig.1: Schéma électrique de l'ampli de puissance

de tension capacitif C1/C2 et la self L1 adaptent du câble à l'impédance complexe d'entrée du tube.

Le circuit d'anode L2 de l'ampli de puissance est une ligne "Letcher" 1/4 d'onde raccourcie. Une ligne de type équilibrée étant utilisée avec un seul tube, l'ajustable C3, "montre" la capacité du tube à l'extrémité ouverte de la ligne. Cet ajustable est aussi utilisé pour l'accord de ligne à la résonance, laquelle peut être modifiée; aussi la self de choc L6 est nécessaire au point "froid" normal de la ligne. La résistance R2 est utilisée comme un "fusible". La valeur n'est pas critique (9 à 15 Ω), cependant sa puissance ne doit pas excéder 1/4 W.

La puissance de sortie est disponible via L3. L'inductance de la boucle de couplage est accordée en résonance série à l'aide de l'ajustable C4.

2. PARAMÈTRES DE FONCTIONNEMENT

Ce type de tube est très fiable, utilisé avec une tension de 300 V. Le tableau ci-dessous donne quelques caractéristiques pour différentes tensions de plaque et puissances d'entrée; ceci a été déterminé à l'aide d'un coupleur directionnel calibré (Siemens) et une charge de 50 Ω (Spinner) :

U plaque	W excitation	I plaque	W sortie
300 V	0,4 W	28 mA	4 W
300 V	4 – 5 W	72 mA	12 W
420 V	0,4 W	35 mA	7 W
420 V	4 – 5 W	95 mA	22 W
600 V	0,4 W	42 mA	9 W
600 V	1 W	55 mA	15 W
600 V	4 – 5 W	115 mA	42 W

Le tube nécessite un temps de chauffage d'environ 1 minute et doit être refroidi par ventilation forcée malgré la faible tension plaque.

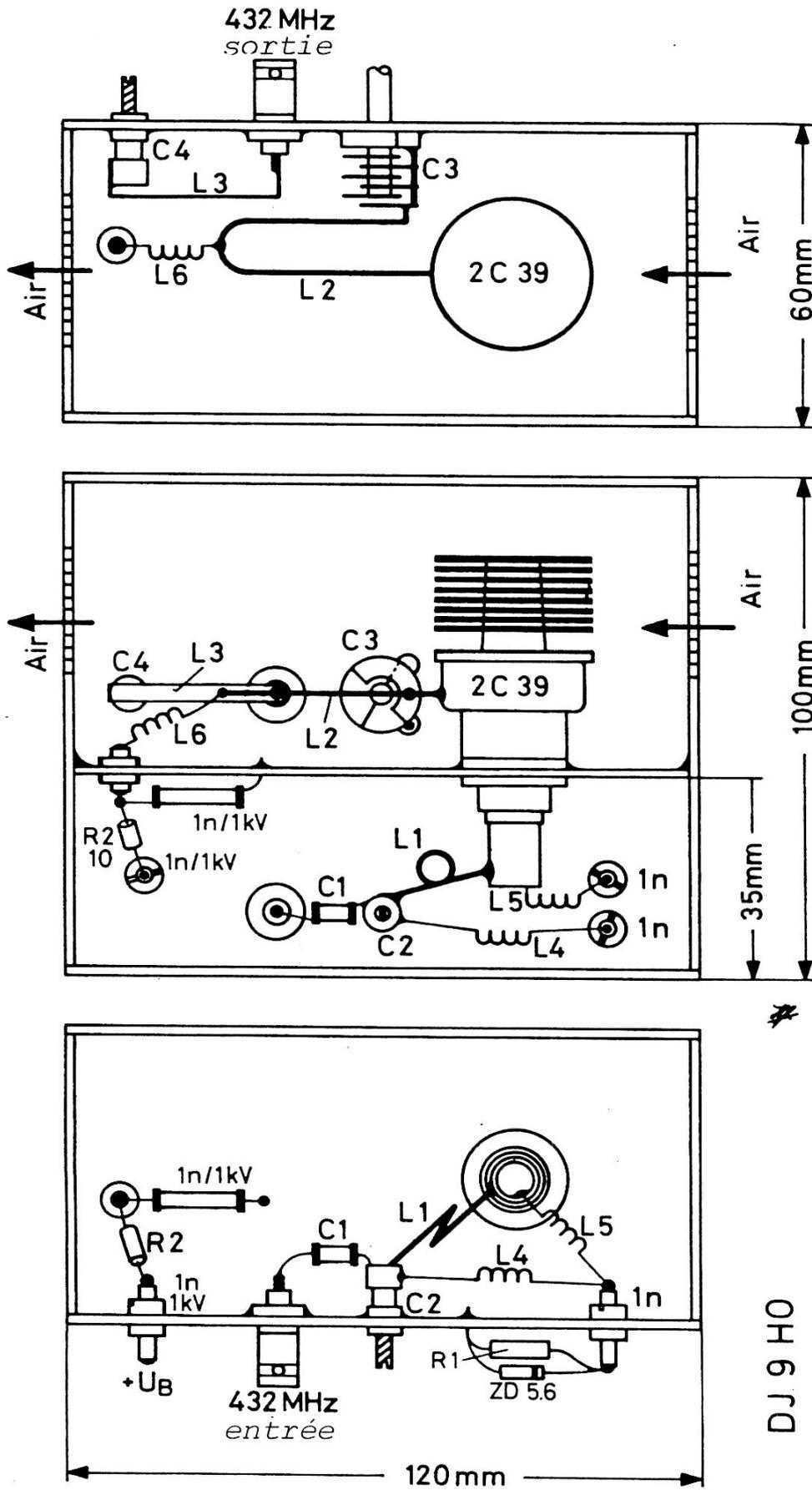


Fig. 2 : Construction de l'amplificateur de puissance en 432 MHz (en plan)

Les valeurs ci-dessus montrent que la linéarité du tube est bien conservée, même pour un courant plaque de 72 mA et une tension plaque faible de 300 V. Ceci est dû au fait que le gain en amplification est inférieur à 10 dB. Une tension plaque plus élevée donnerait des résultats encore meilleurs.

3. CONSTRUCTION

Le châssis de l'ampli de puissance 432 MHz sera monté avec des plaques de circuit imprimé ou de laiton de faible épaisseur. Le côté cuivre sera placé vers l'intérieur, de même que le côté supérieur du panneau intermédiaire (côté anode). Si l'on utilise, pour le panneau intermédiaire, du cuivre ou du laiton, ceci permet une meilleure diffusion de la chaleur dissipée par le tube. La **Figure 2** montre en plan la construction de l'ampli de puissance.

Le panneau intermédiaire sert avec le trou à fixer le tube par sa grille ainsi qu'au passage de la haute tension à l'aide d'une "traversée" pour la tension plaque. Sur la façade avant, des trous sont prévus pour la fixation des BNC, des condensateurs de traversée et des ajustables (par exemple céramique de 0,5 - 9 pF de chez Philips ou ajustables à air avec espacement de 1,5 mm entre lames). Il faudra ensuite souder ensemble les quatre côtés et le panneau intermédiaire. Le couvercle et le fond ne seront mis en place qu'une fois que la totalité de l'ampli aura été montée.

Les selfs seront réalisées conformément aux dessins de la **Figure 3**. Les 3 selfs L4/L5/L6 comportent 10 tours de fil émaillé de 0,5 mm de diamètre (jaune 24 AWG) bobinés sur air sur un diamètre de 6 mm. Le tube est soudé en place sur l'anneau grille (sur le panneau intermédiaire) en utilisant un fer à souder de grosse puissance (100 à 150 W). La soudure sera effectuée côté compartiment anode. La soudure devra être effectuée assez rapidement afin de ne pas endommager le tube. La **Figure 4** indique comment doit être monté et soudé le tube ainsi que le positionnement de L2. La **Figure 5** est une photo d'un étage à double ampli construit selon ce qui a été écrit.

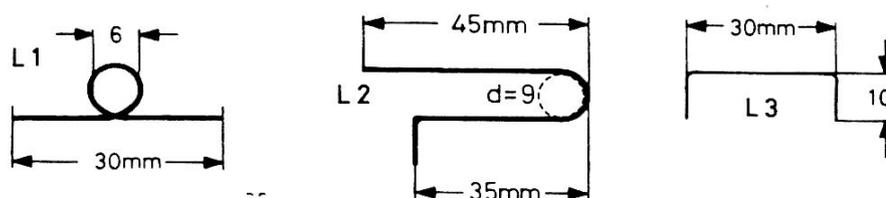


Fig. 3 : Dimensions et formes des selfs

- L1 ⇨ Fil de cuivre de diamètre 1,5 mm
- L2 ⇨ Fil de cuivre de diamètre 2 mm
- L3 ⇨ Bande de cuivre argenté de 4 mm x 0,5 mm

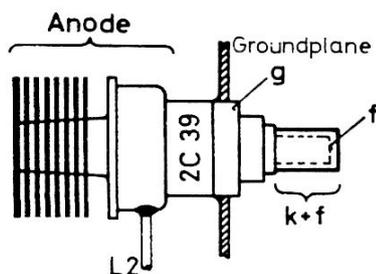


Fig. 4 : Electrodes du tube 2 C 39

4. ACCORD ET FONCTIONNEMENT

Un indicateur d'ondes stationnaires sera connecté à la fois à l'entrée et à la sortie. L'alignement est commencé avec une tension anode relativement basse et une puissance d'excitation de 1 W; le circuit de cathode est aligné de façon à obtenir un meilleur compromis entre excitation maximum et taux d'onde stationnaire minimum, et de même pour le côté anode pour obtenir le maximum de puissance en sortie. Après cet alignement grossier, on pourra appliquer au montage la tension normale de fonctionnement pour figurer le réglage. Avec les valeurs données, l'ampli doit fonctionner immédiatement.

La dissipation de chaleur étant relativement faible avec ce type de montage, il est nécessaire de refroidir le tube par air forcé, même en travaillant avec une faible tension de plaque de 300 V. Pour cela, percer une grande quantité de trous de 3 mm de diamètre ou découper une grande fenêtre sur les différents côtés. Ces découpes de refroidissement peuvent être faites dans le sens de la longueur ou celui de la largeur. Si l'air traverse la chambre cathode, ce ne peut être que mieux.

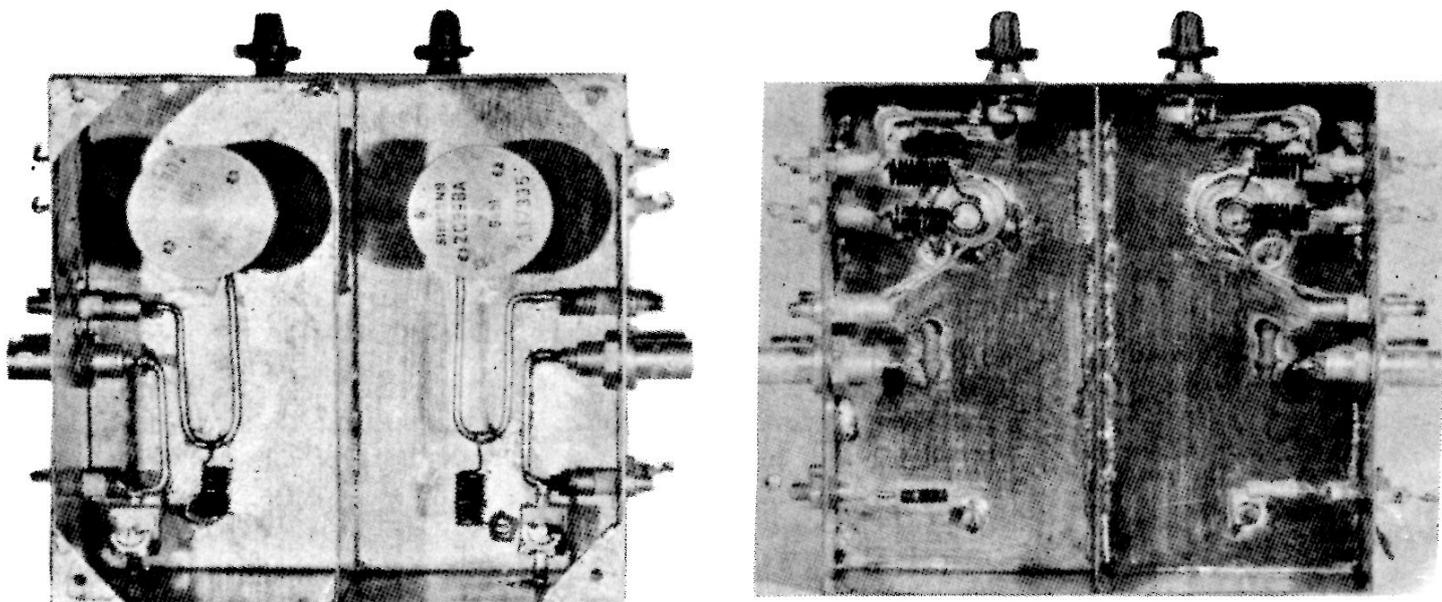


Fig. 5 : Deux étages amplificateur utilisant le principe décrit

Il est possible d'utiliser le même type de montage pour la bande 2 mètres ; un montage a d'ailleurs été essayé. Cependant une réalisation pour la bande 23 cm présenterait beaucoup plus d'intérêt. Cet ampli de puissance pouvant être monté en une soirée, il est certain qu'il sera fort utilisé en UHF.

5. RÉFÉRENCES

VHF COMMUNICATIONS, 2/75, Pages 78-82.

MÉLANGEUR ÉMISSION ET AMPLI LINÉAIRE POUR LE 23 CM A 4 TUBES 2 C 39

par R. Jux, DJ 6 UT et H. Duttberner, DL 3 MH

Le montage de base de ce mélangeur et ampli linéaire 23 cm est réalisé en fer étamé, lequel peut être facilement débité et soudé. Quatre tubes 2 C 39 sont utilisés et montés à 180 degrés les uns par rapport aux autres, ce qui permet de réduire l'éloignement entre la cavité d'anode d'un tube et celle de cathode du tube suivant. Le premier tube est utilisé en mélangeur et les trois étages qui suivent en amplificateurs pour la bande 23 cm (**Figure 1**). Le module décrit étant un ampli linéaire, il peut être utilisé pour d'autres applications.

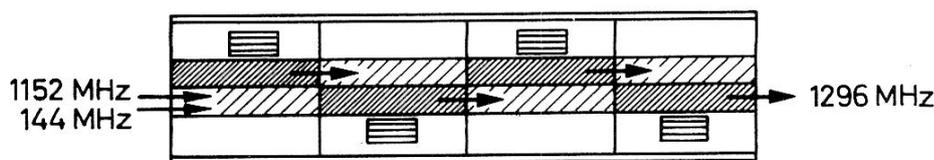


Fig. 1 : Principe du module mélangeur/ampli linéaire

L'étage mélangeur est attaqué par un signal 1152 MHz provenant d'un oscillateur à quartz dont le niveau est d'environ 2 W, ainsi que par un signal 144/146 MHz de 300 mW. Si seuls les modes CW et FM sont utilisés, le module oscillateur à quartz devra être modifié pour que la fréquence résultante soit 1296 MHz. Dans ce cas, la totalité de l'ampli linéaire, y compris le mélangeur, pourra être utilisée en amplificateur. Il existe plusieurs possibilités pour obtenir le niveau de tension d'oscillation requis, différents détails sous forme de bloc diagrammes sont donnés à la fin de cet article. Le dernier doubleur de fréquence décrit est également équipé d'un tube 2 C 39.

L'article qui suit décrit donc en détail le montage et l'alignement de ce mélangeur/linéaire. La construction de ce module se fait à partir de plaques de laiton ; il n'y a pas de pièces compliquées à plier ou tourner, elles peuvent être fabriquées par la plupart des amateurs, cependant, l'on a affaire à des cavités résonnantes UHF aussi faudra-t-il réaliser toute la mécanique avec beaucoup de soin et de précision. Un grand nombre de ces modules ont déjà été montés et fonctionnent parfaitement. Plusieurs photos et diagrammes sont donnés de façon à vous aider au cours de votre montage.

1. CONSTRUCTION MÉCANIQUE DU CHASSIS

Les photos des **Figures 2 et 3** montrent le châssis une fois achevé ; c'est par là qu'il faut d'abord commencer.

1.1. Matériel et dimensions

Pour la réalisation de toutes les parties du module, utiliser de la plaque de laiton de 1,5 mm d'épaisseur. Tous les morceaux peuvent être découpés à la main, mais attention de **bien respecter** les dimensions données, c'est impératif.

Voici la liste des différentes parties nécessaires :

Désignation	Nombre	Dimensions	Notes
Plaque grille	1	71 x 284,5 mm	Fig. 4
Cotes	2	39,5 x 284,5 mm	Fig. 5a, 5b
Séparations	6	71 x 50 mm	Fig. 6
Bouts du coffret	2	93 x 101,5 mm	Fig. 7 (plier au niveau des pointillés)
Couvercle cavité anode	4	70 x 74 mm	Fig. 8
Plaques anode	4	65 x 65 mm	Fig. 9
Plaques isolantes	4	65 x 65 mm	Dito Fig. 9 mais réalisées dans de la fibre de verre epoxy sans cuivre de 0,5 mm d'épaisseur
Couvercles	4	65 x 65 mm	Dito Fig. 9 mais en fibre de verre epoxy non cuivrée de 1,5 mm d'épaisseur

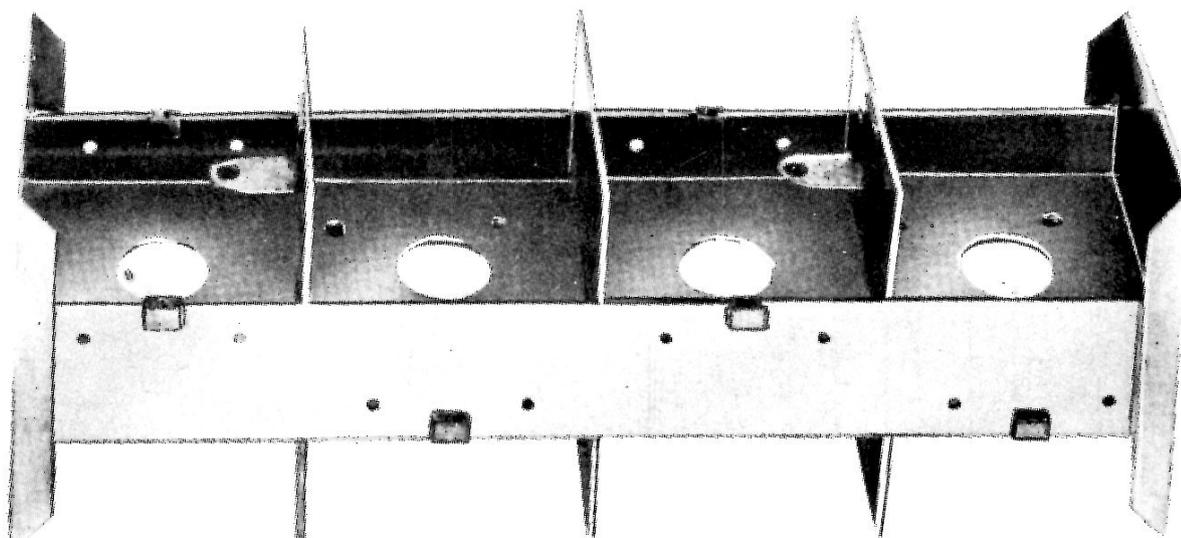


Fig. 2 : Partie inférieure du châssis avant argenture

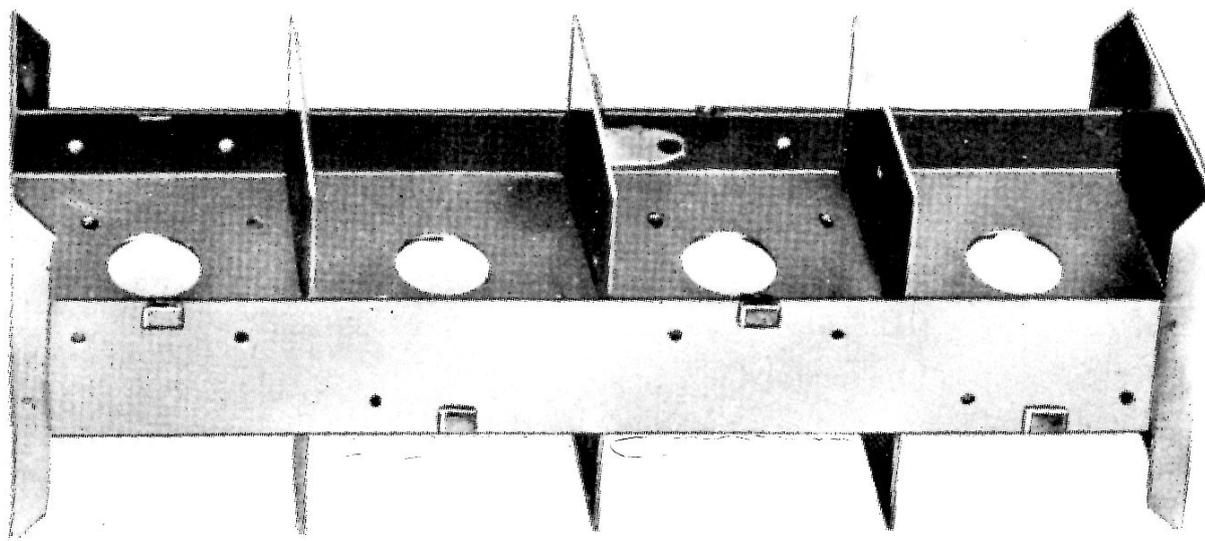


Fig. 3 : Partie supérieure du châssis

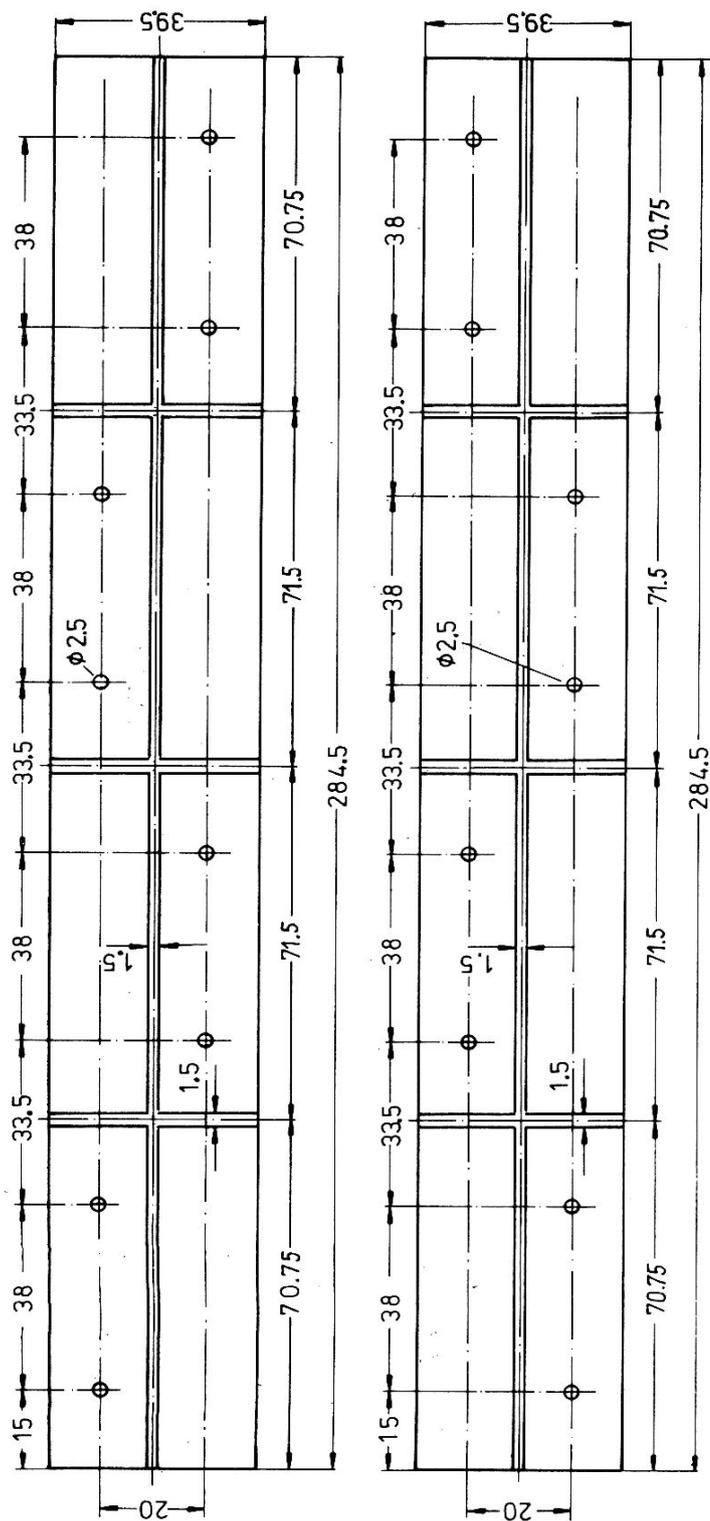


Fig. 5 : Dimensions de deux panneaux latéraux

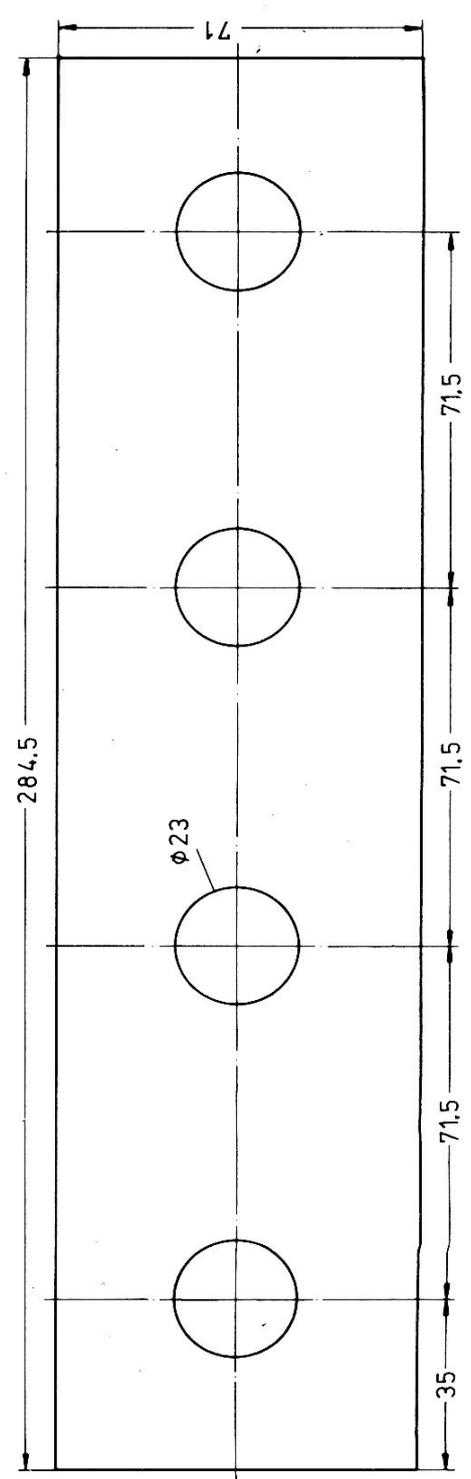


Fig. 4 : Dimensions de la plaque grille

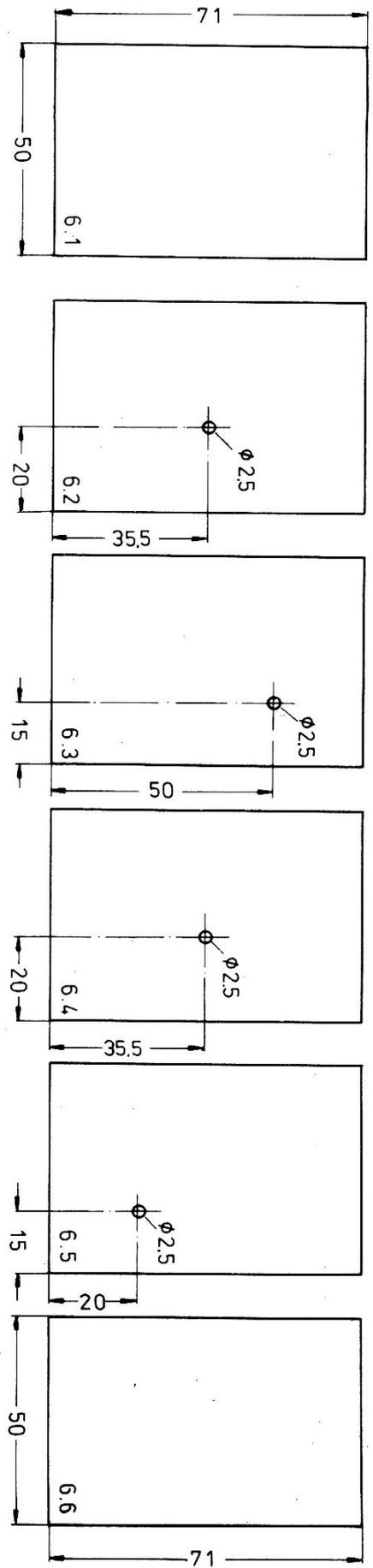


Fig. 6 : Les six séparations

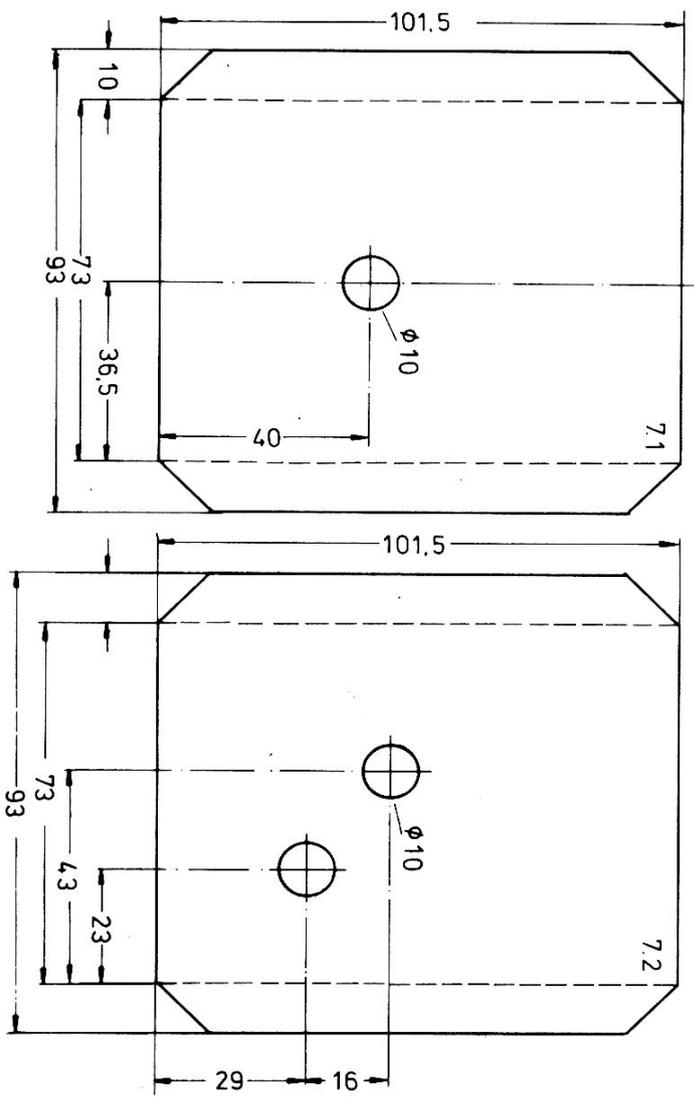


Fig. 7 : Les deux bouts du coffret

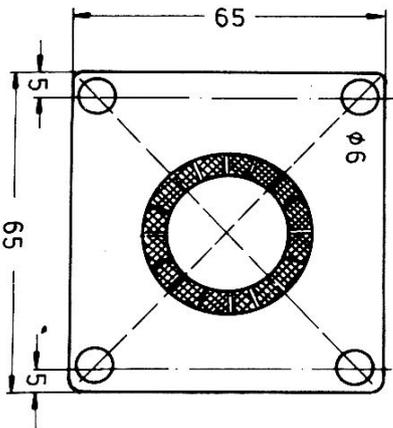


Fig. 9 : Plaques anodes (4 pièces)
Plaques isolantes (4 pièces)
Couvercles (4 pièces)

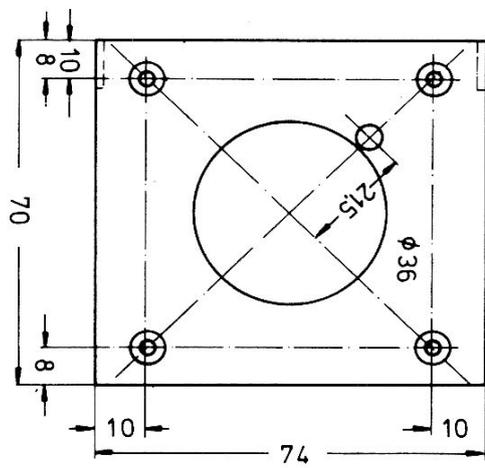


Fig. 8 :
Couvercle de la cavité anode

1.2. Montage du châssis et soudure

Une fois que toutes les parties ont été coupées, elles doivent être percées selon les trous indiqués sur les différentes figures. Les deux plaques de bout du coffret devront être pliées comme indiqué sur la **Figure 7** de façon qu'il y ait 73 mm entre les deux pattes, car ils viendront se positionner contre les panneaux latéraux, eux-mêmes soudés sur la plaque grille. Afin d'obtenir cette dimension de 73 mm, il faudra avec précaution, réaliser les rainures indiquées sur la **Figure 5**. La largeur de cette rainure dépend du matériau utilisé, dans notre cas : 1,5 mm, la profondeur sera de 0,5 mm. Pour réaliser cela, on pourra utiliser une fraise, une lime ou une lame de scie de 1,5 mm. Autrement, il est aussi possible de réaliser le châssis entièrement soudé. (Voir le chapitre 1.3).

Une fois les rainures effectuées, les panneaux latéraux sont appliqués contre la plaque grille. Si les bouts du coffret ont été correctement pliés, ils doivent s'emboîter dessus et maintenir le tout en position. Faites bien attention à ce que la plaque de grille soit bien centrée par rapport aux flasques du bout. Il est maintenant possible de mettre les six séparations à leur place. La totalité du châssis est maintenant prête à être soudée.

Trois supports sont nécessaires pour fixer les ajustables de cathode au niveau des séparations 6.1, 6.3 et 6.5. Leurs position et dimensions sont indiquées sur la **Figure 10**. Ils sont vissés et soudés en place. Enfin, il faut monter les supports isolants au-dessus des connexions de cathode. Sur le prototype de l'auteur, des morceaux de métal rectangulaires sont soudés à l'extérieur des panneaux latéraux avec des bouts de fil de 3 mm visibles sur la **Figure 3**. Il est aussi possible de souder en place des écrous en laiton de 3 mm.

1.3. Montage du châssis par soudure uniquement

Dans ce cas, il est nécessaire de modifier légèrement les dimensions des parties métalliques :
Plaque grille 70 x 282,5 mm
Séparations 70 x 50 mm

Lorsque la totalité du châssis doit être soudée, la plaque de grille, les panneaux latéraux et les bouts doivent être fixés ensemble, aussi au départ il faut s'arranger pour maintenir le tout bien en place et effectuer quelques soudures en divers points. Une attention particulière doit être apportée au fait que l'on ne doit pas faire de point de soudure à l'intérieur d'une cavité mais à l'extérieur. Les séparations doivent alors être mises en place et fixées. Procéder alors à la soudure de la totalité du châssis.

Pour le montage, l'utilisation de 4 morceaux de bois de même dimension que les cavités facilite beaucoup la tâche. Ils sont placés à l'intérieur des cavités après mise en place des séparations.

La capacité de diffusion de chaleur est relativement importante, aussi il n'y a pas de danger pour le châssis en soudant les couvercles des chambres ou en soudant les ajustables et les traversées à leur place. Naturellement, faites attention à ne pas vous brûler car le châssis reste longtemps très chaud.

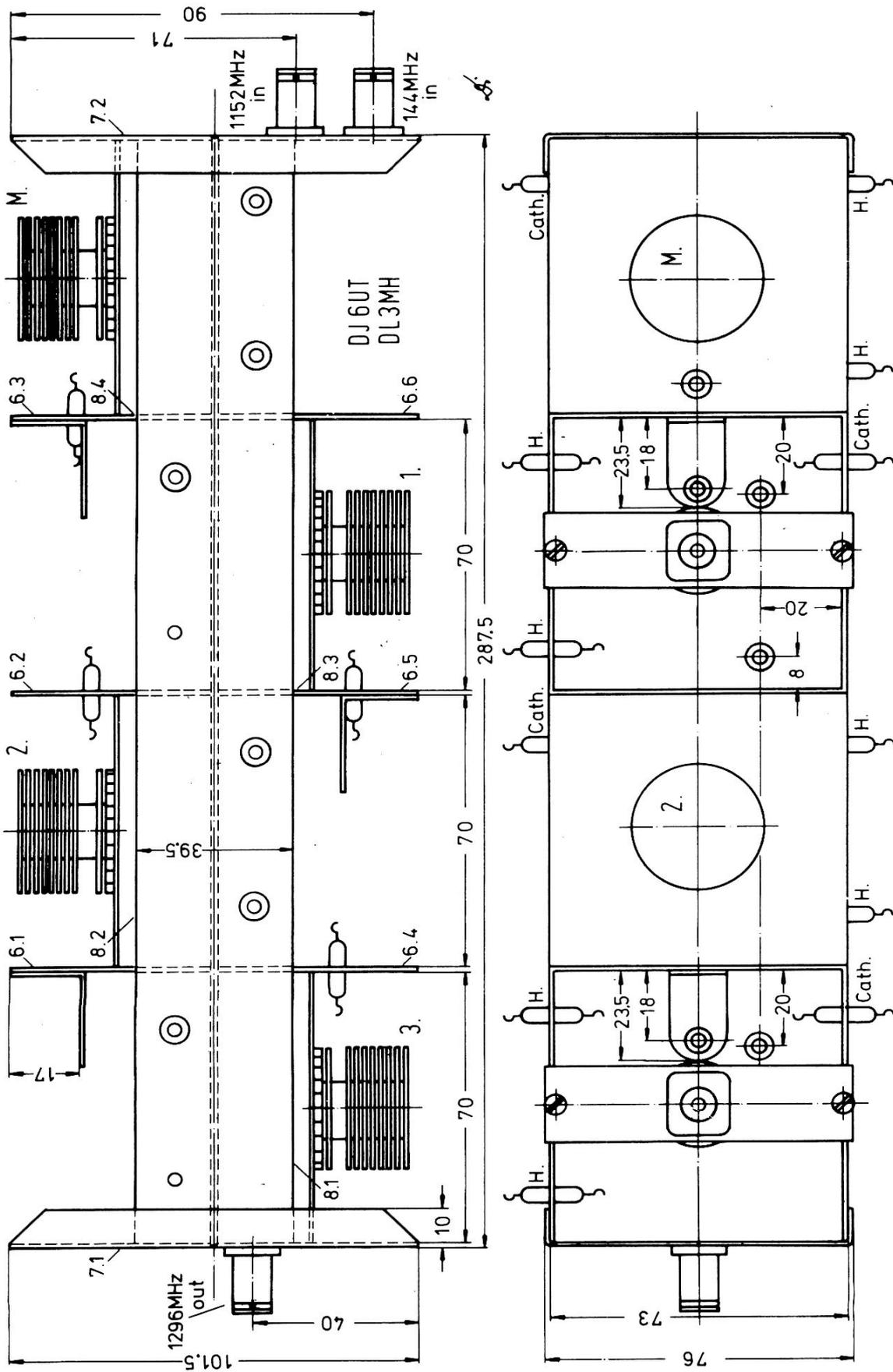


Fig. 10 : Disposition complète du module mélangeur/ampli linéaire vu de côté et de dessus

2. MONTAGE DES AUTRES PARTIES DU CHASSIS

Les photos des **Figures 11 et 12** vous donneront une idée de la disposition des autres parties. Pour la suite du montage, vous pouvez aussi vous référer à la Figure 10. Plus de détails sont donnés au fur et à mesure que nous avancerons.

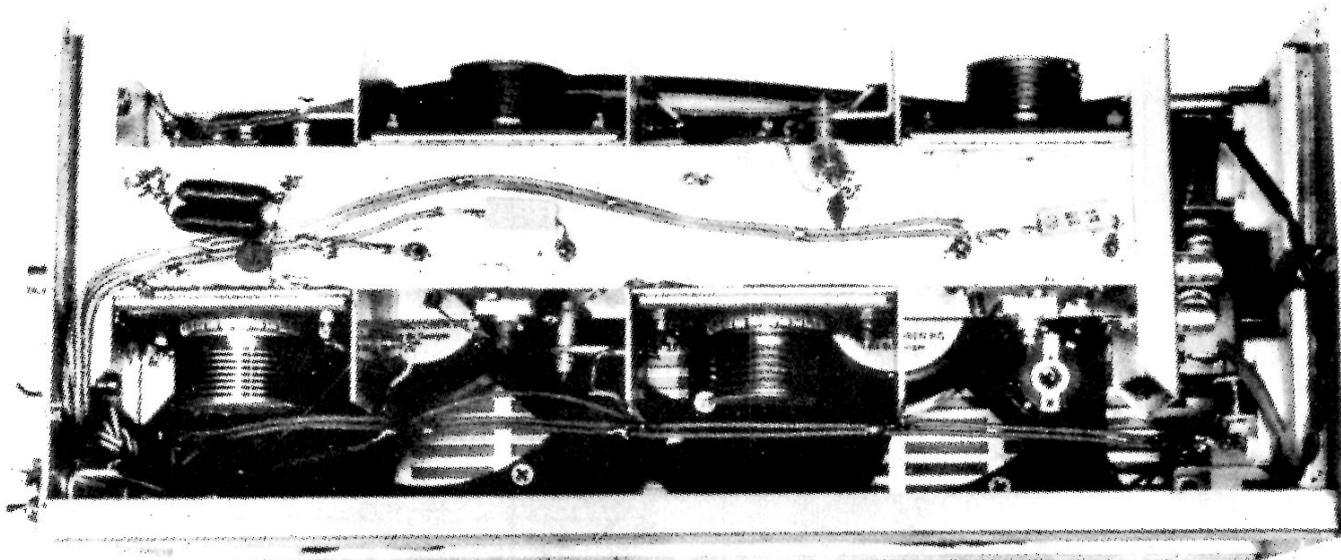


Fig. 11 : Module prototype de DL 3 MH

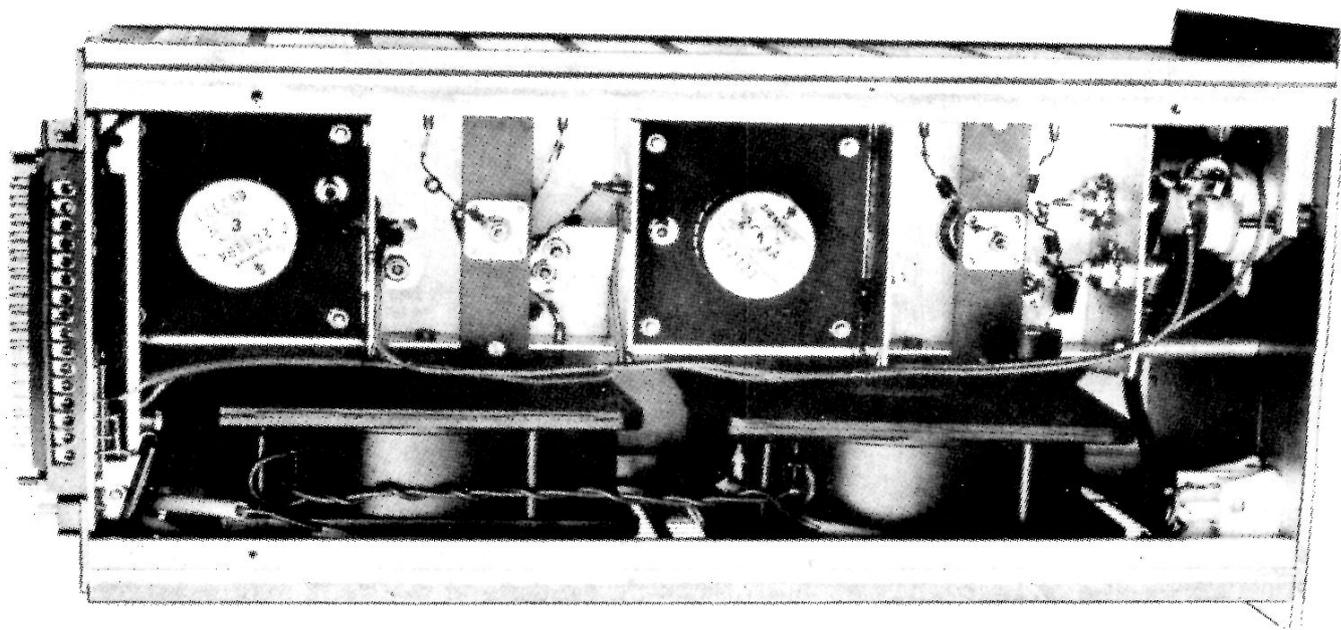


Fig. 12 : Le prototype vu sur le côté

2.1. Contacts en bande pour les grilles et anodes

Il convient de calculer au départ la longueur des bandes de contacts pour les anodes et cathodes des tubes afin que les anneaux soient maintenus fermement dans les trous appropriés. La **Figure 13** montre comment sont disposés les contacts une fois le montage achevé. Les anneaux de contacts peuvent alors être soudés en place.

Une fois achevés, le châssis, le couvercle des cavités d'anode (**Fig. 8**), et les plaques d'anode devront être argentés. Malheureusement, il n'est pas facile de trouver d'entreprise qui puisse faire de l'argenture par petite quantité. Le fini d'argenture doit être mat ; le type d'argenture utilisé pour les couverts et ménagères ne convient pas.

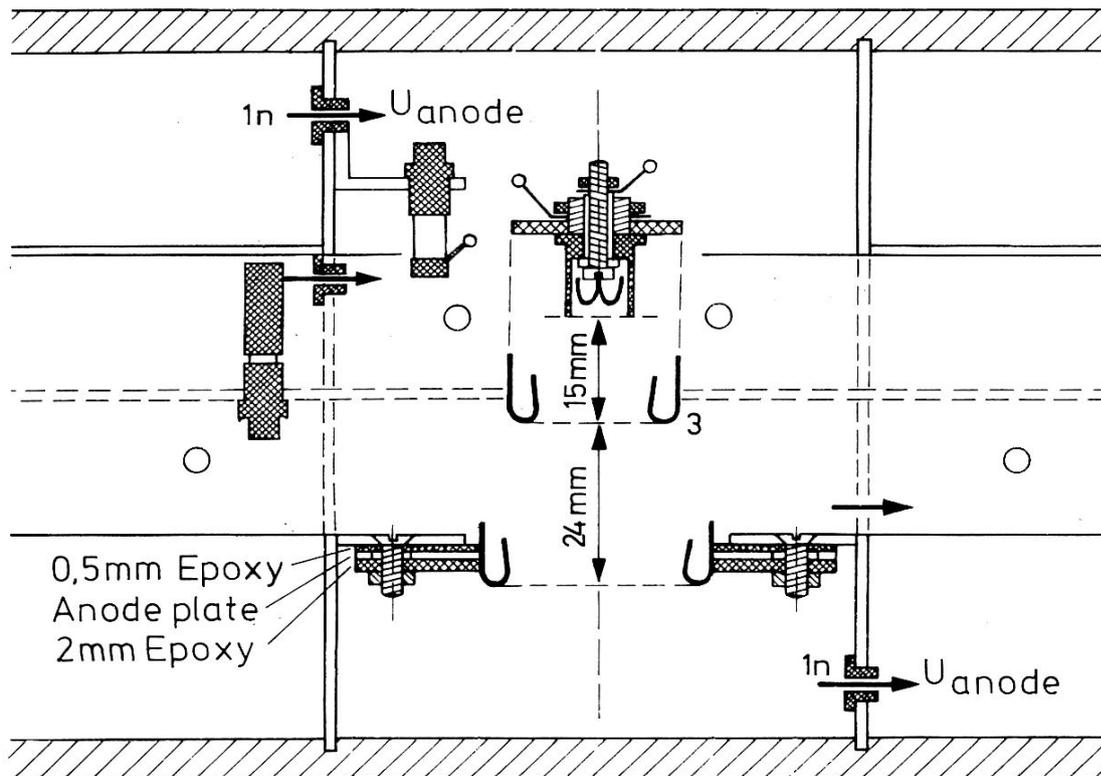


Fig. 13 : Contacts des tubes, montage des ajustables et des traversées

2.2. Montage des ajustables

Dix condensateurs ajustables de type céramique tubulaire dont la capacité sera inférieure à 5 pF seront nécessaires pour ce module. Les auteurs ont utilisés des ajustables professionnels que l'on peut voir sur les photos.

Les trois ajustables C6, C10 et C14 dans les supports, côté cathode des tubes, sont placés dans le trou du support et soudés. Ces condensateurs ne sont pas très critiques, aussi d'autres types de condensateurs peuvent être utilisés.

Les sept autres ajustables doivent être modifiés : l'embout court comportant la pâte à souder doit être enlevé. Effectuer cela avec un canif. Un petit tube argenté remplacera ces embouts. La longueur de ces tubes est de 13 mm pour C4, C8 et C12, et de 18 mm

pour les ajustables C3, C7, C11 et C15 (**Fig. 14**). Ils sont réalisés avec de la bande de laiton mince de 0,5 mm d'épaisseur. Ils sont mis à la dimension de 13 ou 18 mm puis roulés autour d'un foret dont le diamètre est inférieur de quelque 1/10^e de millimètre par rapport au diamètre de l'ajustable céramique. Une fois argentés, les tubes pourront être fixés sur la partie céramique de l'ajustable.

Un fil d'au moins 1 mm de diamètre est maintenant soudé sur les ajustables C4, C8 et C12. Le bout plié ne sera pas plus long que le corps de l'ajustable, il sera soudé avec suffisamment de soudure sur toute la longueur afin de présenter une masse assez importante pour que le tube ne s'ouvre pas lorsque le châssis sera chauffé ou que l'on effectuera la connexion en soudant l'autre bout du fil. Les trois ajustables doivent être défaits, et le fil placé dans la traversée céramique de la cavité anode. La partie principale de l'ajustable est mise en place dans le trou prévu sur la plaque de grille, et enfilée dans le tube argenté, puis soudée en place.

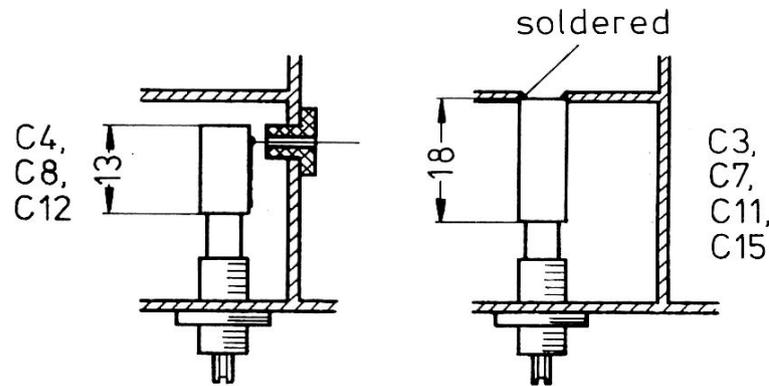


Fig. 14 : Montage des ajustables tubulaires

Les ajustables principaux C3, C7, C11 et C15 sont soudés à leur place dans les trous de la plaque grille. Les tubes seront montés une fois que les couvercles des cavités anodes auront été soudés à leur place. Cela est fait à travers les trous opposés à chacun de ces ajustables (voir le paragraphe 2.5).

2.3. Mise en place des condensateurs de traversée

Quelque 16 condensateurs de traversée d'environ 100 pF sont nécessaires. Si cette valeur n'est pas suffisante, il est toujours possible de souder en parallèle un condensateur disque. Les condensateurs de traversée seront soudés en place; cependant, il est conseillé d'utiliser des condensateurs de traversée à vis du type haute tension. Ce dernier type a été trouvé bien meilleur, car de nombreux autres types de condensateurs à souder se révèlent fragiles lors de la mise en place en raison de l'élévation de température en les soudant.

2.4. Préparation et mise en place de la prise BNC de sortie

La prise de sortie BNC doit être "ajustable" sur la face avant. La partie filetée de la fiche BNC doit être suffisamment longue; la rondelle ressort ou éventail devra être retirée. Un deuxième écrou est nécessaire afin de servir de contre-écrou, ainsi les deux écrous serviront à fixer la BNC à la bonne position une fois que le couplage correct aura été trouvé.

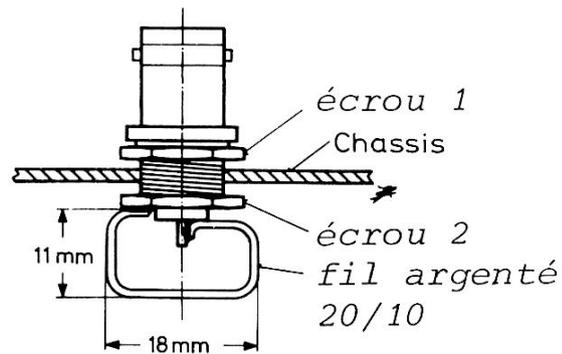


Fig. 14a : Fil de cuivre argenté 20/10

Le premier écrou est amené lentement en bout de filetage comme indiqué sur la **Figure 14a** ; le connecteur est ensuite mis en place dans le trou de la chambre anode prévu à cet effet. Le deuxième écrou est alors vissé juste en bout de filet et soudé sur le connecteur. Il est alors possible de souder la boucle de couplage respectivement sur l'âme et le filetage de la BNC. Les dimensions de la boucle de couplage sont données sur la Figure 14a. Elle est réalisée avec du fil argenté de 2 mm de diamètre.

2.5. Préparation et soudure des couvercles des cavités anode

Effectuer les opérations suivantes avant argenture :

Les chants extérieurs du côté extérieur des couvercles 1 et 4 (marqués 8.1. et 8.4. en **Figure 10**) seront abattus afin de bien se mettre en place. Comme cela peut être vu sur la **Figure 8**, les quatre couvercles sont réalisés avec un trou pour les tubes des ajustables C3, C7, C11 et C15 en plus du grand trou central, lequel doit être de 2 mm plus grand que l'anneau de contact de l'anode des tubes. En plus de tout cela, quatre écrous sont soudés dans les coins. Ceci servira de fixer ensemble la plaque de support de l'anode, la plaque isolante et les couvercles comme sur la photo de la **Figure 13**. Ces écrous devront être solidement soudés si le reste n'est pas lui-même soudé.

Les couvercles argentés des cavités d'anodes peuvent être maintenant soudés à leur place dans les cavités résonnantes. Ceci est réalisé en pré-positionnant les plaques isolantes d'anode et le couvercle ensemble à l'aide d'un vieux tube 2 C 39. Ceci permet d'être certain du centrage des anneaux de contact avec le d'être certain du centrage des anneaux de contact avec le tout. Les trous des condensateurs ajustables seront alignés de façon impeccable avec la partie principale des ajustables montée sur la plaque de grille. Il est alors possible de fixer le couvercle en place par des points de soudure tout autour. Retirer ensuite le tube et les plaques isolantes. L'opération de soudage peut être alors achevée.

2.6. Fabrication des contacts de cathode

Quatre connecteurs (embase) BNC modifiés sont utilisés pour les prises de chauffage cathode. La partie extérieure des connecteurs est raccourcie afin qu'il ne reste que 10 à 11 mm à partir du flan de la BNC. Effectuer quatre fentes étroites sur la partie extérieure de la BNC ainsi elle pourra faire légèrement ressort et serrer un peu. Le plot central sera enlevé et remplacé par une vis. Un morceau de lamelle de contact comme celles utilisées pour les contacts d'anode et grille est soudé dans la fente de la tête de vis. Reportez-vous au détail de la **Figure 13** pour voir comment tout cela est monté.

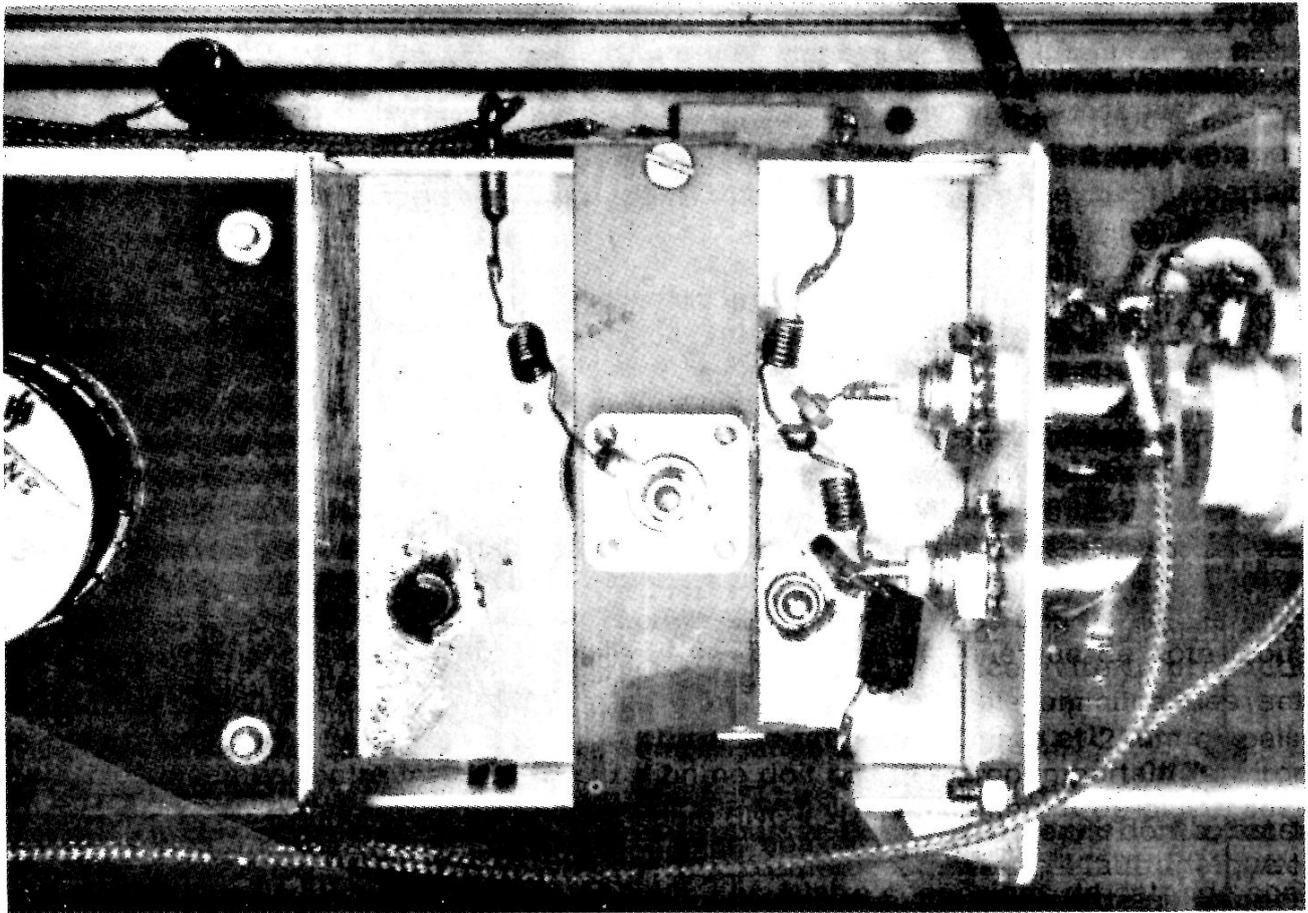


Fig. 15 : Gros plan sur le côté cathode de l'étage mélangeur

Si l'on ne veut pas utiliser de connecteur BNC, il est possible de réaliser des contacts avec de la bande de laiton.

3. MONTAGE DE LA PARTIE ÉLECTRONIQUE

Installer maintenant les selfs de choc, les condensateurs de liaison, ceux de découplage, ainsi que les résistances de cathode (**Fig. 6**). Toutes les selfs sont des $\lambda/4$ réalisées en l'air, 3 mm de diamètre avec du fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre sauf pour L2 (self réalisée sur une ferrite à 6 trous genre VK200).

La valeur des résistances de cathode R1 à R4 devra être ajustée en cours d'alignement. Pour commencer, prendre une valeur entre 50 et 100 Ω .

Afin de garantir une opération rapide, il est conseillé d'alimenter les tubes sous une tension de chauffage de 6,3 V et de commuter une minute après des résistances ; ainsi la tension chute vers 5,5 V.

Les condensateurs de liaison et de découplage figurent tous sur le schéma. La valeur de 100 pF est donnée à titre indicatif. Tous ces condensateurs ne sont absolument pas indispensables ; cependant, il est vivement conseillé de les monter aux bouts des selfs de cathode.

Sur le prototype, les quatre tubes sont refroidis par deux ventilateurs axiaux. Les tubes sont montés dans le btier, horizontalement, ainsi ils sont refroidis par de l'air venant du dessous. Les ventilateurs sont très silencieux et l'on n'entend qu'un léger souffle. Malheureusement, on ne trouve que des modèles en 115 V (Papst 400), il faudra donc lorsque l'on utilise du 220 V en connecter deux en série. Ce système de refroidissement est très efficace, aussi sera-t-il possible de faire fonctionner l'ampli de puissance avec une tension de 750 V. Les ventilateurs pourraient être commutés en même temps que la tension de chauffage.

Sur le panneau arrière, un connecteur multifiche est fixé, assurant les commandes de l'ampli et les divers points de mesure. Trois connecteurs BNC sont aussi prévus pour les entrées des signaux 1152 MHz et 144 MHz et pour la sortie 1 296 MHz. En raison de la longueur du module depuis les entrées du mélangeur, il en résulte une tendance à l'oscillation, ce qui nécessite une certaine neutralisation.

Toutes les lignes de commande et de mesure devront être blindées et mises à la masse là où cela est possible. Il est sûrement possible de torsader les fils et cela doit suffire mais cela n'a pas été essayé.

Pour être raccordé à l'entrée du mélangeur, le câble coaxial sera muni d'un raccord BNC coude, le câble coaxial cheminera le long de la barre d'aluminium inférieure du panneau arrière. Il sera ensuite blindé en utilisant de la bande de laiton mince que l'on enroulera autour. Il est également nécessaire de relier à la masse les deux prises BNC par une bande de laiton large de 8 mm et cela malgré que les deux connecteurs soient montés sur le châssis métallique.

Il faudra disposer de deux milliampremtres, un pour le courant anode du mélangeur et l'autre pour l'étage de sortie. (L'auteur n'a pas jugé nécessaire de contrôler en permanence les tubes intermédiaires.) Il est très facile de voir avec le courant anode du mélangeur s'il y a ou non des oscillations indésirables. Le courant devra chuter considérablement lorsque l'on enlève le signal 144 MHz (alimentation du mélangeur).

4. ALIGNEMENT

Si vous n'êtes pas en mesure de vous assurer de la fréquence de l'oscillateur local à 1 152 MHz (fréquencemètre à absorption), il vaut mieux d'abord praligner le module en utilisant pour le signal 1 296, un émetteur 70 cm et un tripler à varactor. Comme l'on utilise un mélangeur de puissance, la puissance du signal d'entrée devra être d'environ 1 W et sera envoyée sur l'entrée 1 152 MHz. Ensuite, on enverra le signal de l'oscillateur local sur l'entrée. Si la puissance de sortie est à peu près la même, il y a de fortes chances que la fréquence locale soit correcte.

L'étage mélangeur sera alimenté avec une tension anode de 300 V pour le début de l'alignement, les étages intermédiaires et le final sous 500 V. Le mélangeur sera toujours alimenté sous 300 V, alors que la tension des étages intermédiaires sera augmentée jusqu'à 600 V et 750 V pour le final par la suite. Durant le processus d'alignement, on contrôlera le courant d'anode de l'étage en cours d'alignement et celui des étages précédents. Chaque étage est aligné pour obtenir sur la résistance de cathode de l'étage suivant la chute de tension maximum. Aucune valeur même approximative ne peut être donnée pour vous orienter car il y a une très grande dispersion tenant à l'état exact de chaque tube. A titre d'exemple, la chute de tension sur la résistance de cathode du tube 2 était de 0,1 V sans excitation et de 2,1 V avec pleine excitation.

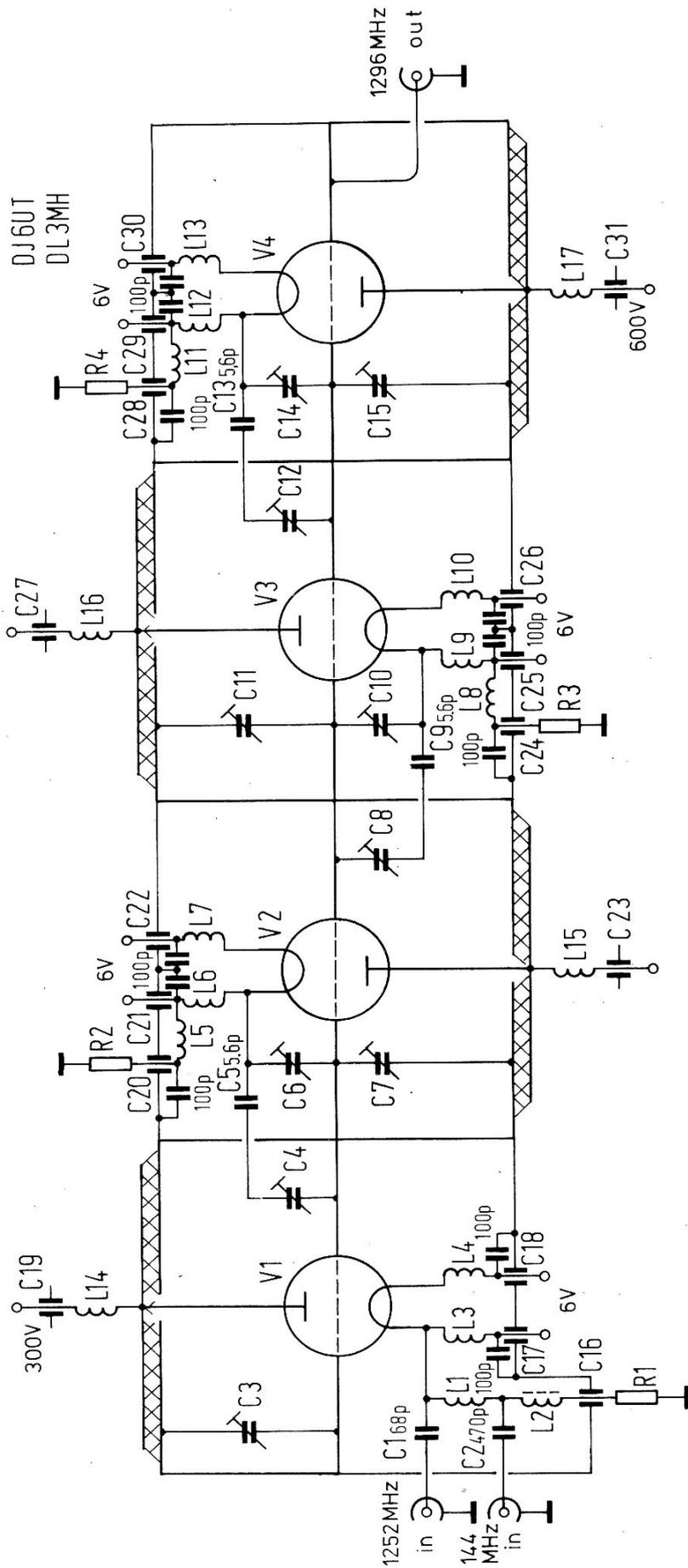


Fig. 16 : Schéma électrique du module mélangeur et amplificateur 1 296 MHz

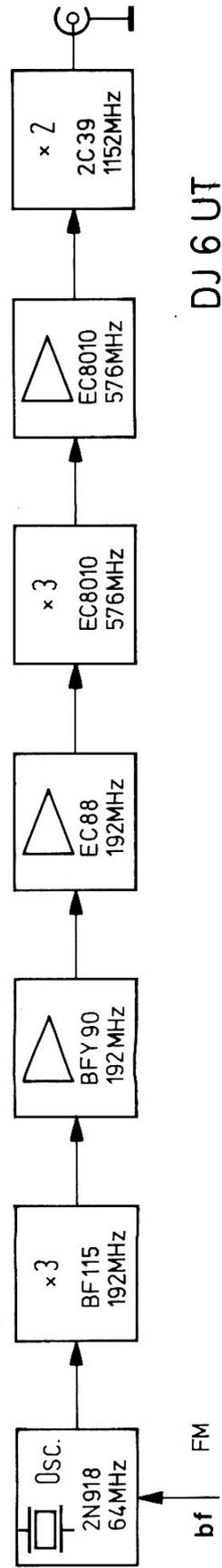


Fig. 17 : Schéma synoptique d'un oscillateur local

Procéder avec précaution en cours d'alignement des condensateurs tubulaires. La vis de réglage ne doit pas être amenée trop loin sinon, elle risque de tomber dans la cavité résonnante. Si cela arrive, il faudra essayer de percer un trou côté opposé à l'ajustable et essayer de revisser la vis dans l'ajustable. Ceci est plutôt délicat. De plus, il ne faudra pas reprendre trop souvent les réglages car cela détériore les contacts de l'ajustable.

Le prototype fabriqué par DL 3 MH a été excité avec un signal de 2 W pour l'oscillateur local (1 152 MHz) et un signal de 500 mW en 144 MHz. L'alignement a été d'abord fait avec les panneaux latéraux enlevés et figolé ensuite une fois remis en place.

Le connecteur de sortie est orienté de façon à obtenir le maximum de puissance. L'écrou extérieur est serré légèrement de façon que l'on puisse encore tourner le connecteur avec le câble branché. Une fois que la meilleure position a été trouvée, l'écrou est serré. Si le module est aligné pour 1 297 MHz, il n'est pas nécessaire de reprendre l'alignement pour couvrir les 2 MHz de la bande.

La puissance de sortie a été mesurée sur une résistance de charge et à l'aide d'une sonde. Elle était d'environ 22 W pour une tension plaque de 750 V au final. Le mélangeur était excité avec 1,9 W pour le 1 152 MHz et 0,5 W pour le 144 MHz. Avec l'expérience acquise dans ce domaine en utilisant des tubes 2 C 39 A et 2 C 39 BA, il devrait être possible d'augmenter la puissance de sortie plus tard. Malheureusement, d'autres tubes plus performants ne sont toujours pas disponibles sur le marché, en particulier ceux de la série YD, aussi est-il difficile de donner des valeurs possibles de puissance de sortie pour de meilleurs tubes. Ce type de montage présente quelques lacunes, notamment en ce qui concerne le couplage inter-étages, il pourrait être meilleur, le gain habituel de 10 dB n'a pu être obtenu (à faible puissance).

5. INJECTION DE L'OSCILLATEUR LOCAL

Il y a eu beaucoup de descriptions montrant comment obtenir un signal pour l'oscillation locale à 1 252 MHz à partir d'un quartz à fréquence basse ; nous n'en parlerons pas ici. Un synoptique de la génération de ce signal est donné **Figure 17**. Toutefois, le dernier étage étant équipé d'une 2 C 39 en doubleur (**Figure 18**), nous allons nous y attarder un peu. Le montage utilisé est similaire à celui de l'étage mélangeur de notre module. Les ajustables modifiés C7 et C8 et la prise BNC 12 sont également utilisés pour les connexions de chauffage/cathode. Le support principal est la plaque de grille 1 ; les panneaux latéraux de la cavité sont soudés sur cette plaque. Le couvercle de la cavité 4 est semblable à ceux que nous avons utilisés pour la partie mélangeur - plaque isolante 3 et 5. La cavité d'anode peut rester ouverte ou être fermée. La connexion de cathode 12 et les deux supports des condensateurs de traversée 15 sont montés sur un support isolant, ce qui assure que le tube soit correctement monté dans la cavité.

Respecter impérativement les dimensions de la cavité : 70 mm x 70 mm x 20 mm. S'il est excité correctement avec, par exemple, un tube EC 8020, et la fréquence adaptée, il est possible d'utiliser cet étage comme amplificateur de puissance en émission FM/CW.

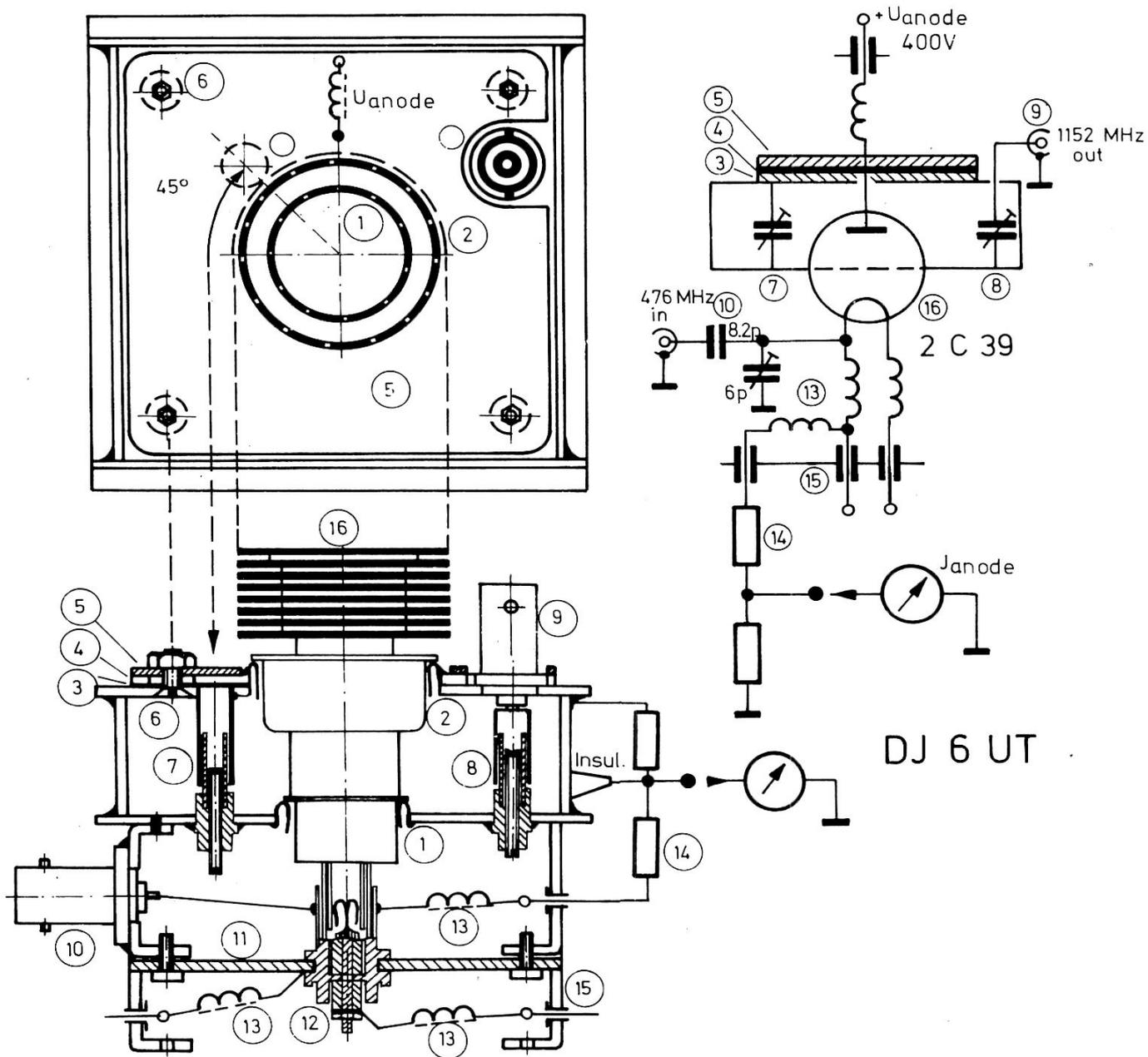


Fig. 18 : Etage doubleur de fréquence 476/1 152 MHz de l'oscillateur local

6. RÉFÉRENCES

VHF COMMUNICATIONS 4, Edition 3/1975, Pages 146-160.

UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE ÉQUIPÉ D'UNE 2 C 39 POUR LA BANDE 23 CM

par les Editeurs de VHF COMMUNICATIONS

Un mélangeur et son amplificateur à trois étages ont été décrits au chapitre précédent, construits à partir d'une plaque métallique. Ces plaques peuvent être préparées et soudées ensemble chez soi, mais il est plus facile de construire l'amplificateur lorsqu'on dispose de pièces tournées et usinées. L'amplificateur 23 cm décrit ci-après est destiné aux lecteurs disposant d'un outillage suffisant pour le faire. Il est facile à construire, permet un réglage clair et précis et demeure stable, même en opération continue à puissance maximum.

1. CIRCUIT HF

Le circuit cathode de l'amplificateur, en forme de transfo en PI, peut être conçu pour 432 MHz ou 1 296 MHz, de façon à ce qu'il puisse être utilisé en multiplicateur de fréquence ou ampli direct. La plaque alimente une cavité résonnante ronde qui est réglée au moyen d'un plongeur capacitif.

Le couplage de sortie est aussi fait capacitivement, à l'aide d'un connecteur BNC qui peut être ajusté en dedans ou en dehors de la cavité. Une goupille de compensation est placée au côté opposé pour assurer l'accord le plus favorable.

Les spécifications de cette famille de lampes, données au chapitre UN AMPLIFICATEUR STRIPLINE 432 MHz UTILISANT UNE 2 C 39 (Pages 61-74) sont valables pour les tensions de fonctionnement et les valeurs de puissance. Dans le mode tripleur, avec une tension plaque de 600 V, la puissance de sortie à 1 296 MHz sera approximativement celle de la puissance d'attaque à 432 MHz.

Les **Figures 1 et 2** montrent la photographie d'un des tout premiers prototypes, utilisant un système de réglage et des vis de compensation différents. Les deux étages avaient été montés à 180° l'un par rapport à l'autre et présentaient les spécifications suivantes, pour une tension plaque de 570 V :

- Tripleur 432/1 296 MHz : Gain de puissance (à 8 W) : environ 1 (0 dB).
- Ampli direct : Gain faible puissance (mesuré à $P_{in} = 1$ mW ou 50 mW) :
 - à $I_{anode} = 25$ mA $G = 8$ dB
 - à $I_{anode} = 50$ mA $G = 10$ dB
 - à $I_{anode} = 100$ mA $G = 12$ dB
- Gain pleine puissance (8 W sur P_{in}) = environ 30 W en sortie.
- Sélectivité à 1 dB = 8 MHz à 3 dB = 19 MHz.

Lorsqu'on utilise les deux étages comme ampli direct 1 296 MHz, la pleine puissance de sortie de 30 W à la tension plaque de 600 V (40 W à 800 V) peut être atteinte avec une attaque de 1 W maximum.

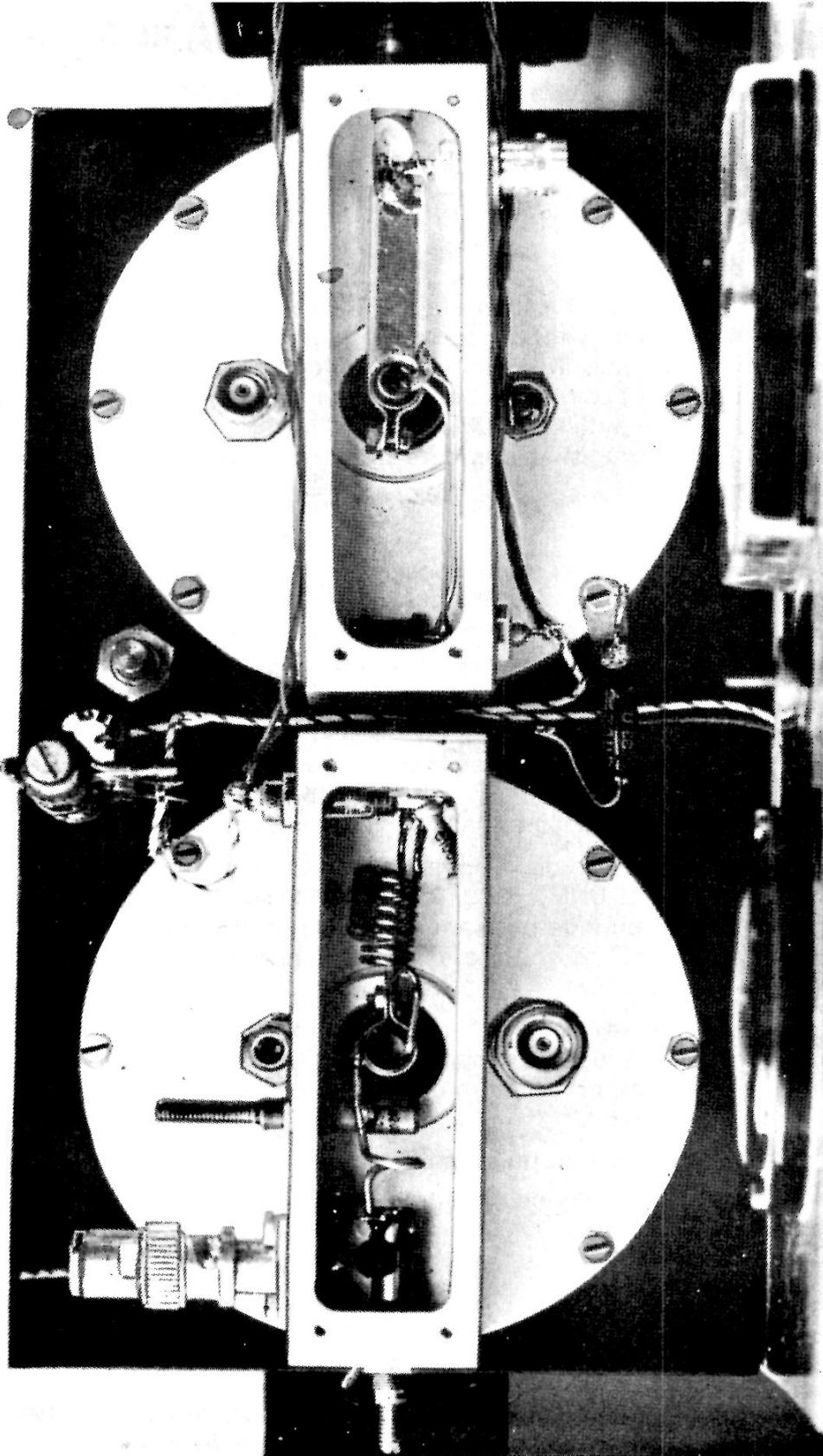


Fig. 1 : Tripleur 432 MHz/1296 MHz (à gauche) et amplificateur (à droite)
vus du côté cathode

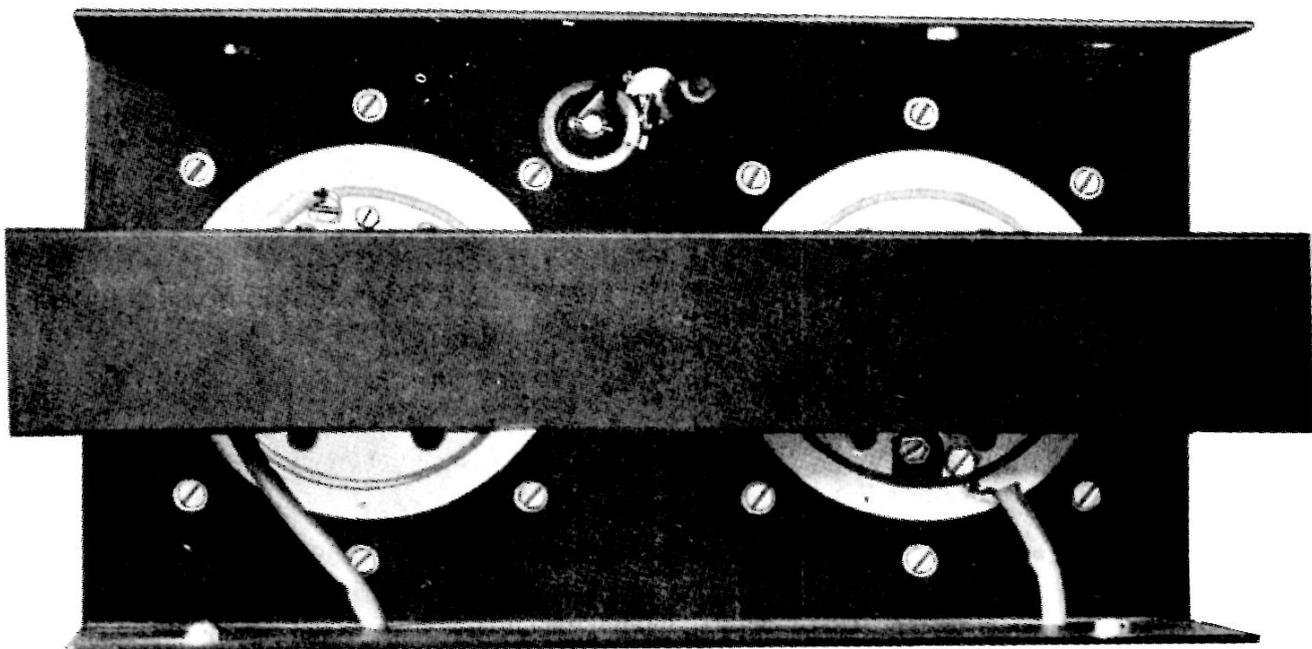


Fig. 2 : Construction des deux étages, vue du côté cathode, montrant les conduits d'air

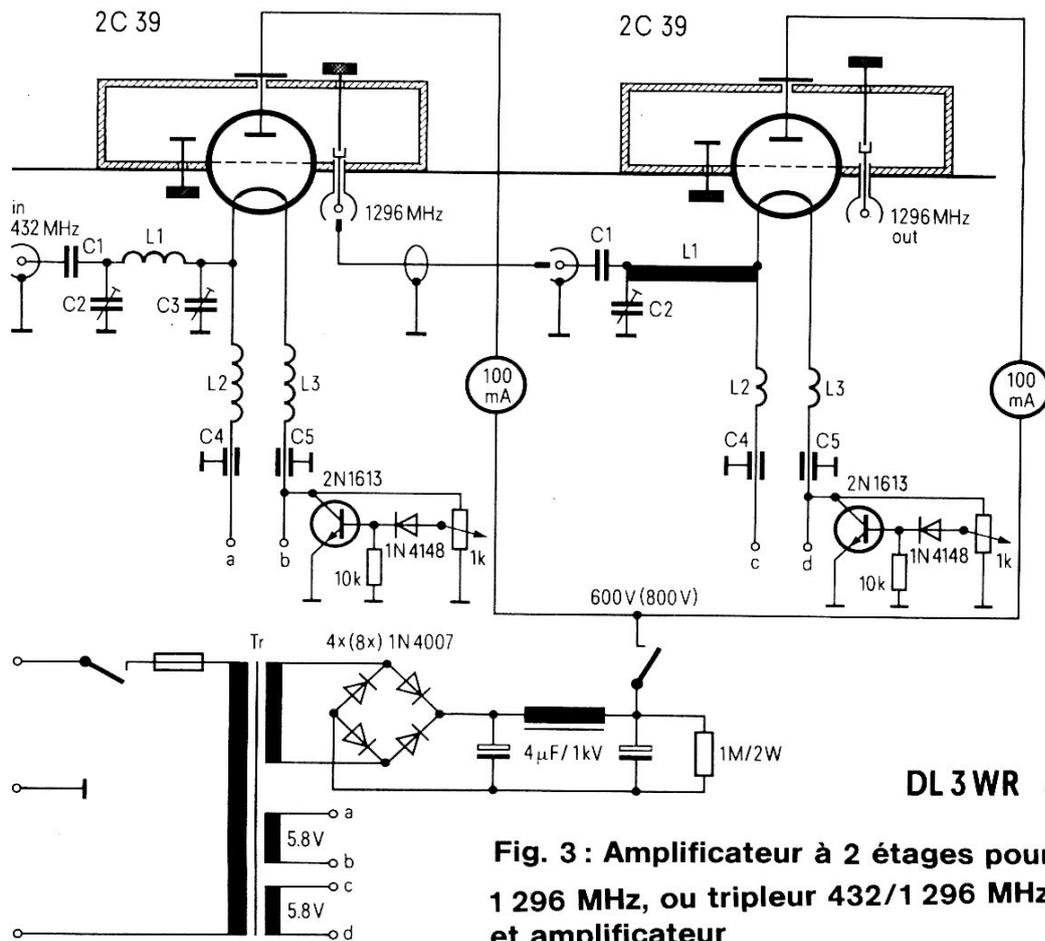


Fig. 3 : Amplificateur à 2 étages pour 1 296 MHz, ou tripleur 432/1 296 MHz et amplificateur

Un schéma de principe des deux étages, y compris le circuit cathode, les selfs de choc du chauffage et une alimentation simple, est donné en **Figure 3**. Il n'est pas mentionné, dans ce schéma, de dispositif de retardement d'une minute pour l'établissement de la tension plaque. Ce schéma ne montre qu'un simple inverseur pour l'alimentation de la tension plaque. Dans le cas d'un ampli direct, le câblage de la cathode et du chauffage du premier étage doit être effectué de la même façon que pour le second étage. Puisque chaque étage doit comporter sa propre tension de polarisation grille variable, un enroulement de chauffage séparé pour chaque tube doit être prévu sur le transformateur. La description du dispositif de réglage et de stabilisation de la tension cathode est inclu dans le schéma de l'ampli 432 MHz mentionné au paragraphe 1.

2. COMPOSANTS

	Tripleur 432/1 296 MHz	Amplificateur 1 296 MHz
C 1 :	220 pF	47 pF
C 2 :	6 pF, ajustable céramique tubulaire	3 pF, ajustable céramique tubulaire
C 3 :	3 pF, ajustable céramique tubulaire	ôté
C 4, C 5 :	condensateur de traversée, environ 100 pF (voir texte)	
L 1 :	1 spire en fil 10/10, bobinée en l'air, diamètre int. 8 mm	Part. 16
L 2, L 3 :	7 spires en fil 10/10, bobinées en l'air, diamètre int. 8 mm	Fil 10/10 environ 45 mm de long (voir Fig. 1)
Transformateur : 600 V (800 V), 200 mA DC : 2 x 5,8 V/1 A AC.		
Self de choc pour le filtrage de la tension plaque.		

3. CONSTRUCTION MÉCANIQUE

La conception du circuit cathode, le résonateur anode et le couplage de sortie ont été faits par DJ 2 LI. La construction mécanique a été effectuée par DJ 1 JZ et améliorée sur plusieurs prototypes de façon que le réglage et le couplage de sortie puissent être faits plus facilement. La **Figure 4** montre la plus récente conception du circuit anode et la **Figure 5**, le circuit cathode. La vis de réglage ou de compensation est guidée dans de longs tubes, afin qu'un réglage facile et stable soit possible. Il est conseillé d'argenter toutes les parties en cuivre.

Les pièces du résonateur sont montrées en **Figure 6**. La surface de ces pièces doit être très lisse, côté intérieur. Part. 5 comporte une rainure pour le ressort de contact (Part. 22), la vue agrandie est montrée en "A". Part. 5 est soudée sur la plaque de grille (Part. 2). Part. 4, l'anneau de contact de la plaque, comporte aussi une rainure pour le ressort de contact. Part. 4 doit être vissée sur la plaque d'anode (Part. 3) avec isolement. Ceci est réalisé en utilisant une rondelle isolante (Part. 21, non montrée) en PTFE (Téflon) et six canons d'isolation (Part. 19). La tension plaque est connectée à l'anneau de contact, qui n'est pas au potentiel HF.

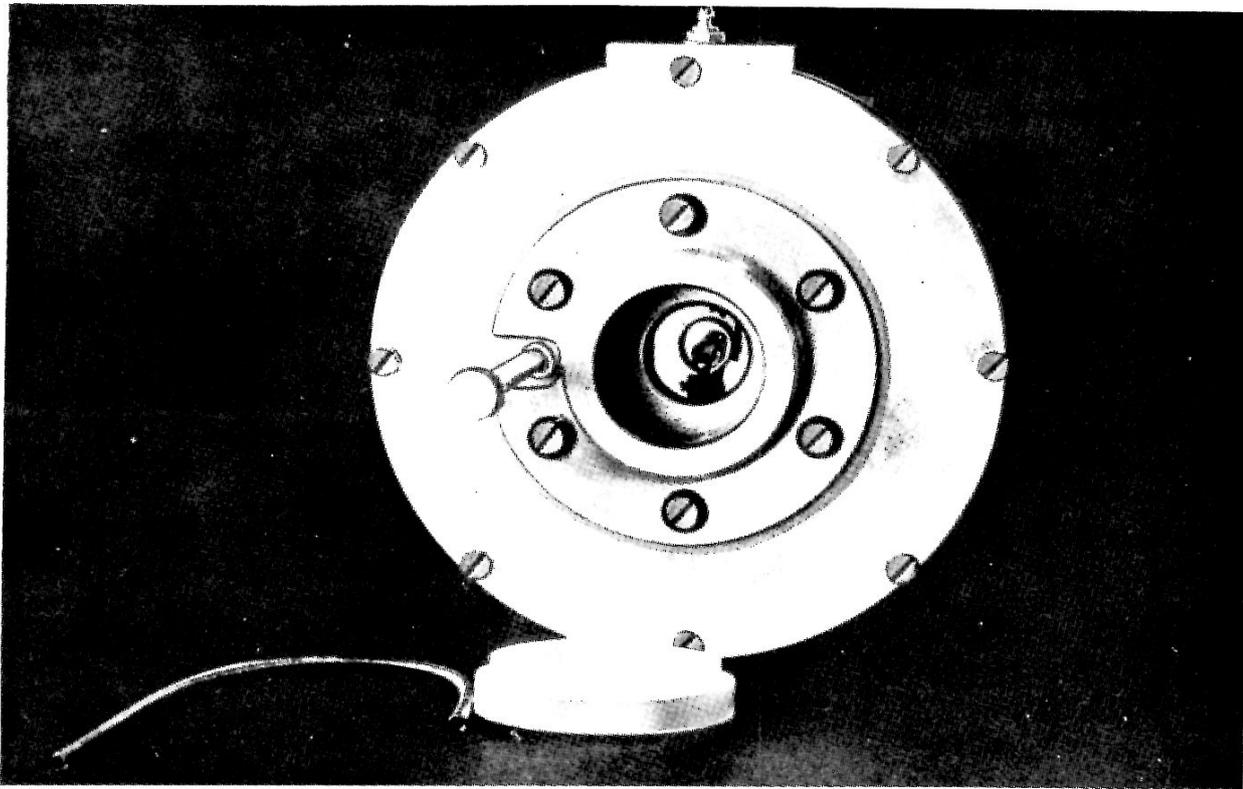


Fig. 4 : Le second prototype, vu du côté anode

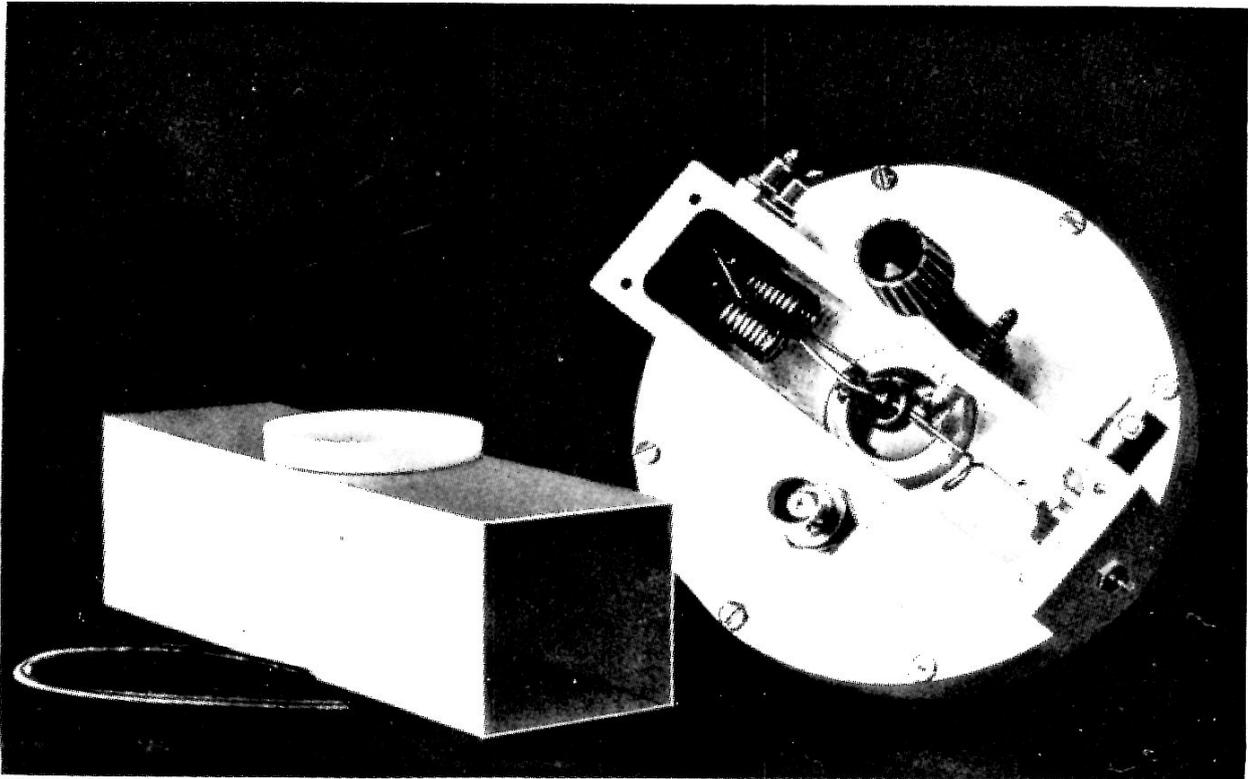
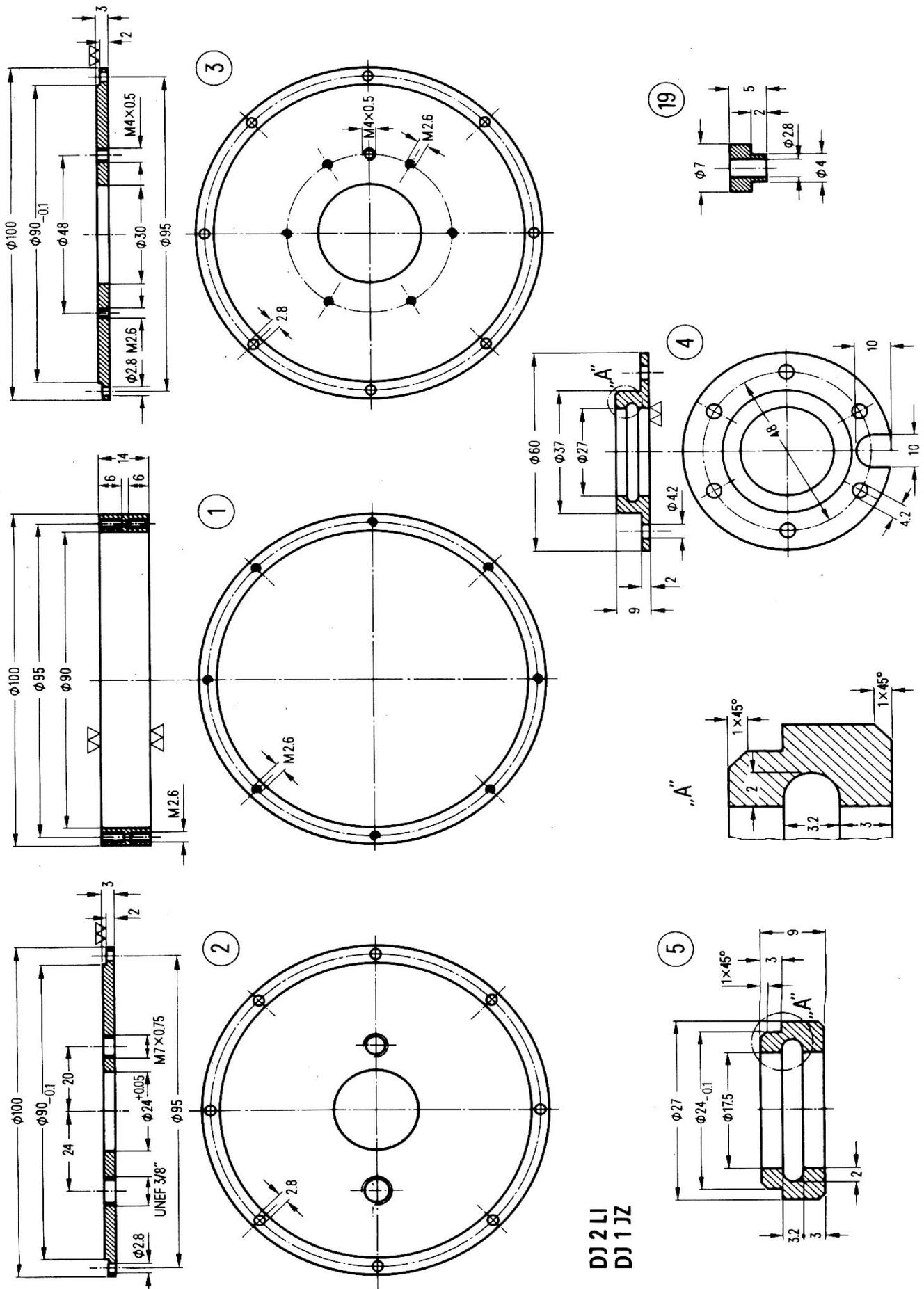
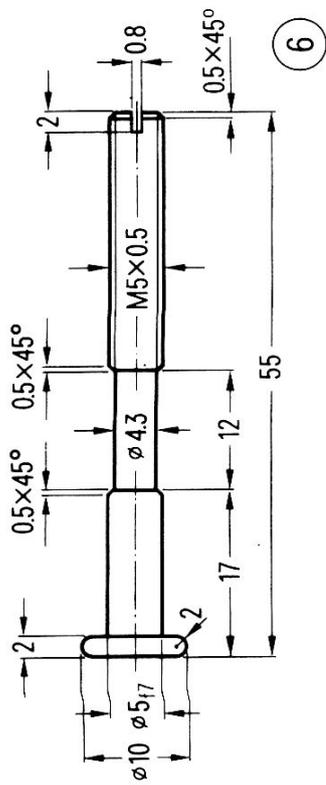


Fig. 5 : Côté anode du second prototype avec conduit de refroidissement, disque d'isolation et ressort de contact

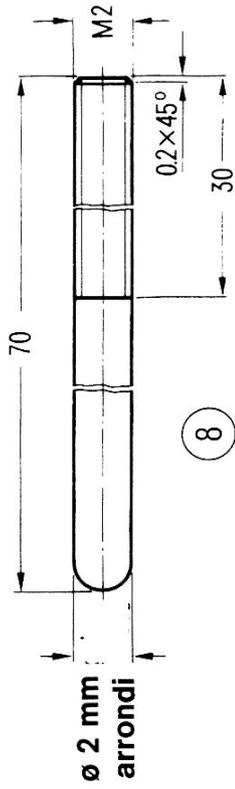


DJ 2 LI
DJ 1 JZ

Fig. 6 : Les pièces de la cavité (dimensions en mm)

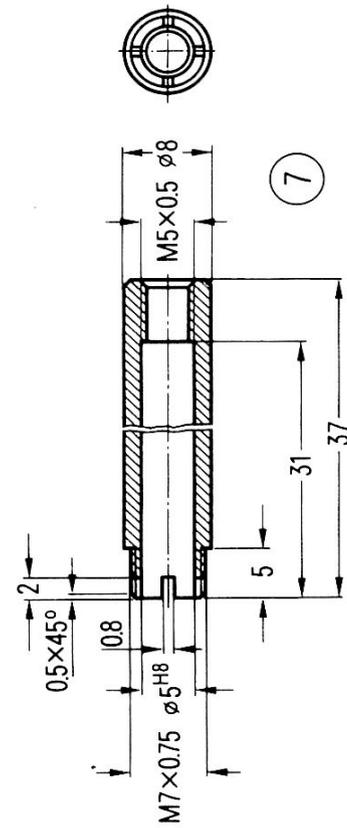


6

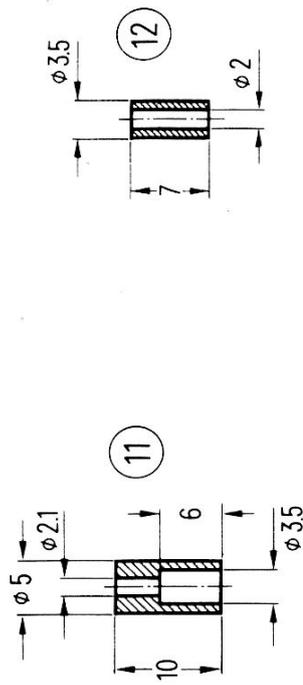


8

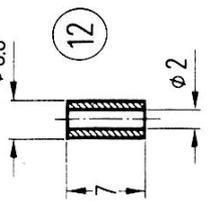
DJ1 JZ



7

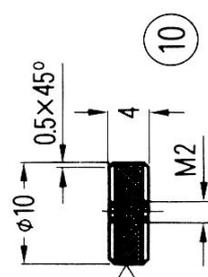


11



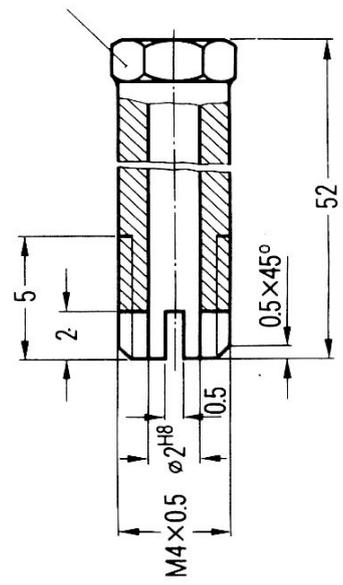
12

Ecrou de 2 mm soudé



10

Fraisé



9

Fig. 7 : Pièces de réglage et de couplage (dimensions en mm)

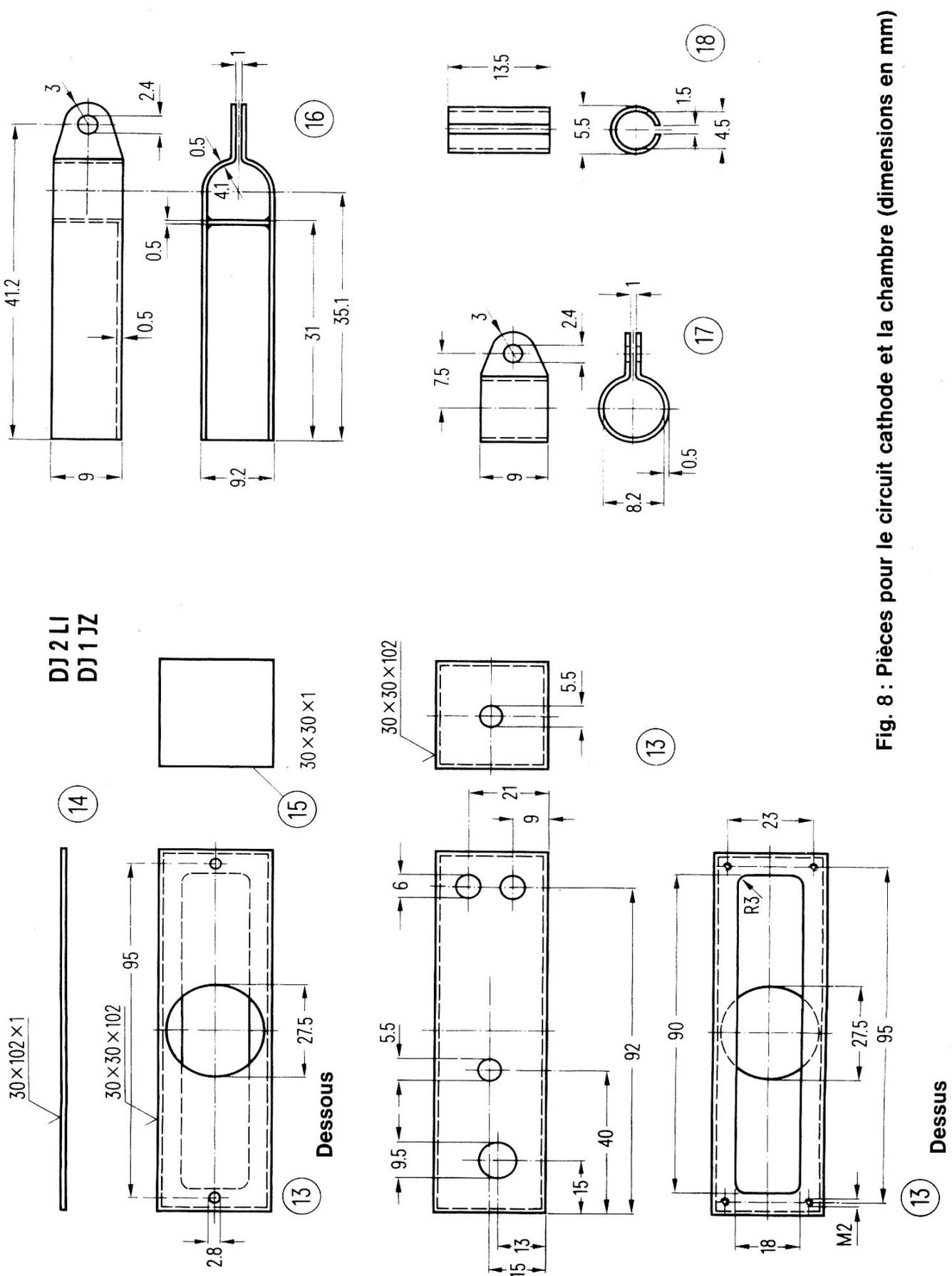


Fig. 8 : Pièces pour le circuit cathode et la chambre (dimensions en mm)

Le trou fileté UNEF 3/8" de Part. 2 est prévu pour le connecteur de sortie, un socle BNC. Le plongeur de réglage est vissé dans le filetage M7 (7 mm de diamètre). Part. 3 est pourvue d'un trou fileté à 4 mm pour recevoir et tenir dans l'alignement la tige de compensation. Les pièces nécessaires au réglage et à la compensation sont décrites en **Figure 7**. La pièce Part. 11 devra être soudée à l'âme du socle BNC, puis glissée dans le couvercle isolant (Part. 12). L'introduction de la sonde 8 fait donc varier la capacité de 11 à travers 12. Les deux guides comportent des rainures à l'extrémité filetée afin de pouvoir constituer un frein de vis, éventuellement.

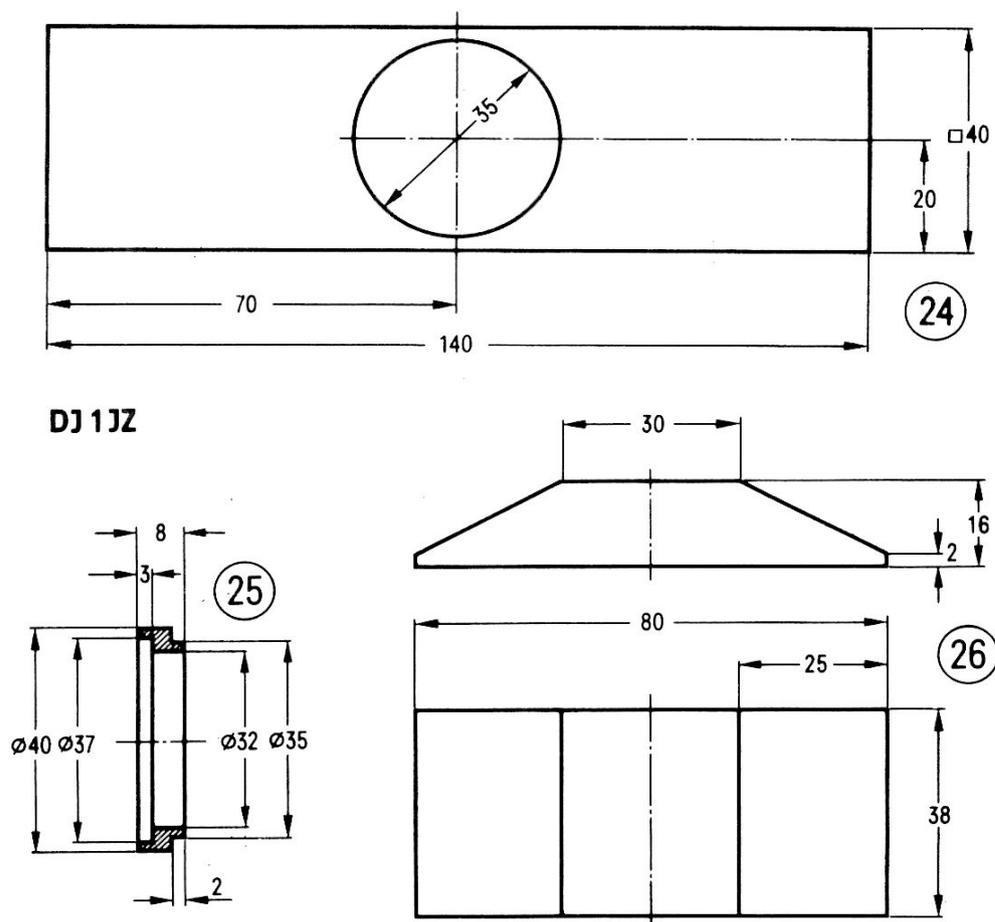


Fig. 9 : Pièces pour la ventilation

La chambre de cathode, pour le circuit cathode et les selfs de choc du chauffage, sont montrées en **Figure 8**. Dans le prototype de l'auteur, cela a été fait en tube carré de 30 x 30 x 1 mm (Part. 13) auquel Part. 15 a été soudée à chaque bout. Le couvercle (Part. 4) est mis en place au moyen de 4 vis M2 (\varnothing 2 mm). Des trous pour le socle BNC d'entrée, le condensateur ajustable C3 et les condensateurs de traversée pour les chauffages (C4 et C5) sont prévus. Le condensateur ajustable C2 est monté à l'extrémité directement adjacente au socle d'entrée. L'inductance L1 (Part. 16) est soudée à C2. Le collier (Part. 17) est prévu pour l'entrée 70 cm (432 MHz). Les selfs de choc L2 et L3 sont soudées à Part. 16 (ou 17) et Part. 18, ainsi qu'aux capacités de traversée.

Finalement, la **Figure 9** montre le conduit de refroidissement fait en matériau rectangulaire (40 x 40 x 1 mm), le joint (Part. 25) assurant une bonne étanchéité de radiateur de l'anode monté sur le conduit de ventilation, la cale (Part. 26) est également détaillée. Cette dernière est collée dans la Part. 24, à l'opposé du radiateur pour être certain que l'air de ventilation traverse bien le radiateur. Dans le cas d'un ampli à deux étages, le conduit de ventilation est plus long et comporte deux évacuations.

3.1. Détail des pièces

Part.	Nombre	Désignation	Matériau
1	1	Anneau résonateur	Tube de cuivre 100 x 5 mm
2	1	Plaque grille	Cuivre de 3 mm d'épaisseur
3	1	Plaque anode	Cuivre de 3 mm d'épaisseur
4	1	Anneau de contact anode	Cuivre
5	1	Anneau de contact grille	Cuivre
6	1	Plongeur de réglage	Cuivre
7	1	Guide pour le plongeur de réglage	Cuivre
8	1	Goupille de compensation	Cuivre
9	1	Guide pour goupille de compensation	Cuivre
10	1	Bouton pour Part. 8	Cuivre
11	1	Couplage de sortie pour socle BNC	Cuivre
12	1	Couvercle isolant pour couplage de sortie	Téflon (PTFE)
13	1	Chambre de cathode	Tube de cuivre 30x30x1 mm
14	1	Couvercle de Part. 13	Tôle de cuivre 10/10
15	2	Caches des extrémités de Part. 13	Tôle de cuivre 10/10
16	1	Inductance L 1 de la cathode, pour 23 cm	Tôle de cuivre 5/10
17	1	Collier de contact de la cathode pour 70 cm	Tôle de cuivre 5/10
18	1	Collier de contact pour les chauffages	Tôle de cuivre 5/10
19	6	Pièces isolantes	Téflon (PTFE)
20	2	Connecteurs BNC UG-1094/U	
21	1	Disque isolant, ø 70 cm x 0,25 mm	Téflon (PTFE)
22	1	Anneau de contact pour grille et anode	Crisocal ou même acier inox (le diamètre du mandrin à utiliser est à trouver expérimentalement)
24	1	Conduit de ventilation	Tube de cuivre 40 x 40 x 1 mm
25	1	Anneau isolant	Téflon (PTFE)
26	1	Cale	PVC
	16	Vis 2,6 mm x 6 mm	
	8	Vis 2,6 mm x 8 mm	

4. RÉFÉRENCES

VHF COMMUNICATIONS 4/1976, Pages 222-231.

UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE POUR LA BANDE 2 METRES UTILISANT UN TUBE QQE 06-40

Par H.J. Dierking, DJ 6 CA

Malgré que nous soyons à l'ère des semi-conducteurs, les tubes conservent encore leur utilité dans le cas de puissances élevées. Les tubes tels la double tetrode QQE 06-40 (deux tubes à quatre électrodes dans un seul tube de verre) possèdent entre autres avantages de supporter aisément les surcharges en courant et en tension beaucoup mieux que les semi-conducteurs. Offrant un spectre de sortie plus étroit, il donnera un signal de sortie avec bien moins de produits d'intermodulation lorsqu'il est correctement aligné pour être utilisé en régime linéaire, de plus le gain obtenu est nettement supérieur à un étage à transistor.

L'article qui suit va décrire un amplificateur de puissance simple pour la bande 144 à 146 Mhz équipé d'un tube QQE 06-40 (**Figure 1**). Le principe de base et le circuit peuvent être également utilisés pour tout autre tube monté en cathode à la masse. Cet article ne doit pas être considéré comme un article scientifique mais comme une description technique de façon à permettre un montage simple.

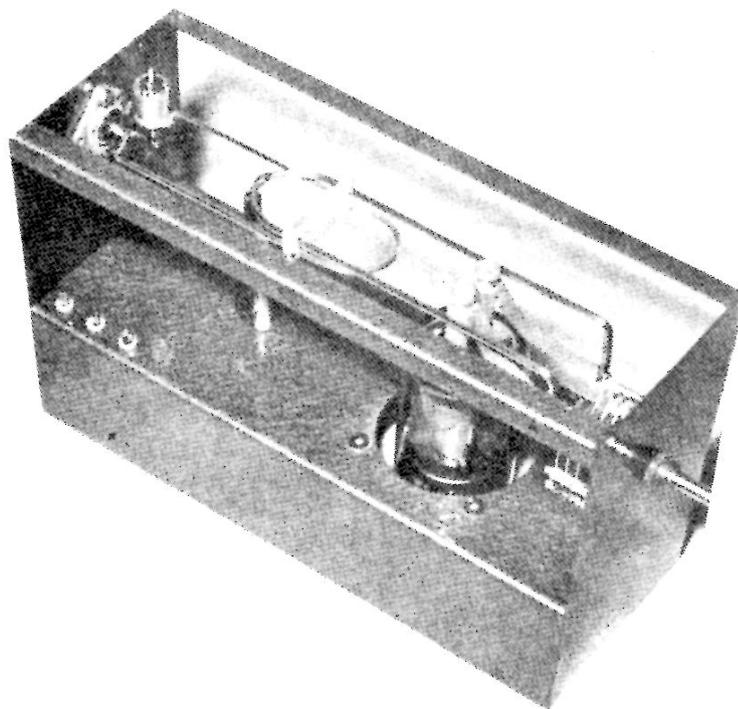
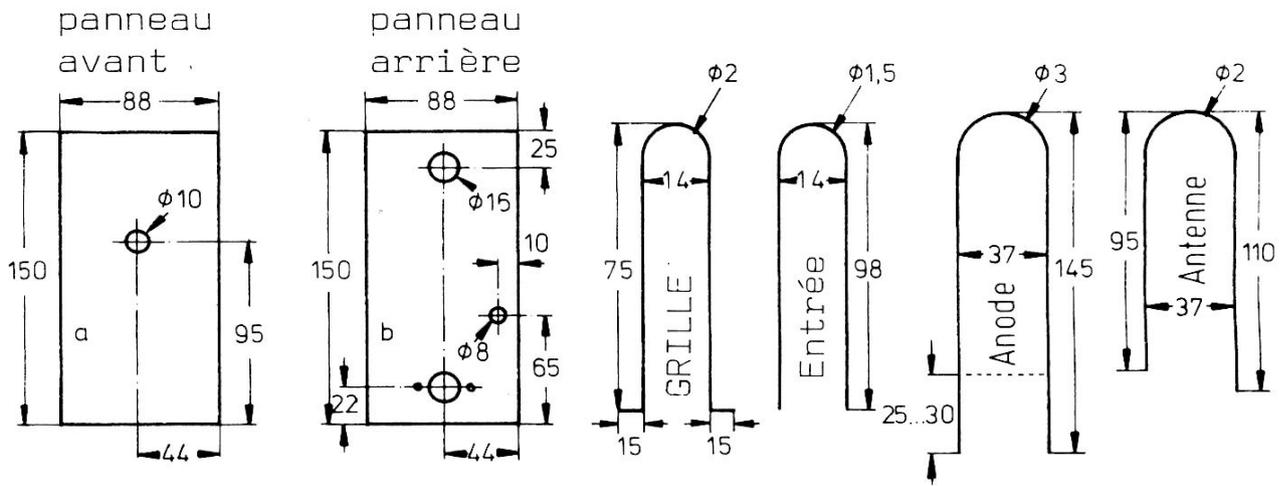


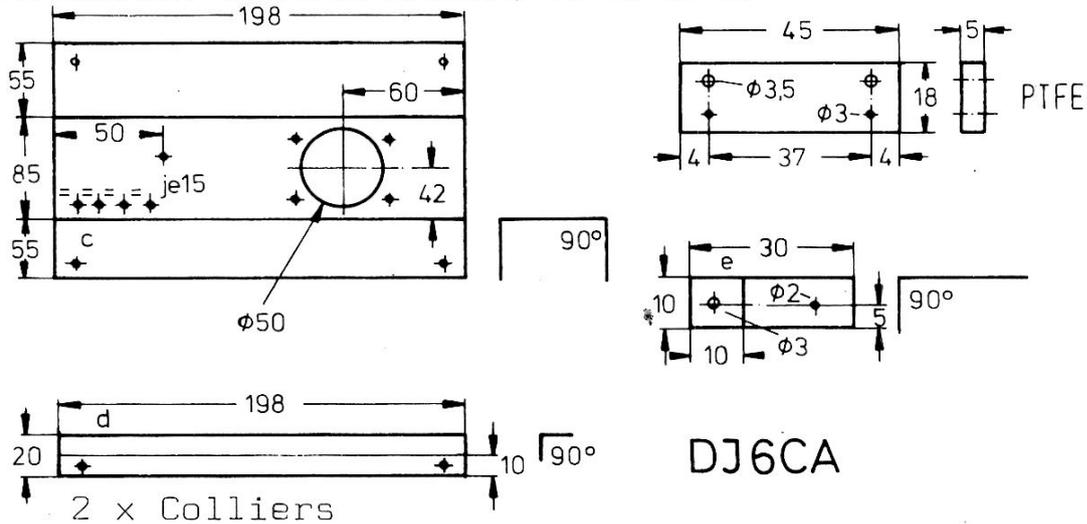
Fig. 1: L'amplificateur de puissance équipé d'un tube QQE 06-40

1. CONSTRUCTION MÉCANIQUE

Les différentes parties sont réalisées en fer blanc ou en laiton, elles seront découpées et percées en se référant aux dessins de la **Figure 2**, puis soudées aux pièces en "U" comme indiqué. Après montage, les surfaces seront nettoyées avec du papier abrasif et/ou peintes.



Matériau: cuivre/laiton. 5/10-8/10



DJ6CA

Fig. 2: Dimensions des différents panneaux

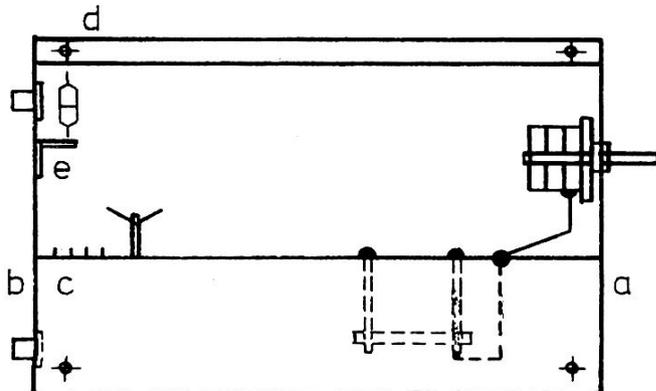


Fig. 3: Parties principales du châssis

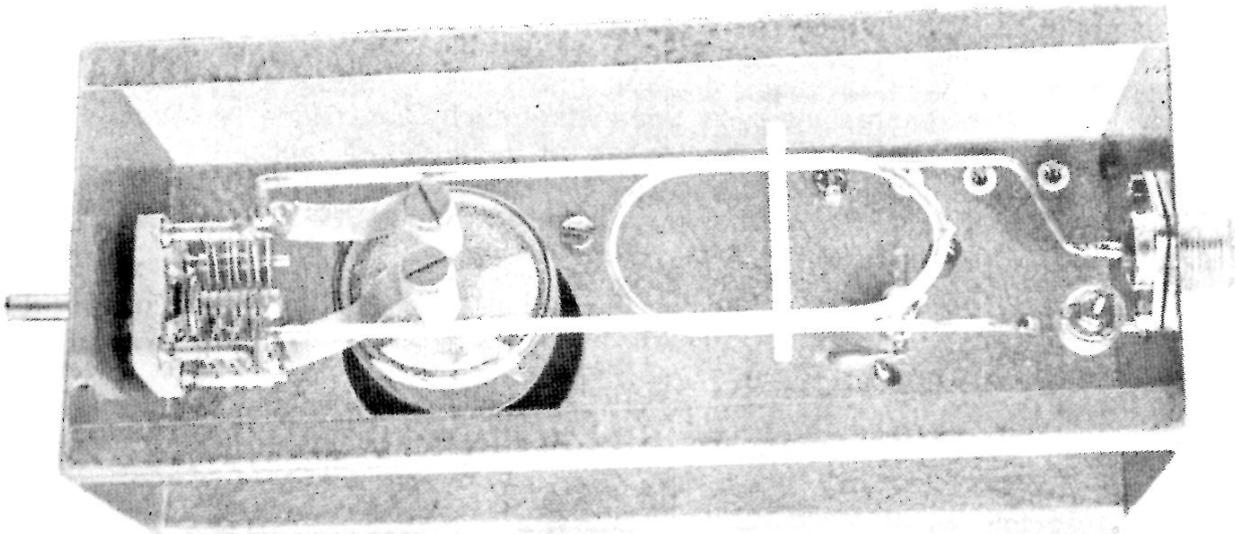


Fig. 4 : Ampli de puissance vu de dessus

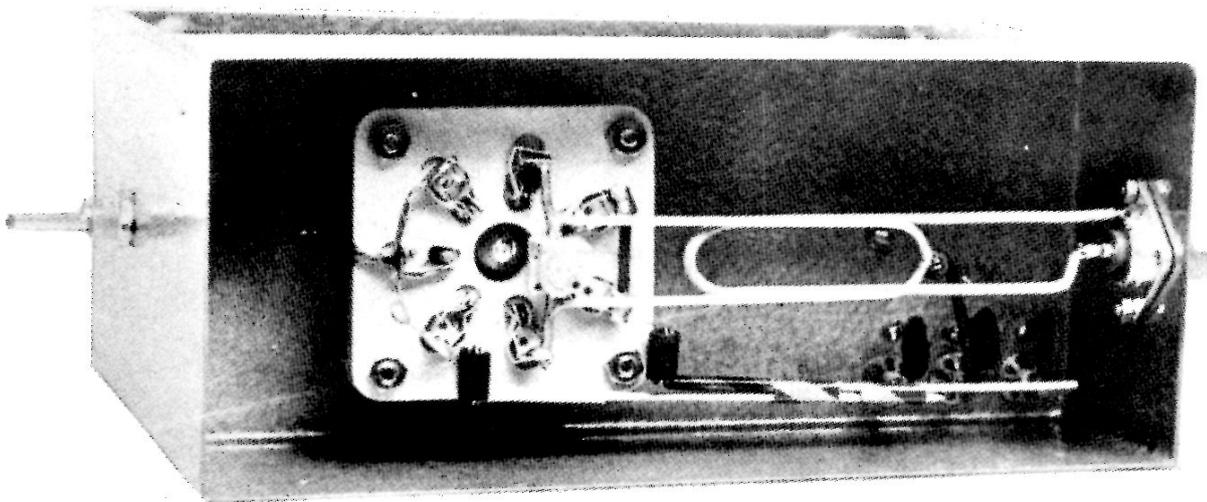


Fig. 5 : Vue de dessous, côté support de la QQE 06-40

Les différents composants de la **Figure 2** seront assemblés comme indiqué sur les **Figures 3, 4 et 5**, ils seront reliés entre eux en vous référant au schéma donné **Figure 6**. Le support du tube est placé sous le châssis et fixé à l'aide de 4 vis M4 ; ainsi la partie métallique du tube est au même niveau que le châssis. La mise à la masse du condensateur variable et de la cathode doit être la plus courte possible, elle doit être réalisée à l'aide d'une bande de métal reliée au châssis et soudée en place.

Le couplage de l'entrée excitation 144 Mhz est réalisé à l'aide d'une boucle. Il peut, aussi, si cela est nécessaire, être réalisé à l'aide de condensateurs série ou parallèle sur l'entrée coaxiale, tout cela accordé à la résonance. Il y a une certaine latitude au niveau de l'excitation, le couplage au circuit grille pouvant être plus ou moins lâche.

Sur le circuit grille, le $\lambda/4$ est raccourci capacitivement, il est soudé directement sur les connexions du support du tube. Un condensateur céramique à air pour le réglage à la résonance de ligne de neutralisation n'est pas nécessaire sur cet ampli de puissance car les capacités internes grilles/anodes le sont dans le tube lui-même. C'est très facile à faire dans le cas des étages push-pull en utilisant des capacités aussi importantes que celles entre anode et grille, elles sont placées entre l'anode d'un tube et la grille de l'autre. On peut apercevoir ces deux capacités de neutralisation en haut de l'ampoule de verre.

Le circuit d'anode est également un $\lambda/4$. Ce circuit est maintenu mécaniquement en place par le condensateur variable utilisé pour le réglage à la résonance de ce circuit. Il est nécessaire de mettre en place une cale réalisée en PTFE (Teflon) ou dans un autre matériau isolant avant de souder cette ligne au condensateur variable. Pour les liaisons aux anodes, n'utiliser que des "clips" d'origine pour aller sur les tétons des anodes et de la bande de laiton argenté pour assurer les liaisons au circuit d'anode. Ces "clips" participent également au refroidissement du tube et il faut parfois percer ces "colliers" avec certains tubes afin qu'ils serrent fortement les broches.

La puissance de sortie est prise sur l'ampli par l'intermédiaire d'une autre ligne de "Letcher" comme cela est montré sur la **Figure 2**. La cale en Teflon du circuit d'anode supporte aussi la boucle de couplage de sortie et assure la séparation adéquate. Un condensateur ajustable de 3-30 pF est utilisé pour le réglage à la résonance de la boucle de couplage. Il s'est avéré que ce condensateur n'a pas à être accessible de l'extérieur car l'alignement en milieu de bande est suffisant.

1.1 Composants

En plus du tube QQE 06-40 et des parties mécaniques de la **Figure 2**, les composants suivants sont nécessaires :

- Support de tube, 7 broches (Philips 40202)
- 3 Clips d'anode (Philips 40623)
- 1 Ajustable tubulaire 3-30 pF (Philips)
- 1 Ajustable à air d'environ 13 pF
- 1 Condensateur variable papillon, 2 x 8 pF, 1,5 mm entre lames
- 3 Traversées de châssis, céramique ou Teflon
- 1 Support céramique, 20 mm de haut environ
- 4 Vis M 4 x 35 (4 mm x 35 mm) avec 3 écrous par vis
- 4 Ferrites à 6 trous (Philips 4312 02036700)
- 3 Condensateurs disque céramique 3.9 nF/400 v
- 1 Condensateur disque céramique 1.5 nF/3 kv
- 1 Condensateur disque céramique 470 pF/400 v

2. CIRCUIT

Le module d'amplification de puissance est relié à l'alimentation et à l'excitateur comme indiqué sur la **Figure 6**. L'ampli de puissance est commuté par la ligne "PTT" (pédale du micro), ceci est plus simple et plus fiable qu'un circuit VOX-HF. Deux relais coaxiaux sont utilisés pour commuter l'entrée et la sortie. Un petit relais est également utilisé pour appliquer la tension d'écran (courant à commuter, environ 20 mA), aucun voyant témoin n'est nécessaire.

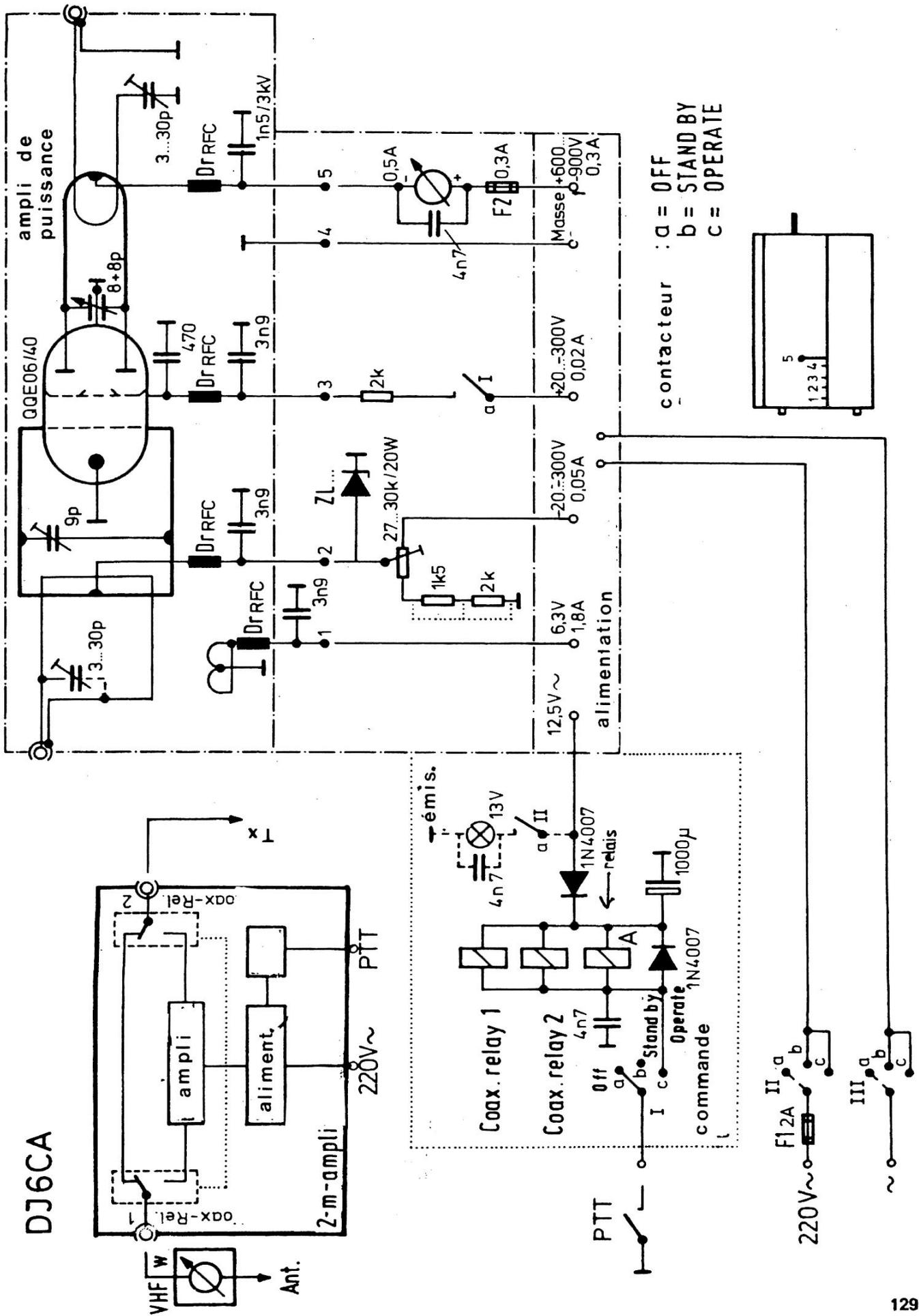


Fig. 6: Bloc diagramme et schéma de l'ampli

En réception, le tube est bloqué en coupant la tension d'écran (contact I du relais a). Cela est mieux que de bloquer le tube en appliquant une tension négative élevée sur la grille car alors le tube risquerait de produire du bruit, lequel pourrait être entendu sur le récepteur. La tension de commande de polarisation grille est variable, ainsi l'ampli peut fonctionner en classe A, B ou C. La classe A sera utilisée pour tous les modes de modulation. Les valeurs suivantes sont valables pour la QQE 06-40 indépendamment des tensions écran et anode :

Classe A	—⇒	30-40 mA
Classe B	—⇒	1- 5 mA
Classe C	—⇒	0 mA

La tension plaque sera TOUJOURS appliquée par l'intermédiaire d'un fusible d'environ 0,3 Amp ainsi que d'un milli-ampèremètre. Le fusible protège l'alimentation en cas d'amorçage à l'intérieur du tube.

Pour une tension de plaque de $U_a = 900$ V, la tension d'écran U_g ne doit pas dépasser 240 V. Pour $U_a = 600$ V, U_g peut être de 280 V. La tension de commande de polarisation de grille U_g n'a pas à être stabilisée. Si l'ampli de puissance n'est utilisé que pour un type de modulation (une seule classe), il est possible de stabiliser U_{g1} à l'aide d'une diode zéner (ZL ...). La valeur de la tension de la diode zéner sera déterminée expérimentalement. Habituellement, une diode du genre ZL 32 doit convenir. Il est bien évident qu'il est possible d'utiliser une alimentation convenant déjà pour tout autre ampli de puissance ou "transceiver" dont l'étage final est un tube.

3. ALIGNEMENT

Pour l'alignement de l'ampli de puissance décrit ici, il sera nécessaire de disposer d'un wattmètre VHF dont la résistance de charge pourra supporter environ 200 W, ainsi que d'un multimètre. Les anodes des tubes sont un bon repère d'alignement puisqu'elles commencent à rougir lorsque le niveau de dissipation est élevé.

Après la connexion de l'ampli de puissance à l'alimentation, à la charge fictive, à l'excitateur et à la ligne de commande, il est alors possible de vérifier les tensions de repos sans application de l'excitation sur le tube. Afin de protéger le tube, une résistance d'environ 4 k Ω /2W sera placée sur la connexion de la grille.

La ligne PTT est mise à la masse, $U_{g1} = - 50$ V et le courant de repos plaque est réglé à 30 – 40 mA en jouant sur le potentiomètre de réglage de la tension grille. En appliquant un faible niveau d'excitation, les circuits de grille et d'anode sont alignés ainsi que ceux de couplage à l'entrée et à la sortie. Il est maintenant possible d'effectuer une lecture de puissance de sortie sur le wattmètre.

Les valeurs suivantes sont données à titre indicatif pour la QQE 06-40 :

Chauffage	6,3 V/1,8 A
$U_a = 900$ V	$I_a = 250 - 300$ mA ($I_{a0} = 30 - 40$ mA)
$U_{g2} =$	225 V/20 mA environ
$U_{g1} =$	- 30 à - 32 V

Dans le cas où la tension plaque est plus faible, il est possible de relever un peu la tension d'écran. Le courant plaque sera alors un peu plus faible. L'efficacité devrait être d'au moins 50 % si les tensions et courants donnés sont obtenus. Ceci signifie que pour une puissance de sortie de l'ordre de 125 à 130 W la puissance en courant continu fournie sera de 250 W. Si ce n'est pas le cas, il doit y avoir un problème de désadaptation et les anodes doivent sûrement rougir. Si pour obtenir le maximum

de puissance à la sortie, l'ajustage d'antenne (30 pF) doit être au maxi de capacité, il est nécessaire de raccourcir la boucle de couplage de 1 ou 2 cm, ainsi le condensateur ajustable se retrouvera à mi-course pour le maxi de puissance à la sortie. Les valeurs des capacités et des lignes sont fonction de la tension plaque puisqu'elles dépendent de l'impédance R_j du tube, laquelle doit être "transformée" en R_{out} qui est l'impédance du câble.

4. DÉTAILS COMPLÉMENTAIRES

Il faut que le taux d'ondes stationnaires entre l'excitation et l'ampli de puissance soit très bon. Ceci est obtenu en optimisant au mieux le couplage de l'entrée. Dans le cas d'une utilisation linéaire (Classe A), le niveau de puissance de l'excitation doit être réglable par un potentiomètre au niveau de l'excitateur. En cas de fonctionnement en classe C (possible en CW et FM), le rendement sera meilleur mais le niveau de la puissance d'excitation doit être plus élevé (environ 6 à 10 W).

Il n'est pas nécessaire de refroidir le tube à l'aide d'une turbine, par contre il est fortement conseillé que les abords de l'ampli soient dégagés afin que l'air circule autour du tube et puisse s'évacuer à l'extérieur du coffret.

Lorsque l'entrée et la sortie sont chargées, aucune tendance à l'oscillation n'a été constatée. Si cela se présentait, il ne fait pas de doute que cela soit dû à la présence de tension HF à l'entrée du modulateur. Il est possible de remédier à ce problème en plaçant en série sur l'entrée une résistance au carbone de 1 à 5 k Ω et un condensateur disque céramique de découplage à la masse de 4,7 nF sur la base du premier transistor du modulateur.

5. RÉFÉRENCES

VHF COMMUNICATIONS, 1/1977, pages 30-36.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE A LIGNE COAXIALE POUR 70 cm ÉQUIPÉ DE LA 4 CX 250 B

par W. Rahe, DC 8 NR

Il n'y a pratiquement que deux familles de tubes qui permettent d'obtenir des puissances élevées sur 70 cm et ce, à prix relativement modeste: les types 2 C 39 et 4 X 150/4 CX 250.

Plusieurs amplis de puissance 70 cm, équipés avec des tubes 2 C 39 ont été décrits dans les pages précédentes. Cet article décrit un amplificateur de grande puissance, équipé de la 4 CX 250 B.

Un ampli à 4 CX 250 donne un gain de 14 à 16 dB, ce qui est considérablement plus important que le gain obtenu avec un ampli à 2 C 39 (10 à 11 dB), gain qui représente une puissance de sortie 4 fois plus élevée avec la 4 CX 250 pour la même puissance alimentation.

Comme tous les tubes nécessitent un refroidissement par circulation forcée d'air, c'est seulement l'alimentation qui est plus importante, en raison des tensions élevées, d'un transformateur plus imposant et de la tension stabilisée d'écran. La complexité de la mécanique est approximativement la même pour chaque type de réalisation. L'ampli représenté en **Figure 1** peut être construit relativement facilement. Il a un certain nombre de parties spéciales qui seront décrites en détail.

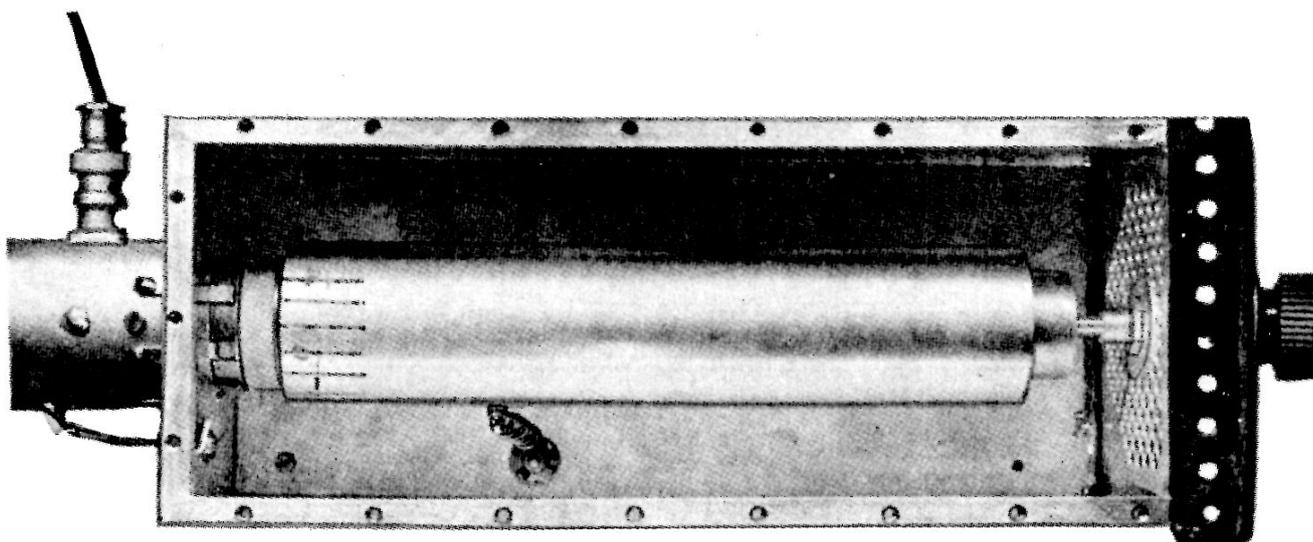


Fig. 1 : Ampli de puissance 70 cm à tube 4 CX 250 B

1. SÉLECTION DU TUBE

Il y a plusieurs types de 4 X 150 A, tous différents, en fonction des constructeurs. En principe, ce tube est construit suivant une technologie verre-métal. Mais il y a également des versions avec une base céramique et avec une ou deux ailettes sur le radiateur d'anode. Les connexions du support sont identiques et la différence essentielle se situe au niveau de la tension de chauffage de 6 V ou 26 V et sur la dissipation plaque de 150 ou 250 W.

De plus, il existe le type 4 X 150 G qui possède des électrodes pour tube coaxial, similaires à celles du 2 C 39, de façon à conserver les inductances de raccordement aussi faibles que possible.

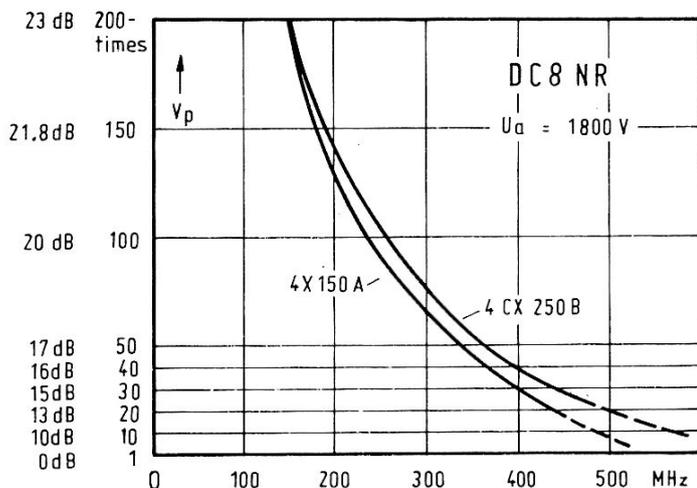


Fig. 2: Gain fonction de la puissance, classe AB₁, circuit cathode à la masse

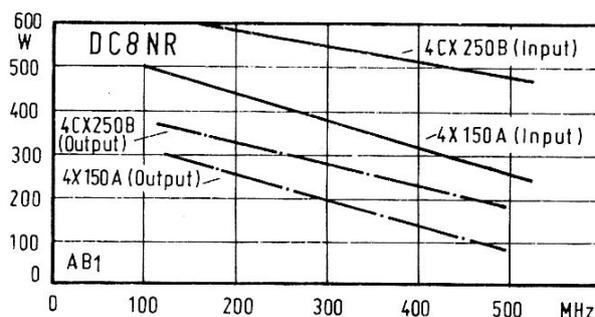


Fig. 3: Puissance d'entrée et de sortie fonction de la puissance

En raison de leur construction céramique-métal, une température plaque plus élevée (max. 250° C) est autorisée pour les tubes 4 CX 250 B/F/R (dissipation plaque 250 W), en contraste avec 200° C pour les types verre-métal. Ceci permet de ne pas les refroidir d'une manière aussi intense. Les valeurs limites, pour les tensions plaque et écran, sont respectivement de 2 000 et 400 Volts. Comme on peut le voir en **Figure 2**, le gain de la 4 X 150 chute à des fréquences plus basses que la 4 CX 250. La **Figure 3** donne la puissance d'entrée maximale permise aux limites et la puissance de sortie espérée en fonction de la fréquence.

Durant les quelques années écoulées, une série de tubes plus modernes ont été développés dans cette catégorie de puissance, mais leurs prix demeurent encore très élevés, pour des applications radio-amateur. Un exemple est la tétrode STC 4 KC/160 M de spécifications semblables à la 4 CX 250 B. Ce tube est refroidi par contact en utilisant un gros bloc isolé, mais de très bonne résistance thermique, en oxyde de béryllium monté sur un radiateur. C'est également le cas du tube Eimac 8873. Les autres tubes de la série 8874 et 8875 sont à ventilation par air, comme la 4 CX 250. La capacité additionnelle apportée en sortie par un tube refroidi par un bloc d'oxyde de béryllium est de l'ordre de 6 à 10 pF. Ceci doit être pris en considération pour le calcul du circuit anode.

2. CONSTRUCTION ÉLECTRIQUE

Le tube tétrade fonctionne dans un circuit cathode à la masse. Le schéma de base est donné en **Figure 4** ainsi que l'embase du tube. La puissance d'excitation 435 MHz est transmise par le connecteur coaxial 1 et par le circuit de couplage L 1 à la ligne $\lambda/2$, L 2. Ceci est réalisé au moyen d'un circuit hélicoïdal. La self de choc Ch 1 transmet la tension négative de polarisation à la grille de commande ($- 55$ V pour le fonctionnement en mode linéaire, ou $- 90$ V pour le fonctionnement en classe C); polarisation au voisinage du point de fonctionnement optimal.

En raison de la grande capacité court-circuitant le circuit d'entrée (capacité d'entrée 16,5 pF) ce point est facilement obtenu par le tube. Il est également possible de coupler l'entrée capacitivement en réunissant la connexion à la grille par un condensateur de 8 pF.

La grille écran est découplée d'une manière effective par le condensateur monté dans le support auto-découplant du tube 4 CX 250. La tension stabilisée de 350 V nécessaire pour le fonctionnement en linéaire, classe AB₁, est transmise par la self de choc Ch 2 à la broche 1 du support. La tension filaments de 6 V est transmise à la broche 3 par la self Ch 4. Cette valeur de tension peut paraître étrange, car la tension de chauffage est normalement réduite en UHF de façon à compenser les échauffements indésirables au niveau de la cathode, causés par les électrons non capturés par la plaque. En contraste avec le fonctionnement en classe C, cette compensation n'est pas nécessaire en mode linéaire car cet effet est presque négligeable en classe AB₁.

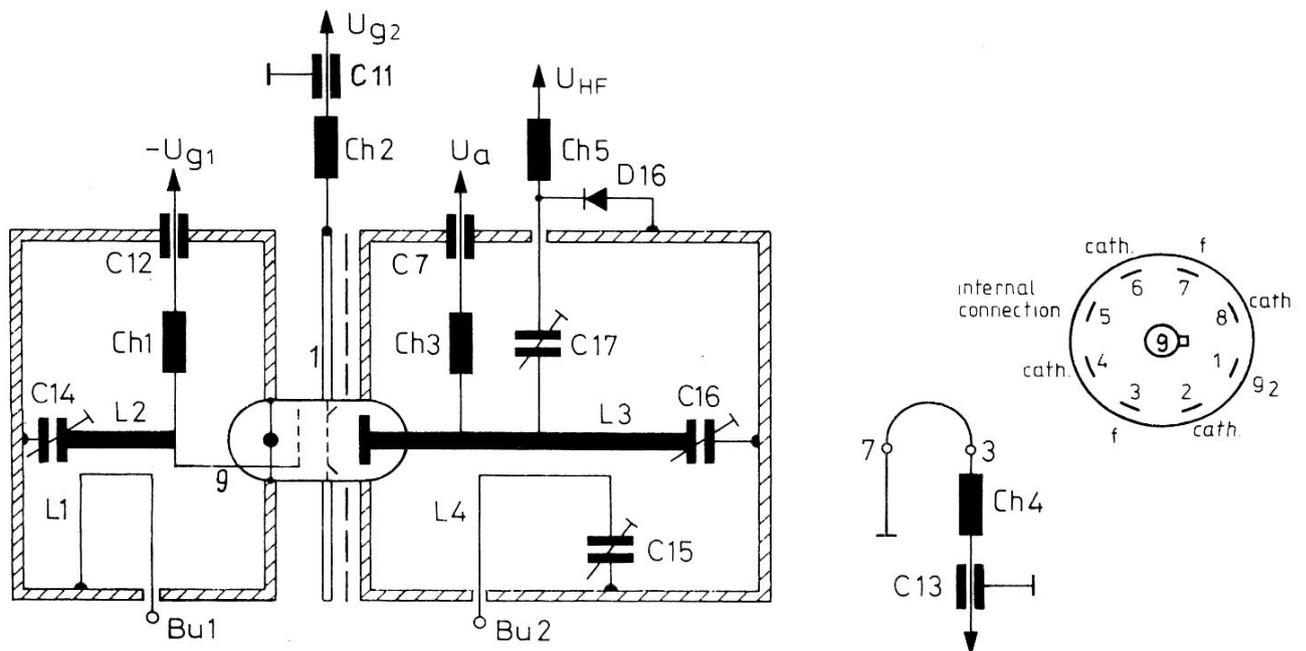


Fig. 4 : Schéma de base de l'ampli de puissance 70 cm

Le tube est à la tension du circuit plaque (L 3) : le couplage de sortie (L 4) et le point d'alimentation de la tension plaque (Ch 3) sont des points de courant maximum. Le condensateur ajustable C 15 est réglé pour compenser la composante réactive de L 4. Le circuit anode coaxial est un circuit $\lambda/2$. Il est accordé à la résonance par un trimmer de "réalisation-maison" (C 16) placé à l'autre extrémité de la ligne (également point de tension élevée). Ce type de réalisation évite l'emploi de condensateurs de découplage tels qu'ils sont nécessaires avec des lignes $\lambda/4$.

En raison de la capacité de sortie du tube (4.5 pF), du trimmer C 16 et des capacités parasites, le circuit d'anode est mécaniquement plus court que $\lambda/2$. Un système comportant un tube intérieur et un tube rond ou carré extérieur, entourant complètement le premier, est appelé circuit à ligne coaxiale. Le Q le plus favorable pour ce circuit et ainsi les pertes les plus faibles, seront obtenus avec un rapport D/d d'environ 3.5; ce rapport de diamètre correspond à une impédance de 75 Ω . La charge capacitive du circuit sera d'autant plus élevée que l'impédance sera basse. Le circuit plaque décrit ici présente une impédance d'environ 55 Ω .

La bande passante des circuits à ligne coaxiale diminue si on augmente la longueur de la ligne par des multiples de $\lambda/4$, et en conservant l'impédance constante. La bande passante d'un circuit $\lambda/2$ est environ la moitié de celle d'un circuit $\lambda/4$. Les amplis de puissance équipés de $\lambda/2$ ne sont donc pas utilisables pour des fonctionnements large-bande, tels que la télévision amateur.

3. CONSTRUCTION MÉCANIQUE

La **Figure 5** montre le schéma complet et non compliqué de la réalisation de cet ampli de puissance. La réalisation mécanique est extrêmement simple pour un ampli de puissance de cette classe, car du matériel tubulaire extrêmement courant est utilisé.

Le conducteur extérieur de la ligne coaxiale de plaque de 100 x 100 mm intérieur, est tout d'abord tiré d'une plaque de laiton 10/10. Il est possible de souder cette partie avec les autres plaques métalliques, car il n'est pas recommandé d'utiliser une construction vissée; un contact électrique faible dans les régions où circulent des courants très élevés est extrêmement défavorable. Seul le couvercle sera monté vissé.

Ensuite, souder le tube et les plaques métalliques en place: la plaque avec le trou de 56 mm au centre est pour le montage du support du tube, l'autre avec le trou pour la commande du condensateur C 16 et un certain nombre de trous de 6 mm pour la circulation d'air. Les autres trous dans le circuit de ligne plaque (entrée air frais, montage du support, montage du couvercle) seront réalisés comme défini en Figure 5 et ne seront pas détaillés. Comme le couplage de la sortie est à basse impédance (courant élevé, tension faible) un espacement de 0,75 mm est suffisant pour le trimmer C 15.

Le conducteur intérieur de la ligne coaxiale comprend un tube de cuivre de 2 mm d'épaisseur, 185 mm de long et 44 mm de diamètre. Du tube de laiton peut être utilisé, mais le rendement est moins bon en raison de sa résistance thermique plus élevée. Du tube d'aluminium peut également servir s'il peut être bien serré sur le radiateur d'anode (coefficient thermique λ [W/grd x cm]: cuivre = 3.8; aluminium = 2.1; laiton = 1.1).

Comme le radiateur anode d'une 4 CX 250 B a un diamètre d'environ 41.2 mm, il est nécessaire d'ajuster au tour le tube de cuivre pour ce diamètre. Le tube est fendu sur 20 à 25 mm de long à une extrémité, pour assurer le contact par pression. La

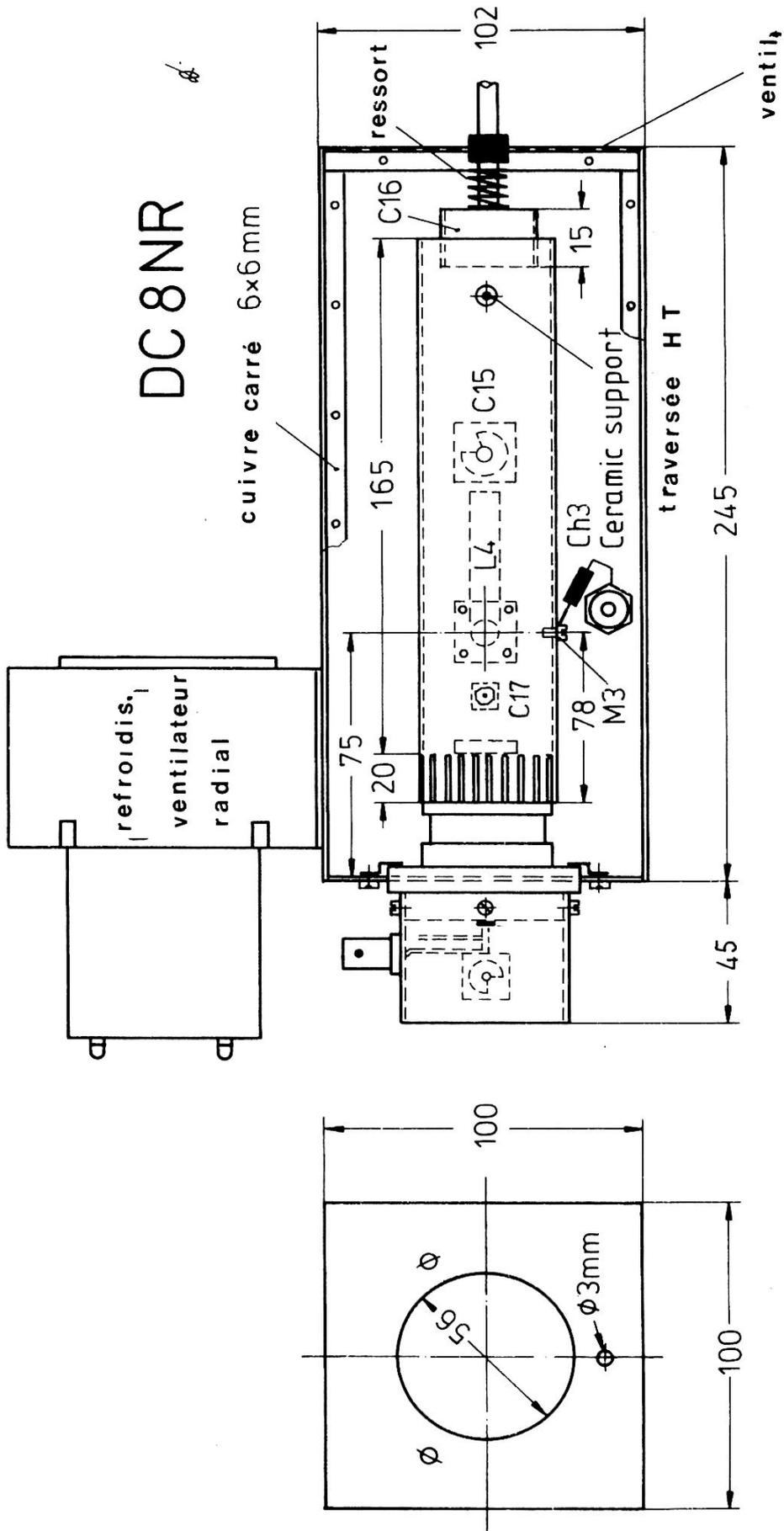


Fig. 5 : Réalisation du PA à 4 CX 250 pour 435 MHz

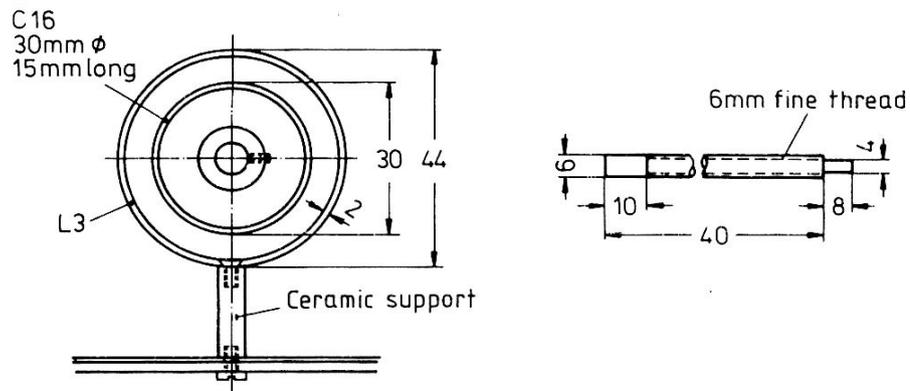


Fig. 6 : Circuit d'accord plaque

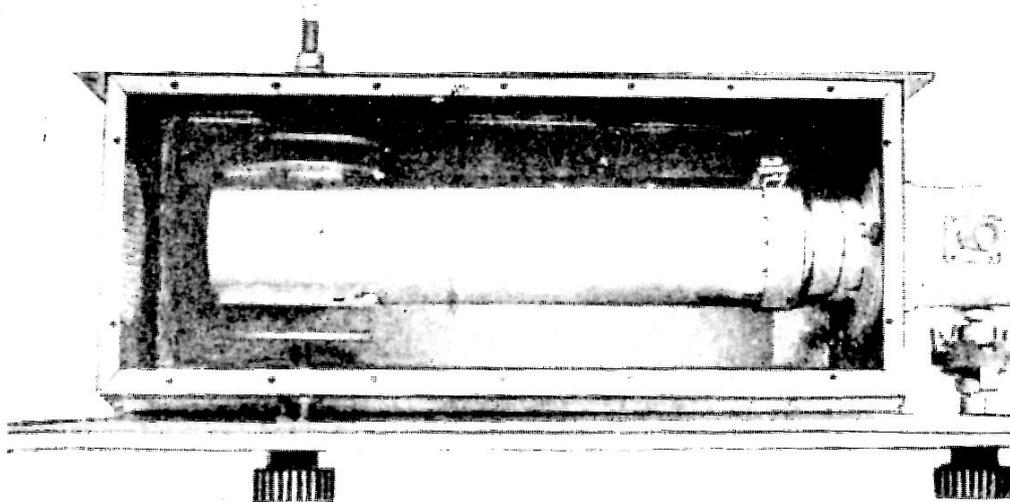


Fig. 7 : Un autre prototype avec un circuit d'accord plaque différent

4 CX 250 et le tube doivent être légèrement serrés. Si nécessaire, on peut utiliser un collier de serrage métallique (**Figure 7**).

De façon à éviter le tournage, des tubes commerciaux de 44 mm/1 mm, en laiton, ont tout d'abord été utilisés comme conducteur intérieur. Malheureusement, un tel tube a des tensions mécaniques considérables qui produisent des craquements au chauffage ; en plus, la stabilité et la conductivité de l'air sont bien inférieures.

Le circuit plaque est supporté à un bout par le tube et à l'autre par un support céramique. Le trimmer d'accord C 16 consiste en un bouton d'aluminium de modèle courant, ayant 40 mm de diamètre et 15 mm de long (**Figure 6**), vissé sur une tige de cuivre de 48 mm de long et 6 mm de diamètre fileté extérieurement sur une longueur de 30 mm (au pas M6). Cette tige fileté est guidée par un écrou M6 placé à l'intérieur de la cavité.

De façon à obtenir ceci, il faut réduire le diamètre de 6 mm à 4.5 mm en soudant un petit tube (6 mm/0.75 mm) en place ; pour être sûr que le filetage ne soit pas endommagé par les écrous de serrage du bouton, la tige est réduite à 4 mm de diamètre à une extrémité, sur une longueur de 8 mm.

Il est également possible de réaliser l'accord de l'anode de manière différente. Par exemple, en utilisant des condensateurs à plaques opposées, comme on peut le voir en **Figure 7**. L'avantage est que l'accord des circuits grille et anode sont accessibles du panneau avant; l'inconvénient: les dimensions plus importantes de l'amplificateur; de plus, les deux plaques capacitatives doivent être accordées pour la même valeur de capacité, de façon à être sûr d'être dans un champ symétrique. Autrement, il ne serait pas possible d'obtenir le maximum de puissance de sortie.

La construction du circuit grille et de son accord est représentée en **Figure 8**. Celle-ci montre également le raccordement du tube. Le conducteur intérieur (L2) du circuit hélicoïdal est réalisé en fil de cuivre argenté de 20/10, de 90 mm de long et la boucle de couplage en fil de cuivre argenté de 10/10. De façon à ne pas charger capacitivement le circuit plus qu'il n'est nécessaire, l'accord est réalisé par un trimmer à air (C14)

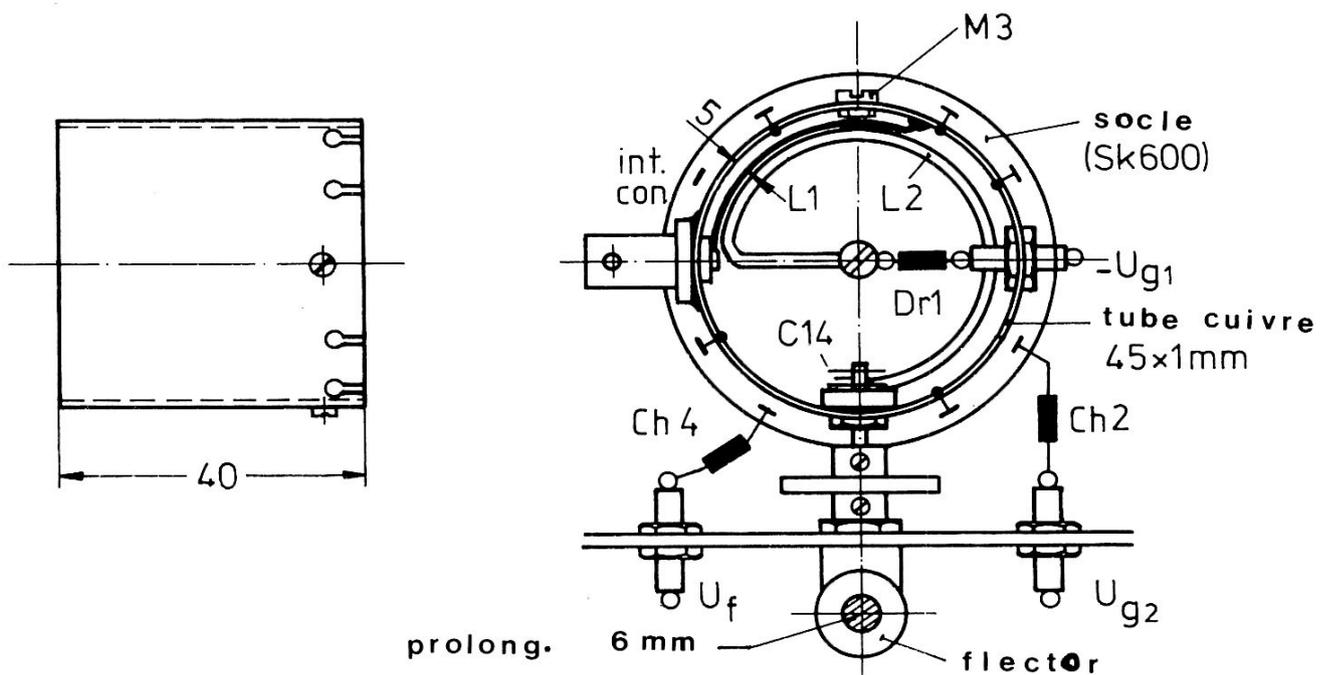


Fig. 8 : Circuit grille

à faible capacité résiduelle (max. 2 pF). Comme de tels trimmers ne sont généralement pas disponibles, les plaques d'un trimmer de capacité plus importante sont enlevées jusqu'à ce qu'il ne reste que deux plaques fixes et une mobile. Le circuit grille est réglé depuis le panneau avant, en utilisant un système de démultiplication à flectors. Le conducteur extérieur du circuit est réalisé en tube de 40 mm de long et 45 mm/1 mm de diamètre, placé sur le support et vissé en quatre points. Pour que le tube englobe la totalité du support, il est nécessaire de réaliser des fentes aux positions indiquées en Figure 8. Les cinq connexions de cathode du tube sont soudées en utilisant de petites pièces de fil venant de l'intérieur du support comme représenté en Fig. 8. La **Figure 9** montre une photographie de l'ampli prise du côté grille.

Le couplage de la sortie comprenant L4 et C15, est représenté aux **Figures 10 et 11**.

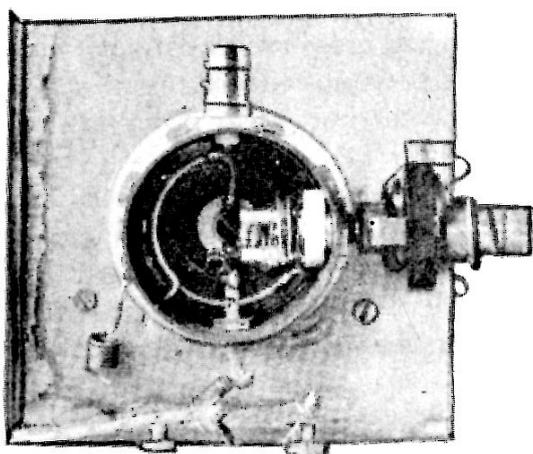


Fig. 9 : Photographie du courant grille

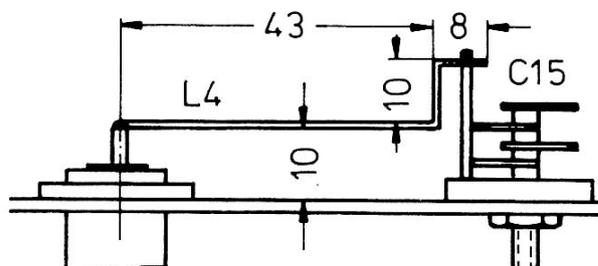


Fig. 10 : Couplage de sortie

4. REFROIDISSEMENT

Des tubes avec l'anode extérieure, tels que la 4 CX 250, sont calculés pour refroidissement par air pulsé. L'air est normalement soufflé sur le côté grille car les connexions des électrodes nécessitent du refroidissement. Il est nécessaire de refroidir ces connexions seulement si le chauffage est en service. L'air circule alors le long de l'enveloppe du tube à l'aide d'une cheminée céramique, traverse ensuite les ailettes de refroidissement de l'anode et sort. On note une réduction de la pression due aux remous et tourbillons. La 4 CX 250 B nécessite environ $0.6 \text{ m}^3/\text{mn}$ à pleine dissipation anode de 250 W et en utilisant un support et la cheminée adaptée.

Une pression de 1.6 mbar. est nécessaire. Cette pression peut chuter considérablement en raison d'une circulation d'air anormale, ou de l'emploi d'un ventilateur non approprié.

De nombreux ventilateurs axiaux procurent un débit d'air suffisant, même à faible vitesse et sont suffisamment silencieux. Malheureusement, ils ne peuvent pas compenser une baisse de pression anormale. Les ventilateurs radiaux sont meilleurs pour cet usage, mais ils sont trop bruyants et ne sont pas assez puissants pour être utilisés par les radio-amateurs. Des expériences ont été réalisées en amenant le flux d'air frais en provenance d'un ventilateur radial sur le côté de la grille : après 10 sec. de porteuse continue, la puissance de sortie chute de plus de 50 % de la valeur initiale et la soudure de la plaque capacitive placée au bout du tube anodique (Figure 7) fond ! Ceci montre que la température maximum permise de 250°C a été certainement dépassée. Aucun dommage n'a été observé sur le tube pendant cet essai, c'est dire qu'elle est sa constitution ! En raison de l'enveloppe de verre, la 4 X 150 n'est pas capable de fonctionner dans de telles conditions de surcharge.

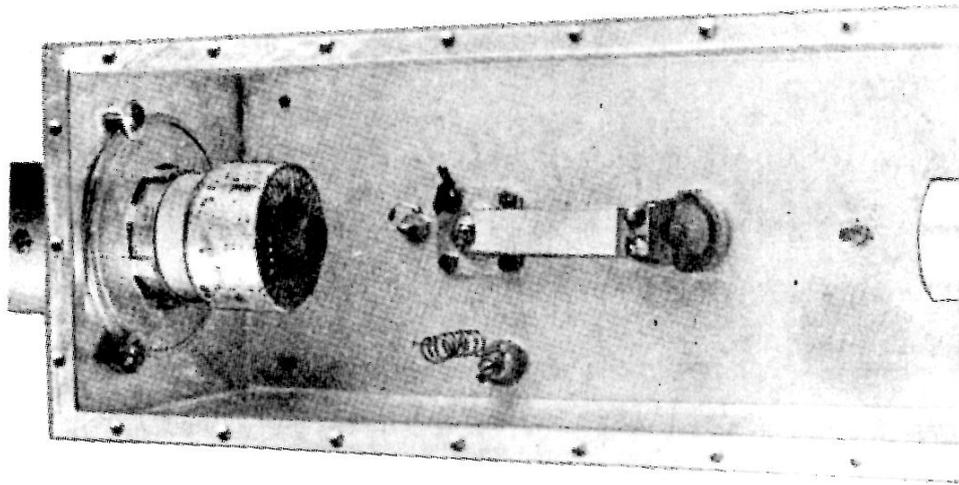


Fig. 11 : Vue du couplage de sortie après avoir ôté le tube de plaque

Dans le cas de l'amplificateur que nous décrivons, l'air frais est soufflé dans la cavité plaque, au voisinage de l'anode du tube, en utilisant un ventilateur axial relativement peu encombrant. L'air circule sans chute de pression considérable le long de la plaque du tube pour qu'une chaleur suffisante soit évacuée de cette manière. Une petite partie d'air frais circule dans le support et les connexions électriques et sort par le circuit grille. La cheminée n'est pas utilisée ici.

Le point le plus important, en utilisant cette conception, est qu'un niveau d'air suffisant soit en mouvement et que, de cette manière, aucune chute de pression ne puisse apparaître sur une partie importante de la surface de refroidissement de l'anode. Le ventilateur axial utilisé, de 88 x 88 x 50 mm, est recommandé pour le trafic BLU jusqu'à des niveaux de puissance d'environ 500 W (entrée). Pour des puissances plus importantes, un ventilateur radial est plus intéressant ; il est semblable au type représenté en Figure 5.

L'air entrant dans des ventilateurs doit être gardé frais jusqu'à une distance de 3 à 4 cm ; l'air entrant dans la chambre d'anode doit être introduit par le chemin le plus direct ; les écrous laiton de serrage peuvent être soudés en place.

5. ALIMENTATIONS

La **Figure 12** montre le schéma de l'alimentation. La tension plaque de 1500 à 2000 V nécessaire pour obtenir la plus grande linéarité possible est obtenue à l'aide d'un doubleur de tension (circuit Delon). Ceci évite l'emploi d'un transformateur haute tension coûteux, la tension de sortie étant suffisamment stable. Une mise en série de condensateurs électrolytiques courants remplace les capacités papier (dont la fiabilité est douteuse). Les résistances connectées en parallèle sur les condensateurs compensent les courants de fuite et déchargent les capacités à l'arrêt. Il est possible de disposer toute l'alimentation sur un circuit imprimé. La **Figure 13** représente le circuit utilisé, référence DC 8 NR 007. Des diodes de redressement courantes sont utilisées. Les deux chaînes de diodes peuvent de toute façon être remplacées par deux simples diodes (de tension inverse 3 kV : $I = 3$ A). Les résistances chutrices R7 à R9 de la chaîne stabilisatrice dégagent une chaleur assez importante ; pour cette raison, elles devront être surélevées par rapport au circuit. Le condensateur C7 n'est pas monté sur le circuit, mais connecté au voisinage de la traversée haute tension.

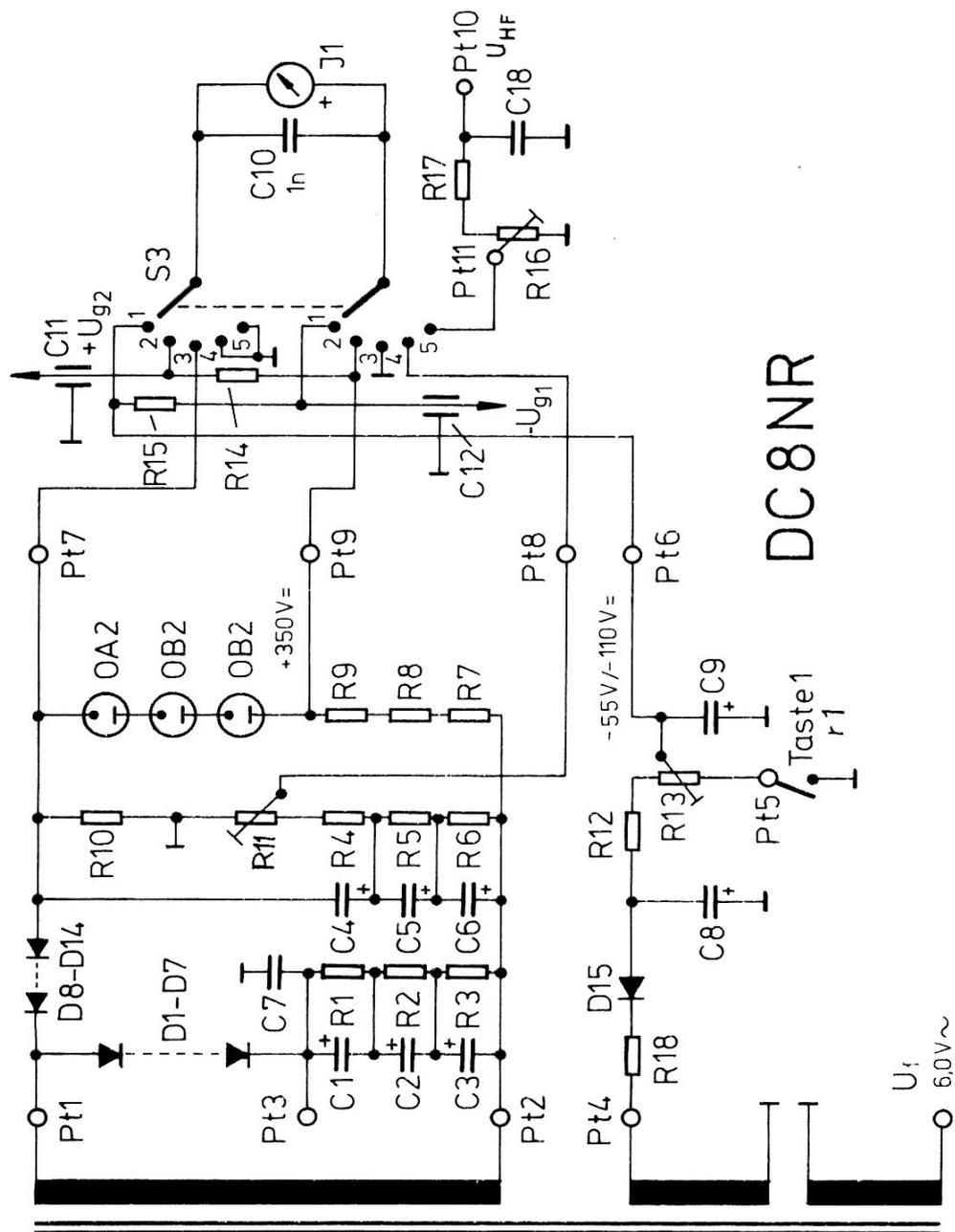


Fig. 12 : Schéma de l'alimentation à doubleur de tension

En mode linéaire, le tube nécessite une tension écran stabilisée de 350 V. Si un manque de tension plaque apparaît, la grille écran dont la dissipation maximale est de 12 W est en danger. Elle va travailler comme une anode et s'attendra à recevoir le courant d'anode qui est très élevé. Le courant écran peut même devenir négatif avec faibles courants d'anode. Pour cette raison, il est judicieux de réaliser la stabilisation de la tension écran par des tubes au néon qui limitent la puissance disponible à 11 W. Aucune condition de surcharge ne peut alors apparaître. La source de polarisation pour la grille de commande doit également être à haute impédance, car aucun courant grille ne doit circuler en mode linéaire.

Le commutateur S3 connecte tous les courants et tensions intéressantes à l'appareil de mesure I1. Les valeurs de shunts R10, R11, R14 et R15, dépendent du cadre utilisé, et devront être recalculées si c'est nécessaire.

Les valeurs données sont pour un appareil de 60 μ A et d'une impédance de 2.5 k Ω .

La résistance R19 de 25 Ω dans la ligne d'alimentation n'est pas absolument nécessaire. Elle est là pour éviter que lors des mises en service de l'alimentation les appels de courants importants ne fassent fondre le fusible (10 A). L'interrupteur S2 ponté la résistance, lorsque les condensateurs électrolytiques sont complètement chargés (environ 1 sec.), le transformateur recevant alors la pleine tension d'alimentation.

Après la mise en service, le chauffage, la tension grille et la tension plaque sont appliqués au tube. Aussi longtemps que le contact auxiliaire r1 du relais d'antenne est ouvert en mode réception, la tension négative de 110 V bloque le tube. Si le driver n'est pas manipulé, cette tension négative peut être utilisée en mode CW pour la manipulation.

L'amplificateur de puissance peut être commuté en classe C à l'aide de deux interrupteurs, non figurés sur le schéma de la Figure 12. La tension de la grille de commande est augmentée de - 55 à - 90 V et la tension d'écran réduite de 350 à 250 V. Dans cette position, un rendement plaque très élevé (supérieur à 50 %) est possible, mais le gain sera réduit. Ce mode peut être employé pour le trafic en FM et CW; il est possible d'utiliser également la classe linéaire AB₁ pour ces types de modulation. Lorsque l'on fonctionne avec une tension plaque réduite de l'ordre de 1500 V, il sera nécessaire de ramener la tension écran aux environs de 300 V.

6. COMPOSANTS UTILISÉS

Transformateur Tr 1: 700 - 800 V, 600 mA (pour 1700 - 2000 V DC en charge)

secondaire 2: 75 Volts/20 mA

secondaire 3: 6 Volts/2.6 A

D1 - D14: voir texte (1 N 4007 ou similaire)

D15: 1 N 4007

D16: 1 N 4148

C1 - C6: 100 μ F/550 V

C7: disque céramique 470 pF/3 kV

C8, C9: 25 μ F/350 V

C11 - C13: 500 pF/500 V, capacité de traversée à visser

C14: 0,4 - 2 pF (voir texte)

C15: 15 pF (voir texte)

C 16:	0,3 - 6 pF (voir texte)
C 17:	10 x 10 mm, monté sur une traversée isolée, espacée de 20 mm de L3
C 18:	disque céramique 220 pF
R 1 - R 6:	100 k Ω /2 W
R 7 - R 9:	8.2 k Ω /11 W ou 15 W
R 10:	0.6 k Ω bobinée
R 11:	potentiomètre ajustable 50 Ω
R 12:	2.7 k Ω /2 W
R 13:	potentiomètre ajustable 10 k Ω
R 14:	6 k Ω /0.5 W
R 15:	60 Ω /0.5 W
R 16:	potentiomètre ajustable 1 k Ω
R 17:	100 k Ω /0.5 W
R 18:	33 Ω /0.5 W
R 19:	25 Ω /5 W (minimum)

Toutes les selfs de choc sont réalisées à partir de longueurs $\lambda/4$ (17.2 cm) de fil de cuivre émaillé, bobinées en forme de self à air :

Ch 1, Ch 2, Ch 5:	fil 0.3 mm, bobiné sur 3 mm de diamètre
Ch 3:	fil 0.8 mm, bobiné sur 7 mm de diamètre
Ch 4:	fil 0.8 mm, bobiné sur 4 mm de diamètre

Support céramique, longueur 28 mm avec deux capacités métalliques et des vis de serrage M3.

Traversée haute tension en céramique

Bouton aluminium avec flector

Support rotatif, diamètre 6 mm, avec extension et démultiplicateur

Ventilateur radial (Airflow 26 BTM par ex.)

Ventilateur axial (Paps type 3050 avec condensateur de démarrage) : dimensions : 88 x 88 x 50 mm, 90 m³/h, 220 V/50 Hz

7. RACCORDEMENT ET RÉGLAGES

L'alimentation doit d'abord être testée, puis le fonctionnement du relais d'antenne vérifié. Avec le contact r1 fermé, une tension approximative de -55 V sera mesurée à Pt 1 et réglée à l'aide de R13. Après quoi, les tensions seront raccordées et une charge fictive placée en sortie de l'amplificateur. Il est recommandé d'effectuer les réglages préliminaires à tensions plaque et écran réduites et d'augmenter ces tensions une fois ces réglages terminés.

Bien que cette méthode soit recommandée, des difficultés pratiques au niveau de notre application empêchent de suivre cette procédure (alimentation). Si le processus suivant est rigoureusement respecté, on peut se passer des réglages sous tension réduite :

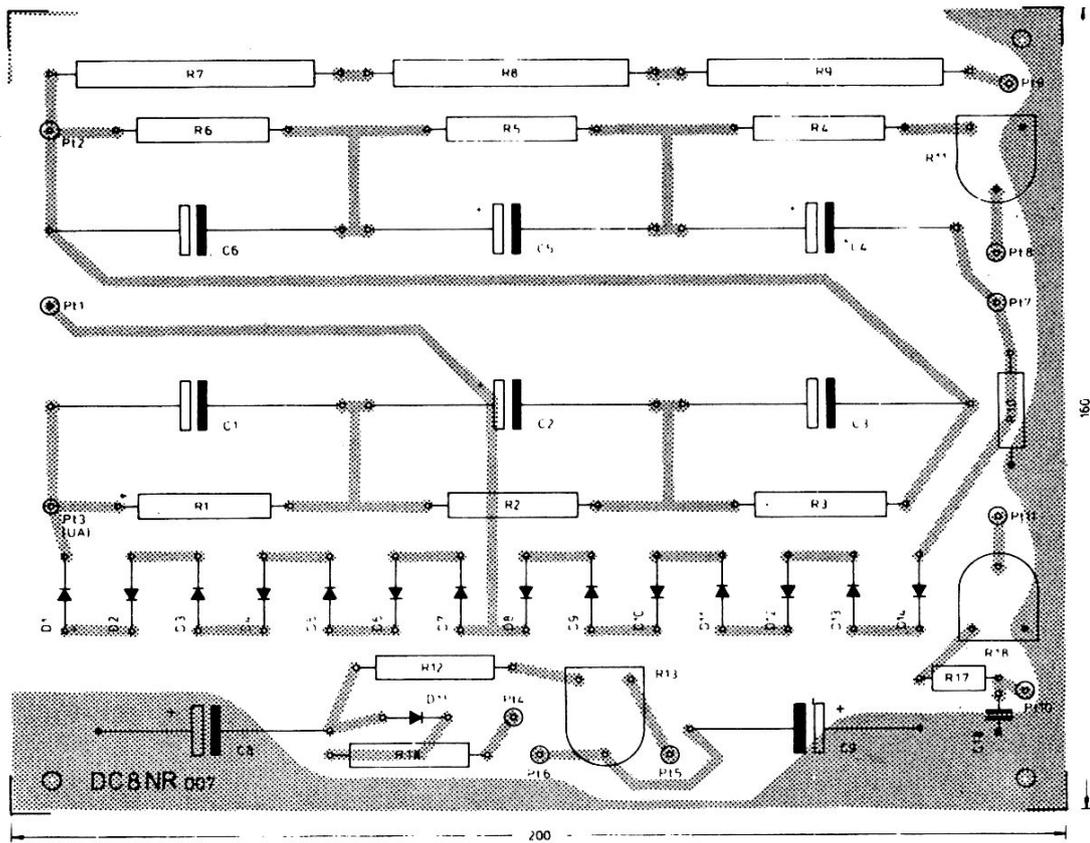


Fig. 13 : Circuit imprimé DC 8 NR 007

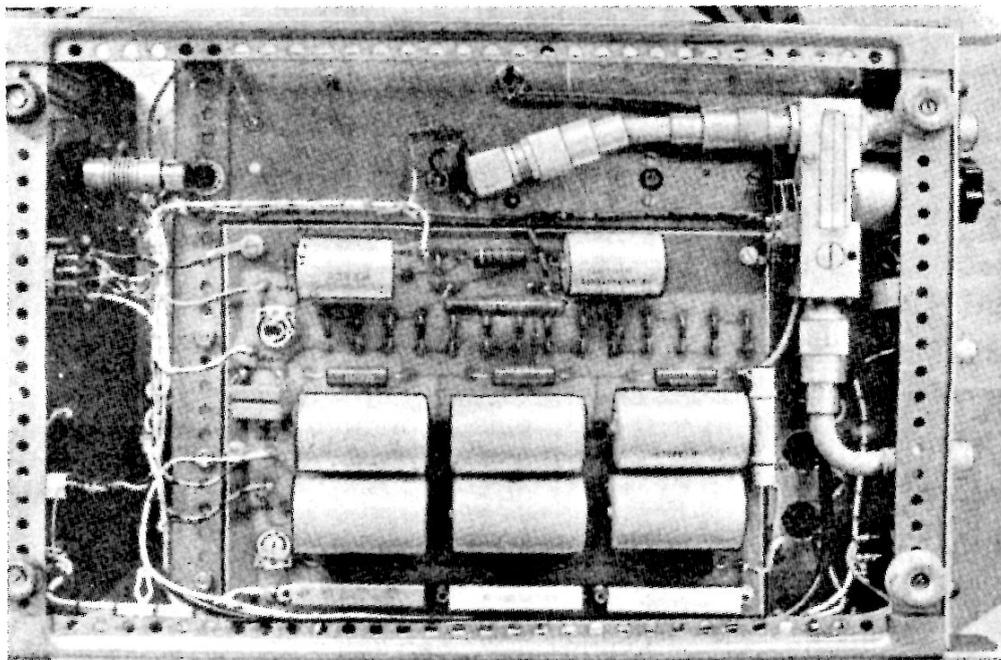


Fig. 14 : Photographie de l'alimentation

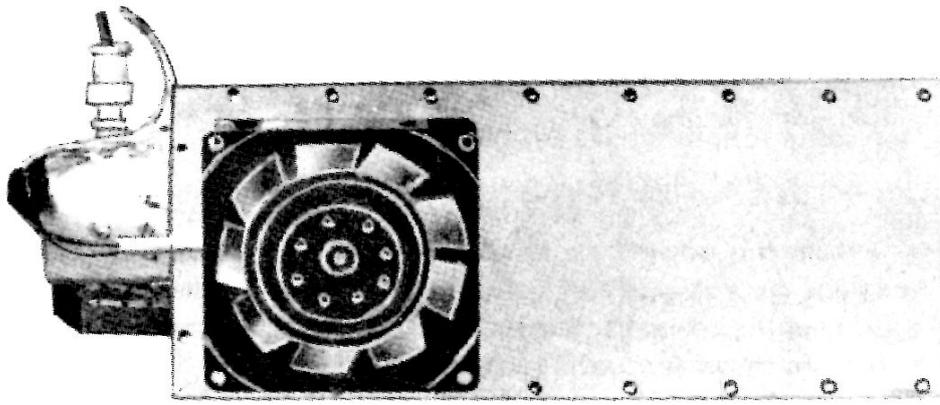


Fig. 15 : Photographie de l'ampli de puissance avec son radiateur

Mettre l'alimentation sous tension et attendre une minute pour la mise en température. Placer le commutateur S2 sur la position mesure du courant plaque. Démarrer l'ampli et ajuster R13 pour obtenir un courant de repos de 100 mA. Vérifier la stabilité de l'ampli en augmentant provisoirement le courant d'anode jusqu'à 200 mA et en tournant les accords de grille et de plaque. Aucune puissance de sortie ne doit être détectée et l'indication du courant plaque ne doit pas varier.

Connecter une excitation de l'ordre de 3 à 4 Watts et placer l'ajustable C15 à sa position minimale. Régler le circuit grille pour le maximum de courant plaque. Amener le circuit plaque à la résonance par C16; un creux doit apparaître sur la lecture du courant plaque. Régler le trimmer de couplage et l'accord plaque alternativement pour le maximum de puissance de sortie. Le réglage est terminé par l'accord de la boucle de couplage L1 (rapprocher avec soin de L2). La position et l'écartement de la boucle de couplage L4 par rapport au circuit plaque est visualisé Figure 10. C'est le compromis le plus favorable. De toute façon, la chaîne stabilisatrice présente une bonne indication visuelle de l'accord correct de l'ampli de puissance, le courant écran chutant notablement à la résistance.

Après quoi, on peut augmenter la puissance d'excitation. Environ 7 à 8 W seront nécessaires; pour la pleine excitation, en fonction de la haute tension utilisée.

Le courant de la grille de commande peut être utilisé comme critère de limitation de l'excitation: le courant grille doit être nul en fonctionnement linéaire. Des produits d'intermodulation élevés seront générés si l'on excite l'ampli dans la zone de courant grille, ce qui augmente la largeur de bande utilisée et l'ampli de puissance produit des **éclaboussures** (splatters). Aucun neutrodinage n'a été nécessaire avec tous les amplis qui ont été réalisés à ce jour.

8. VALEURS MESURÉES

Les valeurs suivantes sont le résultat de valeurs moyennes, fournies par différents tubes fonctionnant tous sous une tension plaque de 1700 V:

Gain :	15 dB
Puissance de sortie :	environ 200 W
Courant DC :	295 mA
Rendement anode :	environ 40 %
Puissance excitation :	6.5 W
IG 2 :	8 mA
IG 1 :	0.5 mA

Des niveaux de sortie plus importants peuvent être obtenus en augmentant la tension plaque et/ou en utilisant le tube 4 CX 250 R. Les mesures effectuées avant et après avoir argenté l'ampli ne montrent aucune amélioration, ce qui est certainement dû aux larges zones de circulation de courant. Il n'y a pas de doute qu'une surface argentée procure quand même des avantages, surtout après de longues périodes de fonctionnement.

La réjection des produits d'intermodulation du 3^e ordre pour une 4 CX 150 B en mode linéaire et à pleine excitation, atteint environ 20 à 25 dB, en se référant à un article de F. Telewski (A practical approach to 432 MHz SSB, paru dans Ham Radio magazine, juin 1971). En comparaison, 35 dB sont donnés par les fiches techniques EIMAC pour une 8874 à 30 MHz avec 1 kW d'attaque. Environ 25 à 30 dB peuvent être espérés, si l'on utilise une 2 C 39.

9. RÉFÉRENCE

VHF COMMUNICATIONS, 2/1977, Pages 71-84.

A Coaxial-Line power amplifier for 70 cm equipped with the 4 CX 250 B, par W. Rahe, DC 8 NR.

UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 400 W, 145 MHz, ÉQUIPÉ DE LA 4 CX 250

par J. Kestler, DK 1 OF

En dépit des grands progrès réalisés en technologie semi-conducteurs, les tubes électroniques ont encore leurs applications aux puissances très élevées. Les avantages les plus évidents, par rapport aux amplificateurs de puissance transistorisés, étant le prix moins élevé et une certaine tolérance aux surcharges et aux désadaptations.

L'amplificateur décrit peut être réalisé sans le besoin d'un atelier de mécanique spécialisé. Seuls, des cisailles, une scie à métaux, une perceuse et un fer à souder de fort calibre, sont nécessaires. Aucun pliage n'est requis.

1. CONSTRUCTION ÉLECTRIQUE

1.1. Circuit grille

Pratiquement, tous les exciteurs utilisés aujourd'hui ont une puissance de sortie de l'ordre de 10 W, ce qui est très suffisant pour attaquer un tube thétrode configuré en cathode à la masse. Il n'est pas nécessaire de construire le circuit grille du tube PA selon le modèle à très faibles pertes et donc, à faible bande passante. En fait, ce serait un inconvénient, car cela augmenterait inutilement la tendance à l'auto-oscillation. En plus, il serait nécessaire de réaccorder le circuit à chaque changement de fréquence. On doit faire attention à ce que le ROS de l'entrée soit pratiquement égal à 1 et soit indépendant de la puissance d'excitation qui varie continuellement en mode BLU. C'est particulièrement important si le dernier étage de l'exciter est équipé d'un amplificateur à transistors, car le transistor peut très facilement être surchargé par rapport à sa tension d'alimentation si l'adaptation à l'entrée de l'amplificateur de puissance est incorrecte et aussi, fonctionner comme un écréteur, ce qui entraîne une énorme distorsion et des "éclaboussures". Ces résultats n'auront rien à voir avec l'amplificateur à tube qui suit et qui, naturellement, ne saurait être incriminé pour ces défauts.

Le circuit d'entrée utilisé est représenté en **Figure 1**. La capacité C_{iN} est la capacité d'entrée du tube, lequel possède une composante ohmique R_{iN} due au retard de transit des électrons entre grille et cathode. Cette résistance dépend de la tension grille et du courant anodique, et aussi, varie avec l'excitation. Si l'on adapte cette résistance avec l'entrée au moyen d'un circuit d'adaptation à faible perte, cela signifie que l'impédance d'entrée de l'amplificateur de puissance dépendra également de l'excitation. Pour cette raison, on utilise un circuit d'adaptation amorti par une résistance série (R_1). La plus grande partie de l'excitation est convertie en chaleur par cette résistance. La self L_1 et le condensateur C_1 étendent le circuit grille pour former un PI d'impédance 50Ω ; le Q atteint 14, ce qui donne une bande passante de 10 MHz environ. Les mesures ont montré que le ROS de l'entrée était inférieur à 1.2 si l'on varie R_{iN} entre 500Ω et ∞ . Un filtre en Pi est également très favorable à cet endroit, car il supprime toutes les harmoniques issues de l'exciter, bien mieux que si l'on utilisait un simple circuit résonant parallèle.

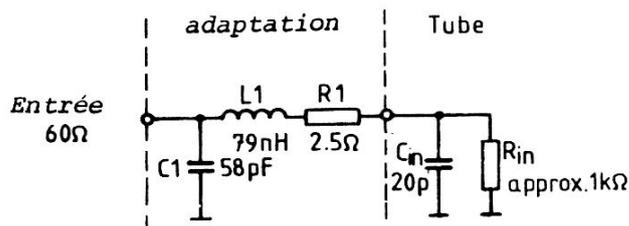


Fig. 1 :
Circuit d'entrée avec le diagramme équivalent de l'entrée du tube

1.2. Circuit anode

Le but du circuit d'anode est d'adapter l'impédance de sortie du tube à celle du câble de l'antenne. En plus, il doit offrir un minimum de sélectivité pour que les harmoniques générées par le tube soient suffisamment atténuées. Dans la gamme OC, des boucles de transformation en composants discrets sont toujours utilisées ; c'est possible à 145 MHz, mais les Q faibles de ces circuits font que le rendement est inférieur à 60-70 %. Ces éléments chauffent, particulièrement aux puissances élevées. Dans le passé, on a souvent construit des amplificateurs à **lignes de Lecher**, ou avec des systèmes similaires qui sont souvent mal blindés et rayonnent une énergie considérable et pas toujours sur la fondamentale.

Des rendements importants, de l'ordre de 90 % peuvent être obtenus à l'aide de circuits coaxiaux. Dans ce cas, tous les champs électriques ou magnétiques sont enfermés à l'intérieur d'une cage métallique, de façon telle qu'aucun rayonnement ne puisse en sortir. Seul un étage $\lambda/4$ peut être utilisé sur deux mètres, car un résonateur $\lambda/2$ serait bien trop important.

Ceci fait ressurgir le vieux problème de la mise à la masse du conducteur intérieur en minimisant les pertes, et de la possibilité d'amener la tension plaque au tube.

La **Figure 2a** montre le circuit conventionnel ; dans ce cas, le condensateur d'isolement C 1 est raccordé au point froid du connecteur intérieur. Un courant plaque de 0.3 A, et un Q de résonateur de 50, font surgir un courant HF d'environ 15 A à cet endroit, ce qui fait qu'avec une résistance de perte égale à 1 Ω , 225 W d'énergie HF seront convertis en chaleur. Il est bien plus judicieux de placer la capacité de découplage au voisinage du tube, comme sur la **Figure 2b**. Dans ce cas, seul le courant anodique

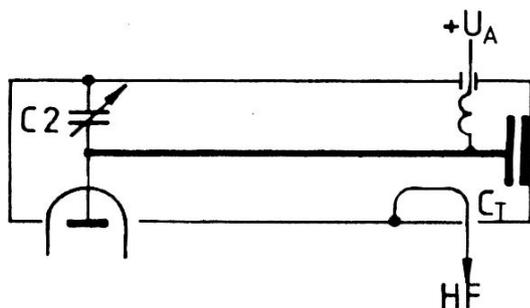


Fig. 2a :
Découplage conventionnel du conducteur intérieur

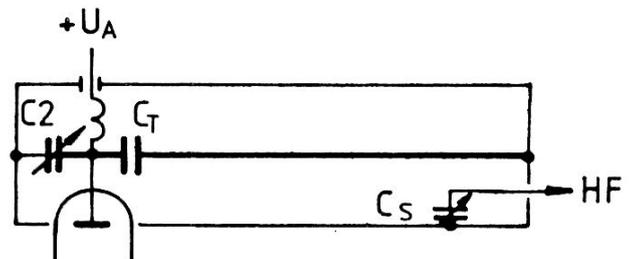


Fig. 2b :
Conducteur intérieur mis à la masse galvaniquement

traverse via C_j et le courant réactif du condensateur d'accord C_2 . La valeur de C_j peut être très inférieure à celle utilisée dans le cas de la Figure 2a. L'inconvénient est que la self d'anode est au voisinage de la tension HF maximum et son inductance sera plus élevée que dans la première version.

Il y a plusieurs manières de réaliser le couplage avec le circuit coaxial : le couplage inductif utilisant une boucle de couplage est le plus employé en raison de sa simplicité de construction. C'est réalisable simplement par une boucle en série avec un condensateur variable (C_S Fig. 2b). Le but de ce condensateur est de former un circuit résonnant série avec la self de la boucle de couplage, ce qui compense la partie réactive d'impédance de sortie. En plus, il est possible d'utiliser la boucle pour faire varier le rapport de transformation ($R_{\text{plaque}}/R_{\text{antenne}}$) du circuit d'anode, à l'intérieur de certaines limites ; les composantes réactives résiduelles peuvent être facilement compensées à l'aide de C_2 . Cette possibilité peut être importante en pratique, car elle permet de régler le même amplificateur de puissance avec un rendement optimal, c'est-à-dire la plus grande puissance de sortie, pour ces modes de fonctionnement divers. Par exemple, en classe AB_1 sans courant grille en mode BLU avec la linéarité maximum, la classe AB_2 pour CW et FM peut être obtenue. Tous ces modes de fonctionnement impliquent des impédances de sortie différentes pour le tube.

Le schéma complet de la partie VHF de l'amplificateur de puissance est donné en **Figure 3**. On remarque que l'entrée est suivie d'un pont de mesure de ROS (unité disponible sur le marché) monté dans le prototype de l'auteur. En plus, il est possible de contrôler le ROS de l'antenne. La puissance d'excitation est transmise via le relais coaxial A au circuit grille. L'inductance L_1 (voir Figure 1) n'est pas un composant discret mais est formée par la connexion grille, les résistances R_1 et les fils de connexion de la capacité de couplage C_{10} . La tension de polarisation grille est transmise via la self L_5 ; la grille-écran est découplée par les condensateurs C_4 et C_5 en plus de la capacité du support auto-découplant du tube électronique. Toutes les tensions d'alimentation sont amenées par des condensateurs de traversée, de façon qu'aucune énergie VHF ne soit transférée à l'alimentation de puissance.

La puissance de sortie prélevée par L_3 est transmise par le relais B et un coupleur directionnel, à la sortie coaxiale de l'ampli de puissance. Ce coupleur directionnel est une version simplifiée de celui utilisé dans le système de mesure de OE 5 THL (1).

Il sert à régler l'ampli de puissance pour le maximum de puissance dans la ligne de l'antenne.

1.3. Alimentation

Les tensions nécessaires, pour alimenter le tube, sont :

Tension plaque U_{p1} :	environ 2000 V max. sous 400 mA
Tension écran U_{G2} :	+ 360 V, sous 25 mA max.
Tension de polarisation U_{G1} :	- 55 V, pour blocage - 130 V
Tension de chauffage U_H :	6.0 V ~ sous 2.5 A

Comme le gain d'une tétrode dépend de la tension écran, il est nécessaire de la stabiliser en mode linéaire. Si l'ampli doit être également utilisé en Classe AB_2 , il sera nécessaire de le faire passer dans la zone du courant grille. Dans ce cas, il faudra faire attention à la faible impédance de la source U_{G1} de façon que le courant grille généré par l'excitation n'entraîne pas le point de fonctionnement du tube en Classe C. Comme on peut le voir en **Figure 4**, ces tensions sont stabilisées par des diodes Zener. Les

stabilisateurs au néon appartiennent maintenant au passé ! Il est même dangereux de les utiliser dans une source de tension comme les grilles-écrans. D'abord, s'ils sont défectueux, ils amènent des court-circuits internes dûs à une tension G_2 excessive et ensuite, des tubes au néon avec des capacités en parallèle tendent à relaxer et causent une modulation indésirable de l'amplificateur de puissance. De nombreux amateurs ont cherché, vainement, pourquoi leur signal tenait plusieurs centaines de kHz de large, même avec l'excitation à très bas niveau ! De plus, l'emploi de diodes Zener est moins coûteux que les tubes au néon.

Deux transformateurs de puissance sont utilisés. Le transformateur TR 1 donne les tensions nécessaires au chauffage, à la grille de commande et aux relais. Le courant plaque de repos est réglé par le commutateur S 2. En mode **attente** la tension négative de -130 V est transmise à la grille par un contact du relais C. On a constaté que le bruit de diode du tube PA était audible dans le récepteur, en dépit de ce blocage et ainsi, la grille-écran est mise à la masse par un contact supplémentaire. Un troisième contact commute le ventilateur axial sur la pleine tension pendant l'émission, tandis que la vitesse et ainsi le niveau de bruit sont réduits en réception par la résistance chutrice R_D . Le ventilateur radial travaille à pleine puissance tout le temps. L'appareil de mesure M 2 peut être commuté par S 3, pour mesurer les courants grille et écran. En fonction de l'appareil de mesure utilisé, il peut être nécessaire de changer la valeur des résistances.

Comme on peut le voir sur les spécifications de la 4 CX 250, les tensions plaque et grille ne doivent pas être connectées avant que le tube ait chauffé au moins 30 secondes. Pour cette raison, un commutateur à trois positions a été installé pour le commutateur principal Marche/Arrêt, S 5. Le transfo Tr 2 n'est pas raccordé au réseau avant que la position 3 soit atteinte et connecte les tensions d'alimentation sur les relais. Si l'amplificateur de puissance est raccordé à un réseau dont les fusibles ne supportent pas les transitoires, il sera nécessaire de monter le suppresseur de transitoires comprenant R_S/S 6, ce qui est recommandé pour charger lentement les condensateurs électrolytiques.

Sur le prototype de l'auteur, un pont redresseur a été utilisé pour l'alimentation haute tension. Il a l'avantage d'une faible charge sur la tension plaque et de réduire le niveau de ronflement par 3. Si un transformateur avec une tension de sortie d'environ 1 600 V n'est pas disponible, il sera nécessaire d'utiliser un doublage ou un triplage de tension.

L'appareil de mesure M 3 peut être commuté au moyen de S 4 pour la mesure de la tension plaque ou du courant anodique. La diode Zener D 22 vérifie que la pleine tension anode ne peut être transmise sur le commutateur, provoquant ainsi des courants de fuite, ce qui serait audible sur le récepteur, comme de brèves décharges de tension.

1.4. Composants spéciaux

V:	Tétrade coaxiale 4 CX 250 B ou R Support : Eimac SK-600 ou Philips B 8 700 70 avec cheminée
C 1, C_S :	Condensateur variable à air, capacité max. 50 pF
C 2, C_I :	Voir texte
C 3:	Condensateur de traversée 1 nF/3 kV
C 4:	Condensateur céramique disque 10 nF/500 V
C 5:	Condensateur plastique 0.47 μ F/400 V
C 6:	Condensateur céramique disque 47 nF/30 V
C 7, C 8, C 9:	Condensateur de traversée à visser, 4.7 nF/500 V

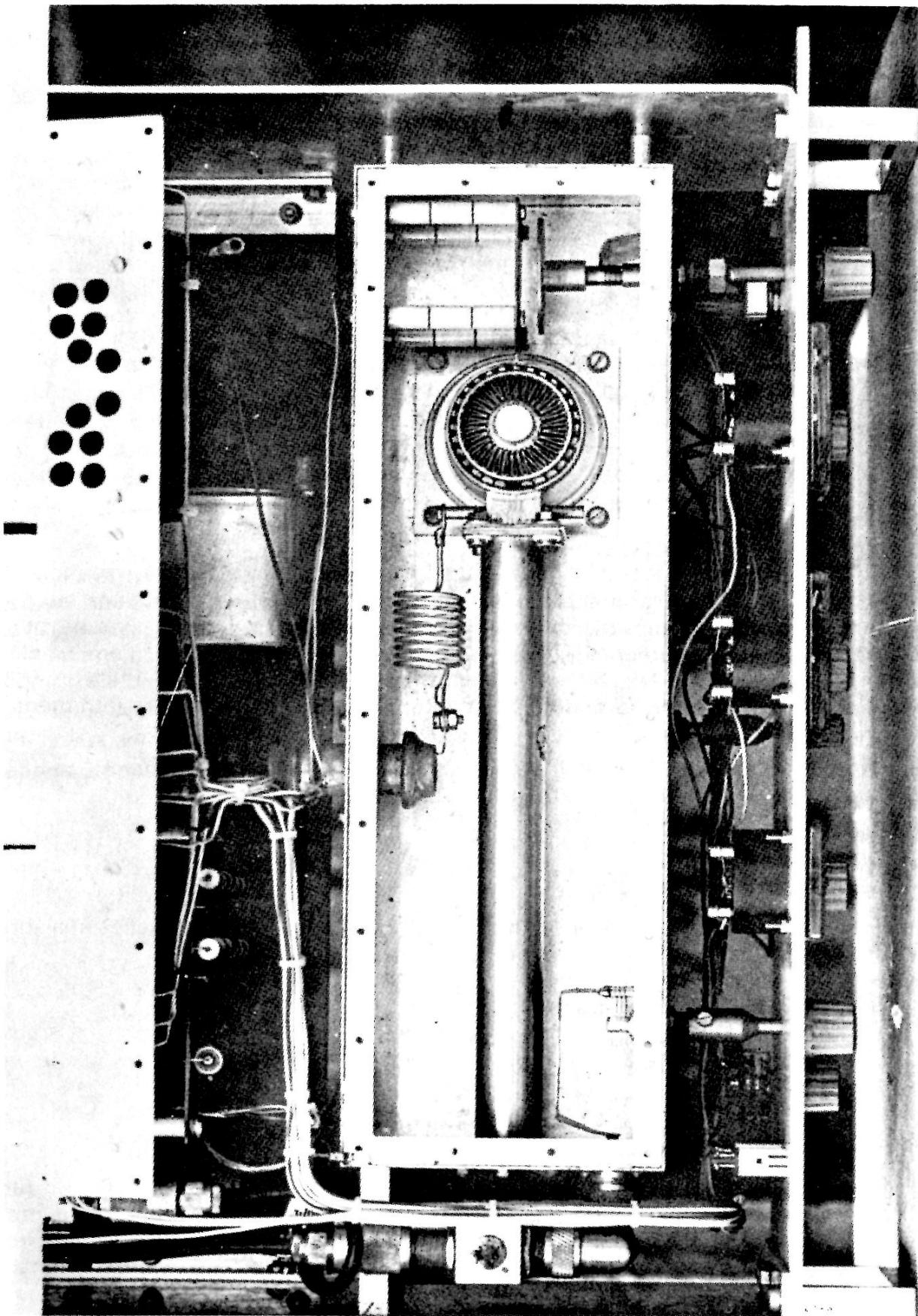


Fig. 5 : Photographie côté anode de l'amplificateur

C 10 :	Condensateur céramique disque 2.2 μ F/500 V
C 11 :	Condensateur céramique disque ou tubulaire 27 pF
R 1 :	4 résistances au carbone 10 Ω 1 W en parallèle
R _S :	Résistance bobinée 47 Ω , 50 W
R _D , C _D :	En fonction du ventilateur utilisé
R _M , M 1 :	En fonction du ROS-mètre utilisé
M 2, M 3 :	Milliampèremètre 1 mA/300 Ω
L 2, L 3 :	Voir texte
L 4 :	9 spires en fil de cuivre argenté 15/10 ; \varnothing int. 25 mm, long. 35 mm
L 5 :	15 spires en fil de cuivre émaillé 15/10 ; \varnothing int. 15 mm, long. 40 mm
Relais A :	Relais coaxial MD 951, 12 V
Relais B :	Relais DOW-KEY DK 60-G 2 C, 12 V
Relais C :	Relais Siemens à 4 contacts inverseurs, 12 V
Ventilateur axial : Airflow 26 BTM par exemple	
Ventilateur radial : Papst n° 3050, C _V = 1 μ F/300 V ~ par exemple	

2. CONSTRUCTION MÉCANIQUE

Le description suivante de la construction mécanique ne va pas jusque dans les tous petits détails, mais est suffisante pour permettre la construction d'un modèle ayant fait ses preuves. L'amplificateur de puissance peut être réalisé facilement, d'une manière différente, en se basant sur les diverses idées et les dessins de l'utilisateur. Il est important de conserver les dimensions données avec une tolérance de 10 %, autrement la réalisation deviendra critique.

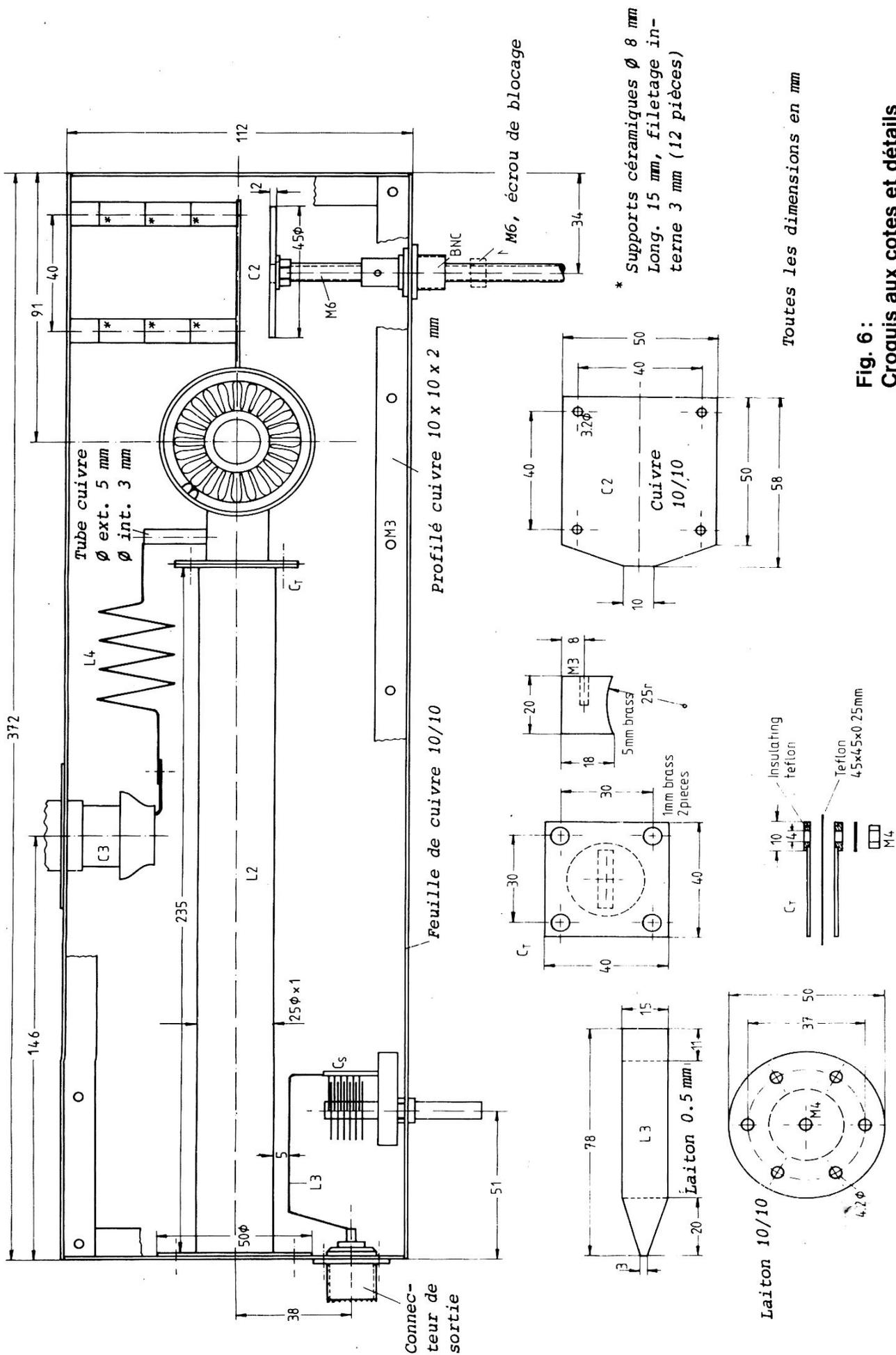
La **Figure 5** montre une photo de l'étage amplificateur de puissance, vu du côté anodes. Le boîtier blindé a les dimensions extérieures suivantes :

Longueur : 372 mm
 Largeur : 112 mm
 Hauteur : 120 mm

Il est soudé à partir des plaques de laiton de 1 mm. Les parties individuelles suivantes sont nécessaires :

2 pièces	372 x 120 mm	panneaux avant et arrière
2 pièces	120 x 110 mm	panneaux de côté
1 pièce	370 x 110 mm	châssis
1 pièce	110 x 45 mm	panneau intermédiaire
1 pièce	370 x 110 mm	couvercle supérieur
1 pièce	135 x 110 mm	panneau inférieur
1 pièce	234 x 110 mm	panneau inférieur

La **Figure 6** montre un dessin de l'amplificateur de puissance en plus détaillé. Un tube de laiton de 25 mm extérieur et de 1 mm d'épaisseur, est utilisé comme conducteur intérieur du circuit anode. Le disque de masse (\varnothing 50 mm) est soudé au point froid du conducteur intérieur et une plaque de la capacité d'isolation C₁ au point chaud. Du PTFE (Téflon) de 0,25 mm d'épaisseur peut être utilisé comme diélectrique ; les quatre vis de fixation de cette capacité sont isolées par des rondelles en PTFE qui sont issues d'accessoires pour transistors de puissance par exemple.



* Supports céramiques \varnothing 8 mm
Long. 15 mm, filetage interne 3 mm (12 pièces)

Toutes les dimensions en mm

Fig. 6 :
Croquis aux cotes et détails
des pièces pour la construction
de l'amplificateur 400 W

Un composant de surplus à contacts par ressorts a été utilisé dans le prototype de l'auteur, comme connexion d'anode. Sans aucun doute, cette pièce ne se trouvera pas facilement. On peut la remplacer par une rondelle avec un écrou de réglage de la tension, telle que l'on en emploie pour le serrage des tubes. On doit prêter attention à ce que le tube ne soit pas en contrainte mécanique. La plaque fixe du condensateur C 2 est également tirée d'une plaque de laiton de 1 mm et elle est montée sur un certain nombre de supports en céramique. La plaque mobile utilise un disque de laiton de 2 mm et de 45 mm de diamètre, percé en son centre d'un trou pour fixation sur un axe fileté de 6 mm. Il est recommandé d'utiliser un arrêt pour éviter que les deux plaques ne se touchent et mettent la haute tension en court-circuit. Un connecteur BNC modifié pour montage dans un trou unique a été utilisé comme passage d'axe. L'intérieur a été enlevé et un tube laiton de 8 mm de diamètre extérieur et 5 mm de diamètre intérieur, soudé en place. Un filet de 6 mm au pas de 0,5 mm est utilisé pour faire tourner l'axe. Ce filet est très fin et il faut plusieurs tours de bouton pour obtenir l'accord du CV. Un filetage normal est plus rapide d'action (mais moins fin).

Des vis en laiton doivent être utilisées pour toutes les connexions mécaniques, car dès écrous en acier chaufferaient considérablement en raison du champ magnétique élevé présent dans le résonateur. La **Figure 7** montre une photo de près des parties les plus importantes de la connexion anode-tube et la **Figure 8** donne une vue de côté (sous forme de croquis) de l'étage amplificateur.

Du profilé laiton est utilisé pour monter le couvercle (10 mm de large et 2 mm d'épaisseur). L'espacement entre les trous de fixation ne doit pas être trop important (environ 40 mm) de façon à s'assurer d'un bon blindage VHF. Il y a suffisamment de place, sous le châssis, pour monter le pont de ROS et le relais coaxial d'entrée.

La **Figure 9** détaille le circuit grille de ce tube. Les quatre connexions de cathode sont soudées directement au support du tube. Les quatre résistances connectées en parallèle pour R 1 sont montées sur un support métallique.

3. RÉGLAGE

Tout d'abord, un conseil très important : il est très dangereux de rentrer en contact avec la tension plaque. Il y a **danger de mort** à le faire, ne serait-ce qu'une fois. Avant de toucher n'importe quelle partie du circuit, il faut se rappeler de :

- 1) Débrancher la prise de courant
- 2) Décharger le circuit à haute tension
- 3) Court-circuiter la ligne à haute tension

L'entrée de l'amplificateur est maintenant connectée à un exciter. Il est judicieux de pouvoir faire varier la puissance de sortie de l'exciter. Un Wattmètre VHF à charge fictive doit être raccordé à la sortie. S'il n'est pas disponible, l'amplificateur sera connecté à l'antenne.

Chauffer le tube pendant environ 1 mn, après quoi le transformateur d'alimentation plaque peut être alimenté (Tr 2).

L'appareil de mesure du courant plaque ne doit indiquer aucune circulation de courant.

Commuter le contact (PTT, Figure 4) à la masse et le courant de repos du tube sera réglé à l'aide de S 2 pour lire de 80 à 100 mA.

L'exciter est maintenant en service et sa puissance augmentée jusqu'à ce que le courant plaque commence à monter. Les condensateurs C 2 et C_S seront réglés pour l'obtention

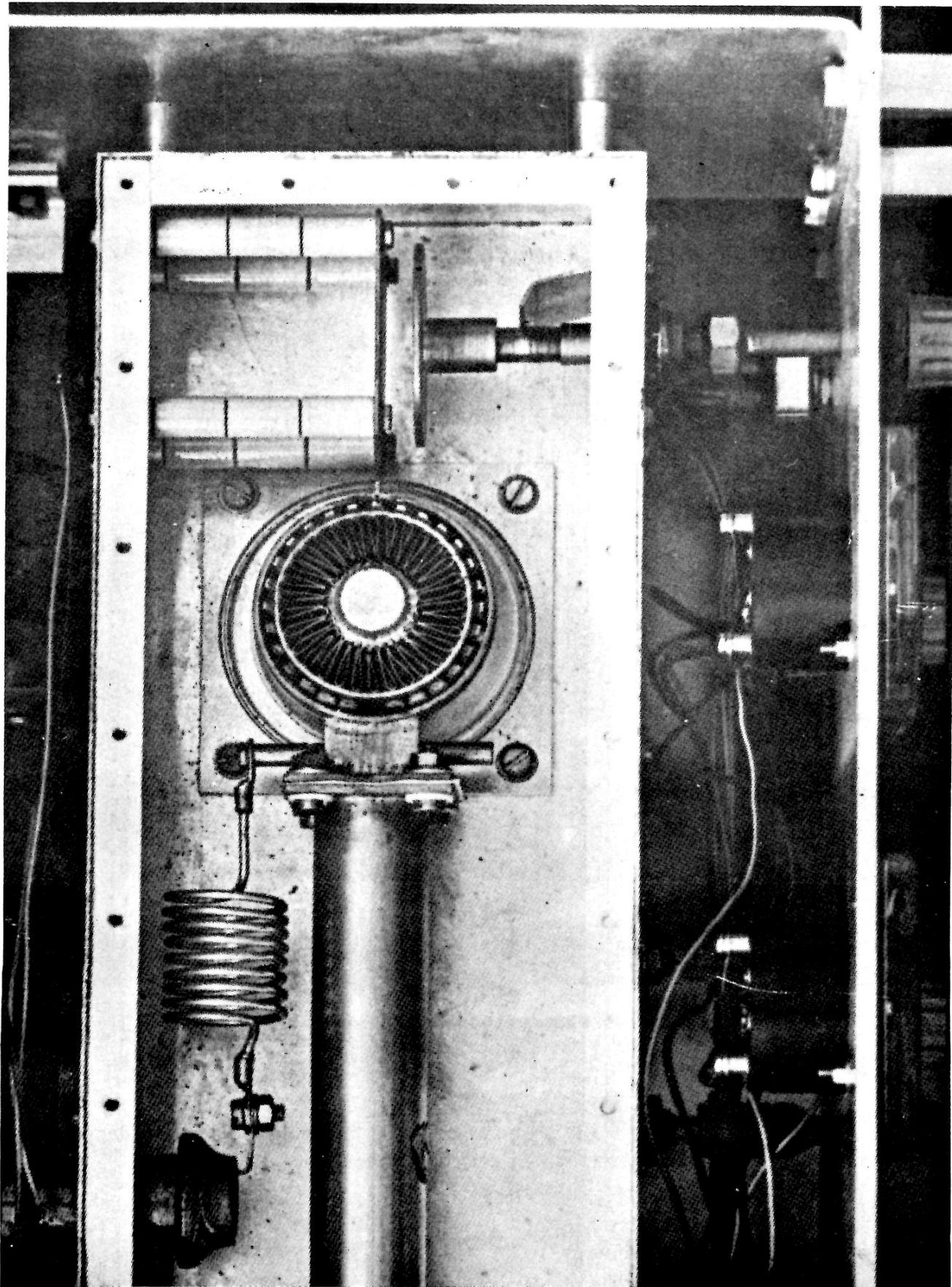


Fig. 7 : Vue rapprochée du circuit anode et sortie

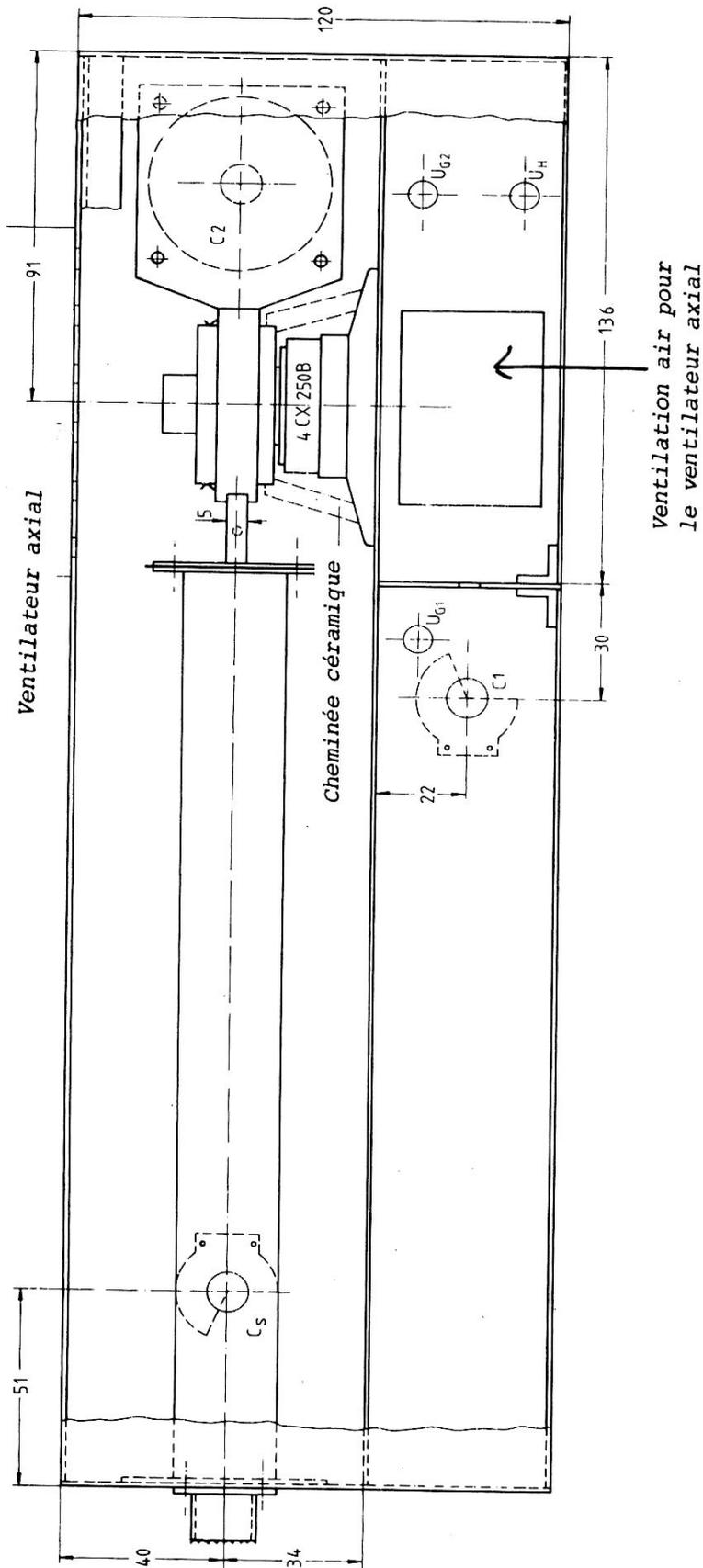


Fig. 8 : Croquis en coupe de l'amplificateur

du maximum de puissance de sortie. Si cela est possible, augmenter l'excitation jusqu'à obtenir un courant plaque de 300 mA environ. Après connexion de C 2 et C_S, une puissance de sortie de 350 à 400 W sera obtenue.

Finalement, le creux de courant plaque sera vérifié : à l'aide de C 2, mettre l'amplificateur hors de la résonance temporairement et mesurer le courant anodique. Il doit être environ 10 % plus élevé qu'à la résonance. S'il est considérablement plus haut, cela signifie que le couplage de la sortie est trop lâche. Dans ce cas, la self L 3 doit être rapprochée du conducteur interne, ou une nouvelle boucle de couplage, plus importante, montée en lieu et place de la précédente. Si le dip----- est trop petit, il sera nécessaire de faire l'inverse. Avec le couplage optimal, le dip----- du courant plaque et le point maximum de puissance de sortie devront être obtenus pour la même position de C 2.

Le circuit grille est ensuite réglé. Le pont de ROS à l'entrée est commuté sur **réfléchi** et C 1 réglé pour le ROS minimum. Si l'appareil indique un ROS supérieur à 1.2 : 1, les fils de connexion de C 10 (Fig. 3) devront être raccourcis. Lorsque le réglage est correct, le point de ROS minimum et le courant plaque maximum seront obtenus pour la même position de C 1. Il n'est pas nécessaire d'accorder le circuit grille en changeant la fréquence à l'intérieur de la bande 2 mètres. Si le circuit plaque est réglé au maximum à 145 MHz, on doit pouvoir obtenir au moins 80 % de la puissance à 144 ou 146 MHz.

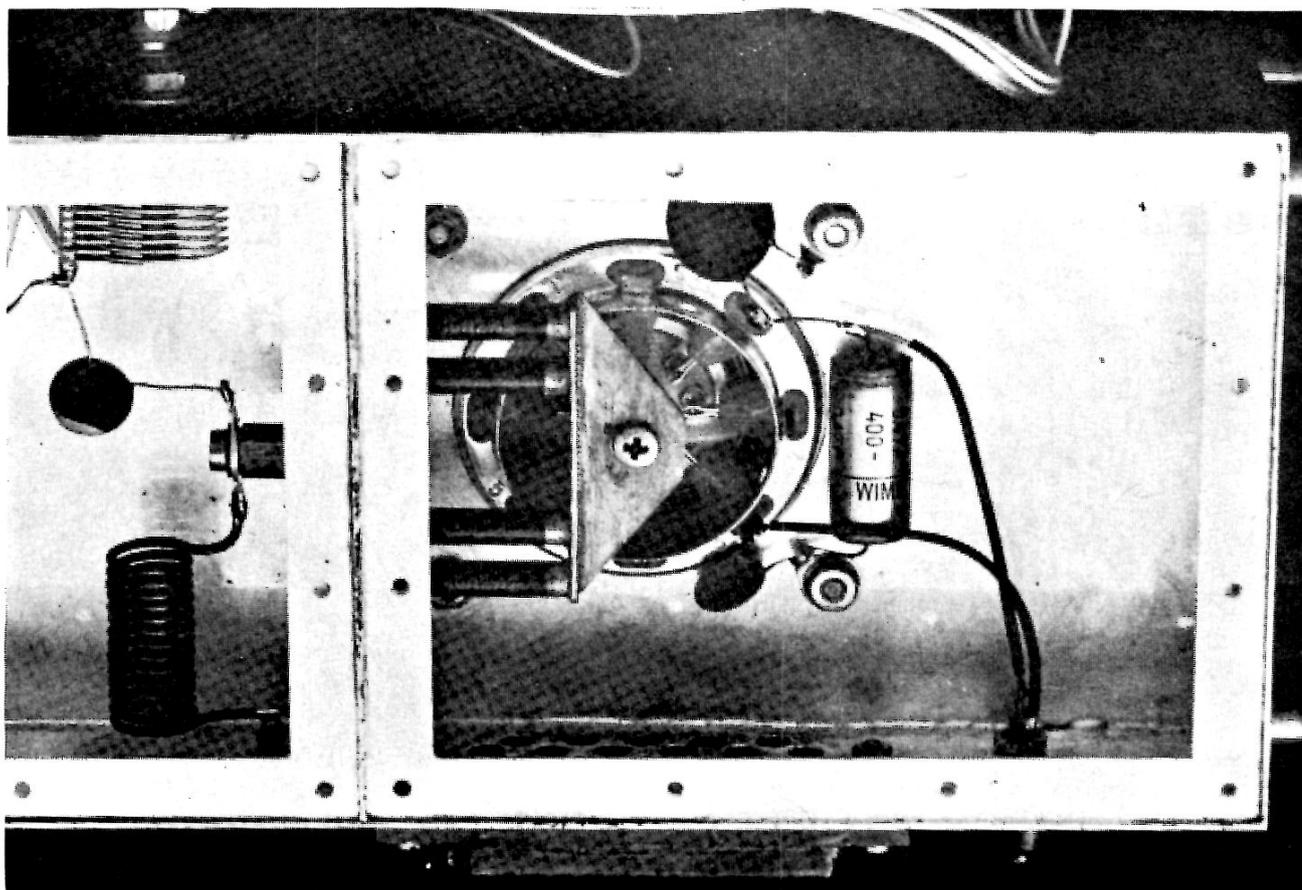


Fig. 9 : Photographie du circuit grille

4. VALEURS MESURÉES ET ESSAIS SUR L'AIR

Les valeurs suivantes ont été mesurées sur le prototype de l'auteur :

	Sans excitation	Classe AB 1	Classe AB 2
Tension plaque	2 200 V	2 000 V	1 900 V
Courant plaque	100 mA	300 mA	420 mA
Excitation	0	4 W	8 W
Courant écran	0	5 mA	20 mA
Courant grille	0	0	5 mA
Puissance de sortie	0	395 W	520 W
Rendement global	0	66 %	65 %
ROS à l'entrée	—	< 1.2	< 1.2

Les valeurs données ont été mesurées en excitation simple tonalité. La puissance de sortie a été mesurée par un wattmètre à charge fictive type 334 A.

Malheureusement, aucun rapport d'intermodulation n'a pu être mesuré car l'auteur n'a pas accès à de tels systèmes de mesure. Les stations locales ont toujours déclaré le signal propre et étroit. Par exemple, il est possible de trafiquer en duplex à 60 kHz et plus, même avec la pleine sortie en classe AB 1. Le découplage entre les deux antennes est d'environ 60 dB (une antenne horizontale et l'autre verticale, espacées d'environ 10 mètres).

L'amplificateur décrit a été utilisé par l'auteur depuis 1975 et est toujours équipé du tube original. Il est très robuste et fiable, même pendant le trafic en mode FM. La neutralisation de cet ampli est si bonne qu'il n'oscille pas, même avec entrée et sortie déconnectées.

5. RÉFÉRENCES

VHF COMMUNICATIONS 2/1978, Pages 100-112.

UN AMPLI LINÉAIRE TRANSISTORISÉ POUR LA BANDE 23 cm

par U. Beckmann, DF 8 QK et J. Dahms, DC 0 DA

L'activité radioamateur, dans les fréquences 1250-1300 MHz, est en pleine expansion. Cela ne comprend pas seulement les communications BLU sur 1296 MHz (23 cm), mais aussi la télévision amateur sur 1251 MHz (24 cm).

Des semi-conducteurs modernes et performants ainsi que des descriptions de montages pour des préamplis (1), récepteur (2) et mélangeurs d'émission (3) (4), ont également joué un rôle important dans cette expansion. L'inconvénient était que les transverters décrits ne donnaient pas des niveaux de puissance de sortie suffisants, ce qui obligeait à y associer un amplificateur de puissance à lampes. Naturellement, ceci est un gros inconvénient pour le trafic en portable.

Un amplificateur linéaire transistorisé est décrit ci-après, donnant des puissances de sortie de l'ordre de plusieurs watts, dans cette plage de fréquence. Les modules amplis linéaires sont conçus pour un fonctionnement linéaire et sont, de ce fait, compatibles BLU et Télévision Amateur.

1. SÉLECTION DU TRANSISTOR

Seul un petit nombre de transistors pouvait convenir pour cette application. La plupart des transistors qui fonctionnent avec une efficacité raisonnable vers 1300 MHz nécessitent des tensions de fonctionnement de 24 V et plus, et sont principalement conçus pour utilisation dans un circuit Base à la Masse. Compte tenu de leur prix, les types suivant ont finalement été choisis et essayés dans des circuits expérimentaux : BFR 63, 64, 65, 94 ; BFQ 34 ; BFT 98 ; BLX 98.

Le meilleur transistor à utiliser avec une tension de fonctionnement de 12 V s'est avéré être le BFQ 34 (Philips). Un ampli à un seul étage et un autre avec deux transistors de ce type en parallèle sont décrits ci-après.

La puissance de sortie la plus élevée a été obtenue en utilisant un transistor BLX 98 mais qui, malheureusement, nécessite une tension de 25 V et ne donne que 3 dB de gain de puissance.

2. LA MEILLEURE MISE EN PLACE DES ÉTAGES

Bien construit et aligné, le convertisseur d'émission DF 8 QK 001 (4) donnera une puissance de sortie d'environ 220 mW lorsque l'étage de sortie est équipé du transistor BFR 64.

D'un autre côté, si un BFR 94 est utilisé dans l'étage de sortie, la puissance de sortie peut être augmentée (selon l'expérience de l'auteur) jusqu'à 400 mW environ. Puisque les dimensions des boîtiers sont virtuellement les mêmes, il est également possible d'utiliser un transistor du type BFQ 34 pour le dernier étage sur ce circuit. Ceci permet une augmentation de gain de puissance de près de 3 dB et donnera une puissance de sortie de 600 mW.

Ceci est suffisant pour attaquer complètement l'amplificateur linéaire parallèle équipé de deux BFQ 34 et lui faire donner 3 W de puissance de sortie, comme détaillé plus loin. L'étage simple équipé du BFQ 34 serait sur-saturé avec une puissance d'attaque de 600 mW et serait vraisemblablement détruit. Cet étage simple est conçu pour des cas où 200 à 300 mW devront être portés à des niveaux plus élevés.

Toutes les valeurs précédemment indiquées sont valables pour une opération BLU et une tension de fonctionnement de 12 V. Le constructeur donne une tension de fonctionnement maximale possible de 15 V pour le transistor BFQ 34. Pour des applications amateur, la tension de fonctionnement ne devrait pas dépasser 13,5 V car autrement le transistor pourrait être détruit lorsque l'adaptation n'est pas optimum.

Les auteurs recommandent de suivre l'ordre précédemment indiqué comme la meilleure combinaison donnant un minimum de construction et une très grande efficacité. La puissance de sortie disponible de 3 W en mode BLU devrait être suffisante pour la plupart des applications portables. Pour une opération en fixe, cette configuration peut être suivie d'un amplificateur à cavité, équipé du tube 2 C 39 qui peut être amené à une puissance de 35 W. La **Figure 1** donne le schéma synoptique d'une telle configuration.

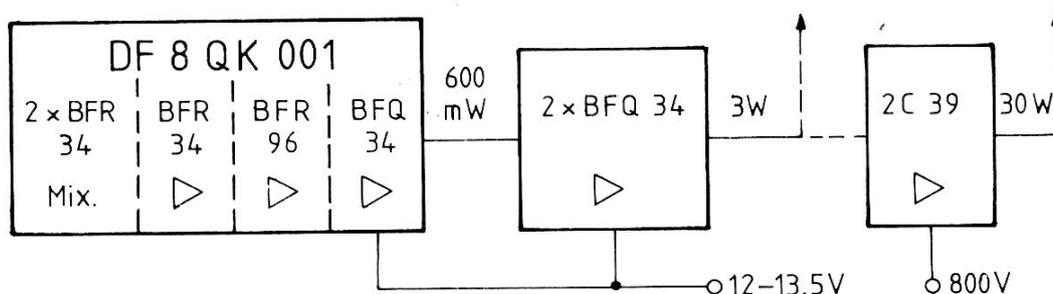


Fig. 1 : Configuration recommandée pour la réalisation d'un convertisseur d'émission et d'un amplificateur linéaire

Un essai a été fait pour amplifier encore la puissance de sortie d'un amplificateur linéaire parallèle équipé de deux BFQ 34, en utilisant un transistor BLX 98. Ce transistor était alimenté sous 25 V avec un courant de repos de 850 mA. Le gain s'élevait à environ 3 dB avec une puissance de sortie de 7 W approximativement. Tous les étages fonctionnaient d'une manière très stable.

Parmi les nombreuses réalisations, deux ont été choisies pour l'intérêt que représente leur construction. Afin d'avoir un coût aussi bas que possible, on a utilisé de l'époxy double face normal 15/10. C'est au constructeur de choisir quel type de transistor lui convient le mieux, tant en attaque qu'en tension de fonctionnement, d'après le diagramme de puissance.

3. AMPLIFICATEUR LINÉAIRE A UN SEUL ÉTAGE

Le schéma électrique de l'amplificateur, donné en **Figure 2**, est, en principe, très simple. On peut utiliser soit le BFR 94, soit le BFQ 34 ; toutefois, la tension d'alimentation la plus élevée n'est valable que pour le BFR 94. C'est du soin apporté à la construction de l'amplificateur (décrite ci-après) que dépend la qualité de ses performances.

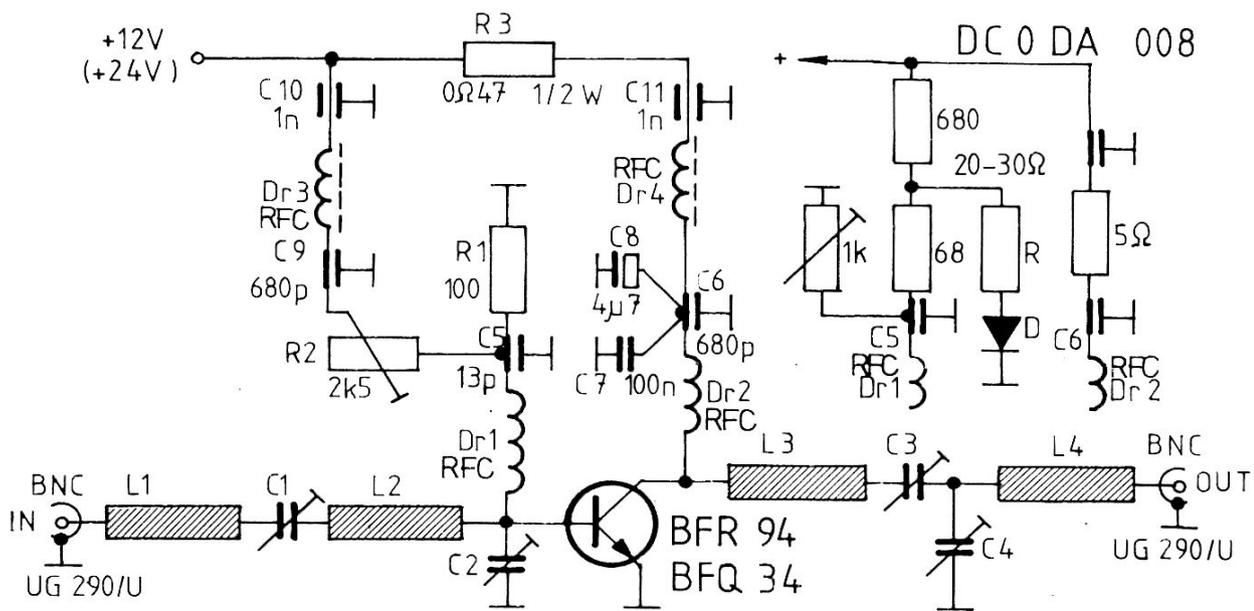


Fig. 2 : Schéma électrique de l'amplificateur linéaire à un seul étage BFR 94 ou BFQ 34 avec deux circuits Base-Tension différents. La tension la plus élevée ne peut être utilisée qu'avec le BFR 94

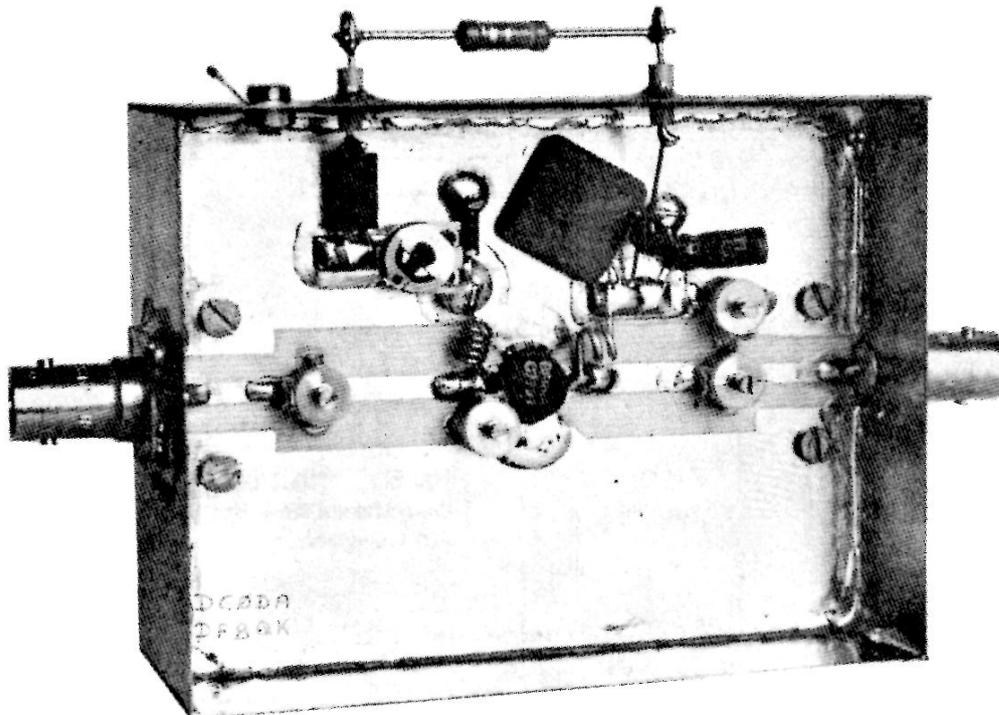


Fig. 3 : Prototype de l'amplificateur à un étage, avec panneaux de blindages autour et montrant la connexion idéale des socles BNC

La **Figure 3** montre le prototype de l'amplificateur de l'auteur et la **Figure 4**, le circuit imprimé double face de 94 x 74 mm. La surface de masse demeure virtuellement intacte en-dessous, alors que les lignes accordées (striplines) sont gravées au-dessus, côté composants du circuit imprimé et assurent avec les ajustables plastiques, les adaptations entrées et sorties.

L'ampli linéaire est pratiquement identique au dernier étage amplificateur linéaire du circuit imprimé DF 8 QK 001 ; cela signifie que les indications concernant celui-là sont valables pour celui-ci (4).

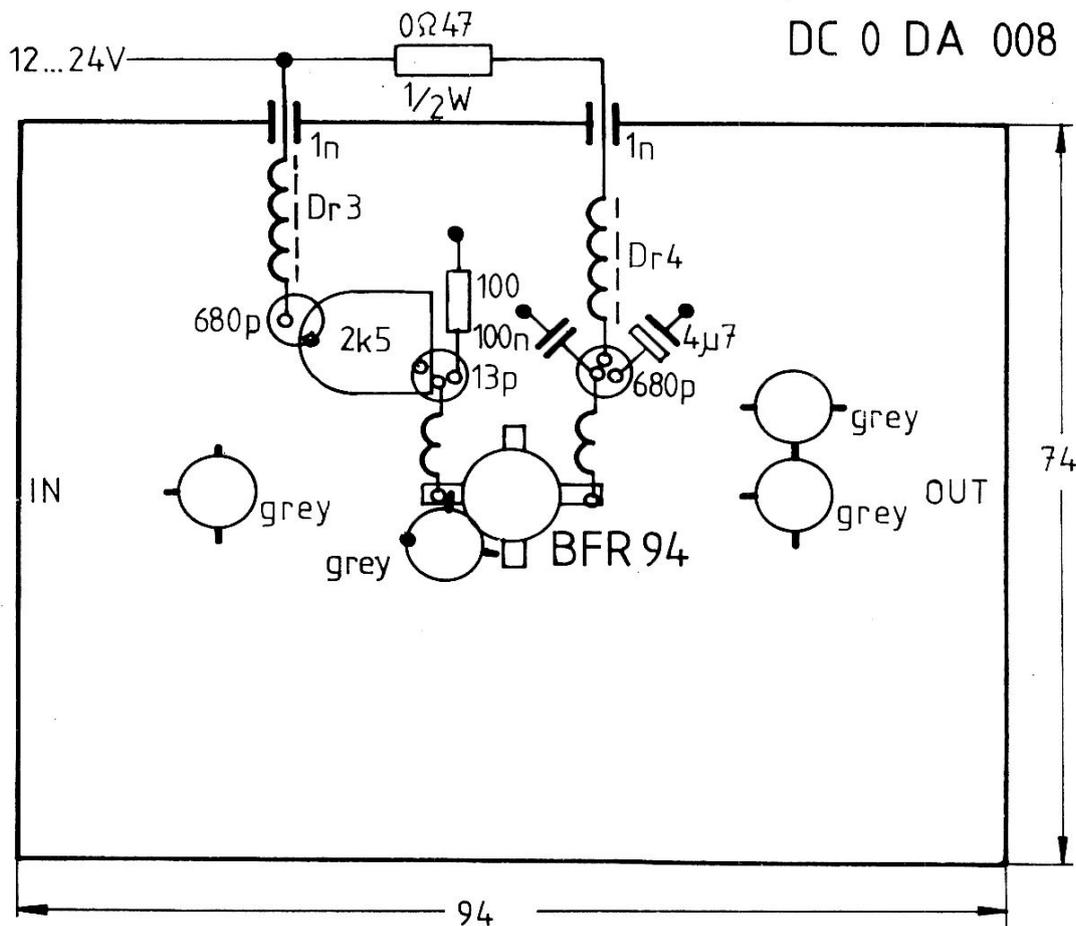
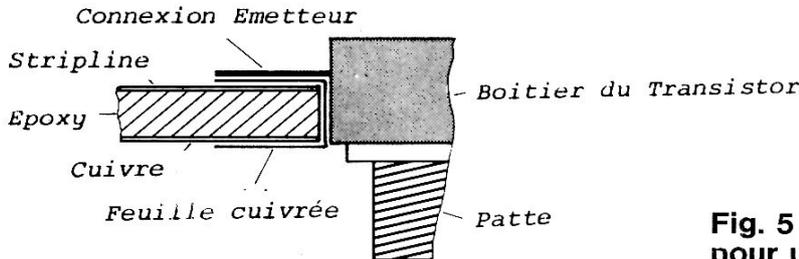


Fig. 4 :
Le transistor
BFR 94 peut
aussi être
utilisé sur
le circuit
imprimé



**Fig. 5 : Détail des connexion émetteur
pour un étroit contact**

Un soin tout particulier doit être apporté à la mise en place du transistor sur le circuit imprimé. Pour réaliser le contact de traversée pour la connexion émetteur, il faut limer légèrement le bord du logement du transistor (côté émetteur) pour pouvoir y introduire un morceau de feuillard de cuivre de 5 mm de large qui fera contact d'un côté à l'autre du circuit imprimé. Cette lamelle permet à l'émetteur d'avoir une grande surface de contact avec le circuit et des ailettes bien à plat (voir **Figure 5** la vue en coupe, avant soudure).

Le circuit imprimé doit être scié ou coupé à l'entrée et à la sortie (environ 8 mm 2 mm) pour l'insertion des collerettes des socles BNC. L'isolant qui dépasse autour du plot central de ces connecteurs est enlevé au canif afin que le plot puisse reposer de niveau avec le circuit, sur toute sa longueur, lorsqu'il sera mis en place ultérieurement. Les deux connexions de masse des condensateurs ajustables C 1 et C 3 sont repliées en dehors à angles droits et raccourcies à 2 mm environ afin qu'elles s'ajustent exactement à la ligne accordée.

Après montage des composants, le circuit imprimé est pourvu de blindages en tôle étamée autour des bords. La hauteur du blindage devra être de 25 mm au moins. Le dessus et le dessous du circuit imprimé devront être soudés au blindage, tout autour. Enfin, un radiateur sera découpé pour s'encaster dans le blindage et maintenu en place par l'écrou de serrage du transistor. Il est possible, en soudant le circuit imprimé en place, de calculer la hauteur afin que le radiateur soit complètement encastré dans le boîtier.

3.1. Composants pour l'amplificateur à un étage

- Transistor : BFR 94 ou BFQ 34 (Philips)
 C1 - C4 : Ajustable plastique 6 pF (gris) de 7,5 mm de diamètre (Philips)
 C5 : Disque céramique sans fil de connexion, 13 pF
 C6, C9 : Disque céramique sans fil de connexion, 680 pF
 C7 : Condensateur céramique, 100 nF
 C8 : Condensateur Tantale Goutte, 4,7 μ F
 C10, C11 : Condensateur de traversée céramique d'environ 1 pF à souder
 R1 : Résistance au carbone 100 Ω
 R2 : Potentiomètre ajustable 2,5 k Ω (au pas de 10/5)
 R3 : Résistance au carbone 0,47 Ω
 RFC1 : 3 spires en fil de cuivre émaillé 5/10, en l'air ; diamètre int. 3 mm
 RFC2 : 2 spires en fil de cuivre argenté 10/10, en l'air ; diamètre int. 3 mm
 RFC3 : Perle ferrite 6 trous (Philips)
 RFC4 : 1 spire en fil de cuivre émaillé au travers d'une perle ferrite

3.2. Réglage du courant de repos et valeurs mesurées

Si l'amplificateur linéaire décrit est équipé d'un transistor BFR 94, un courant de repos de 60 à 100 mA doit être obtenu par le réglage du potentiomètre ajustable. Ceci est indépendant de la tension de fonctionnement choisie, de 12 à 24 V. D'un autre côté, la tension d'alimentation ne devrait pas excéder 13,5 V dans le cas du BFQ 34 ; le courant de repos devra être réglé à 80 mA.

Les valeurs qui peuvent être obtenues après le bon réglage sont données dans les diagrammes ci-après. Elles ont été mesurées par rapport à un BFR 94. La **Figure 6** montre la puissance de sortie qui peut être atteinte avec un BFR 94 en fonction de la tension d'alimentation et pour une puissance d'attaque de 200 mW ou 400 mW.

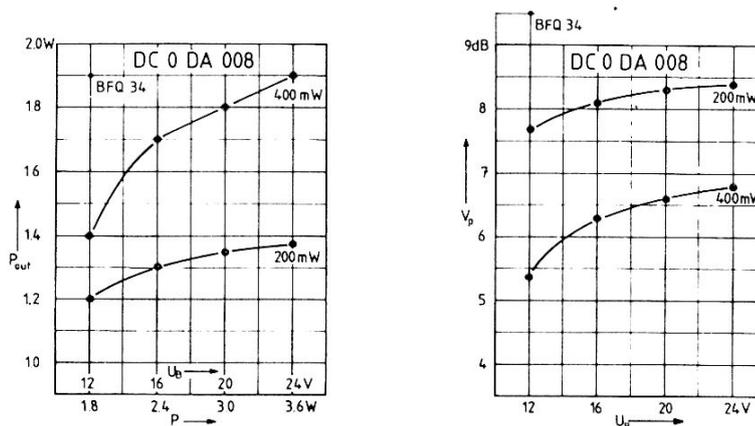


Fig. 6 et 7 : Courbes des mesures de l'ampli linéaire à un étage

Au bas de la courbe, on trouvera la puissance mesurée (courant de repos X tension d'alimentation). Ceci permet d'avoir une idée du rendement. Une seule valeur mesurée est donnée pour le transistor du type BFQ 34, qui montre le gain plus élevé de ce type. Cette valeur est donnée par les paramètres suivants :

Tension de fonctionnement : 12 V
 Courant de repos : 150 mA
 Puissance d'attaque : 200 mW

La **Figure 7** donne le gain de puissance d'un étage BFR 94 en fonction de la tension d'alimentation utilisant la puissance d'attaque comme paramètre. Pour la valeur mesurée, dans le cas d'un BFQ 34, les mêmes conditions que celles données pour la Figure 6 sont valables.

4. ÉTAGE AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN PARALLÈLE

Un étage amplificateur linéaire comportant deux BFQ 34 connectés en parallèle (**Figure 8**) peut donner une puissance de sortie de 3,8 W maximum – sous une tension d'alimentation de 12 V et une puissance d'attaque de 800 mW. Un gain d'environ 7 dB est obtenu pour une consommation totale d'environ 400 mA. Il est possible aussi que le circuit imprimé soit équipé de deux BFR 94 ; un tel amplificateur linéaire donnait une puissance de sortie d'environ 3,5 W sous 20 V. Cette version de l'ampli linéaire peut entrer dans la catégorie "utile" et "bon marché" puisqu'un amplificateur linéaire équipé d'un seul transistor offrant la même puissance de sortie et le même gain sous une tension de 12 V en mode linéaire serait bien plus onéreux.

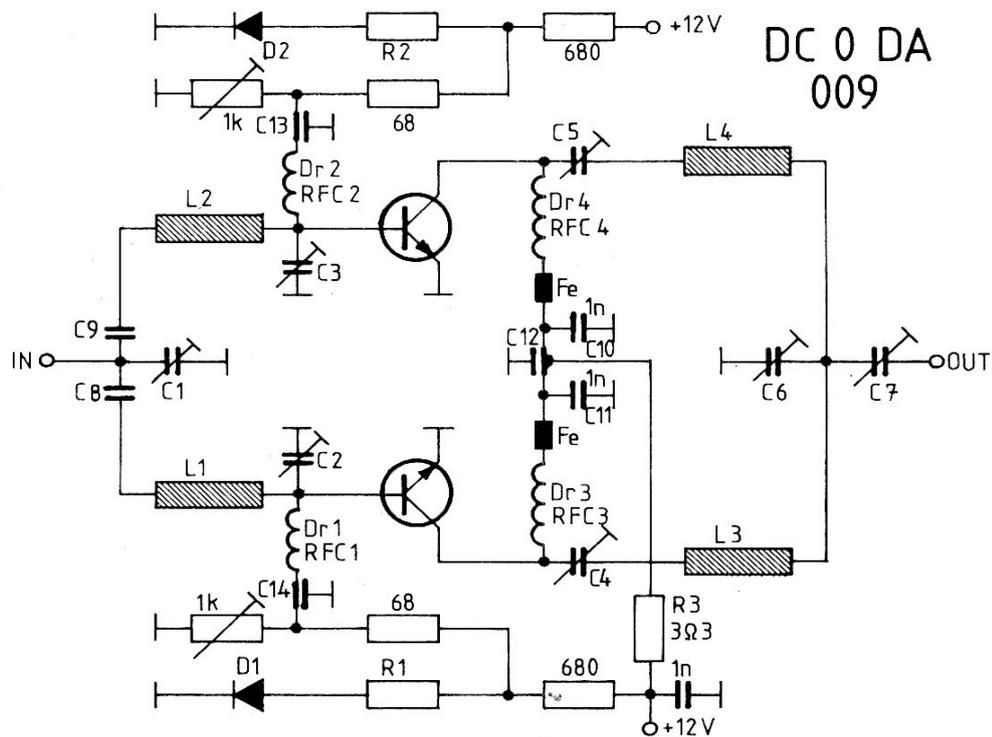


Fig. 8 : Schéma électrique de l'amplificateur linéaire parallèle
 Fe = perle ferrite ; C12, C13 et C14 sont imprimés (10 pF) ; R1, R2 : 10 à 33 Ω

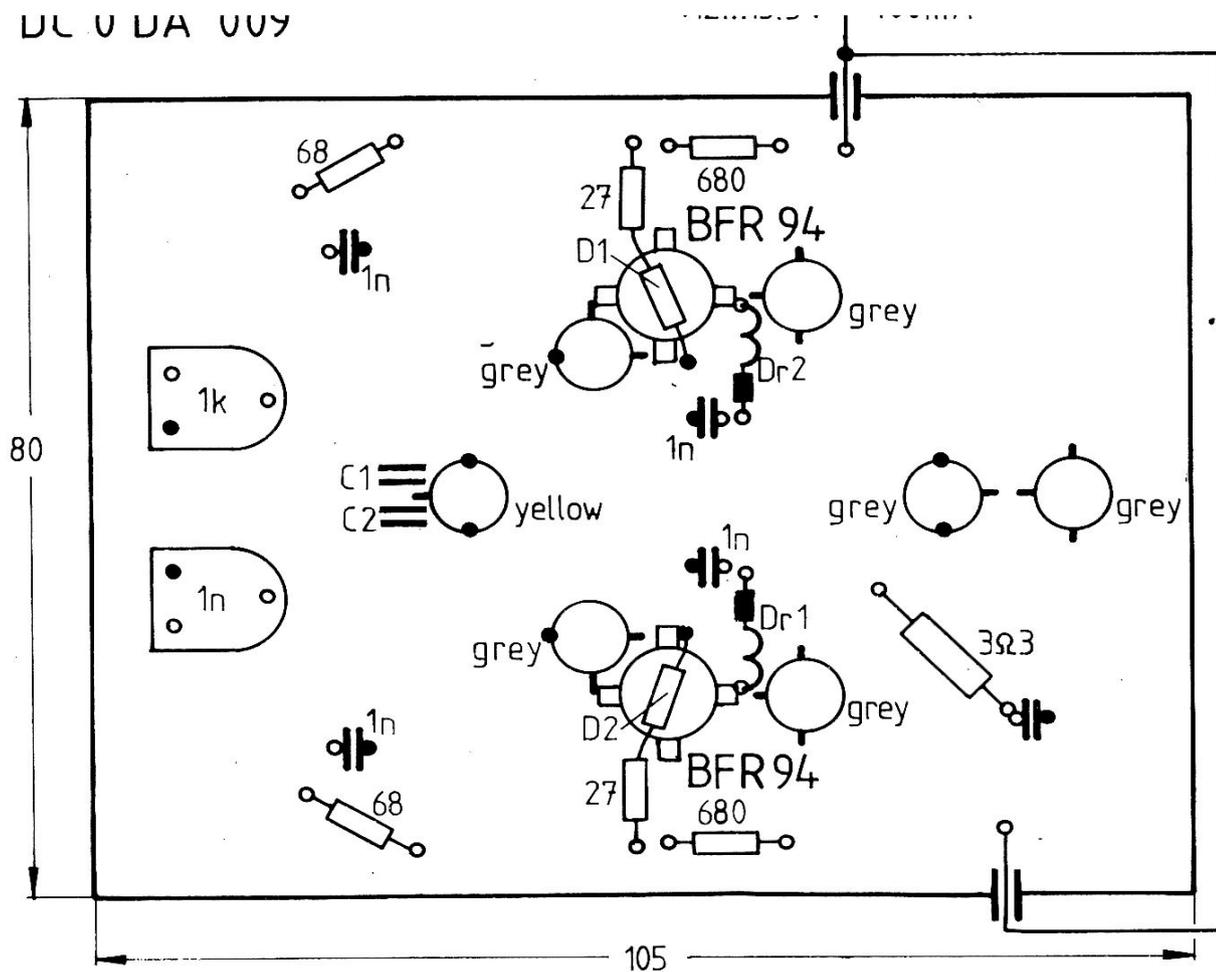


Fig. 9 : Circuit imprimé de l'ampli linéaire parallèle, en époxy, avec implantation des composants

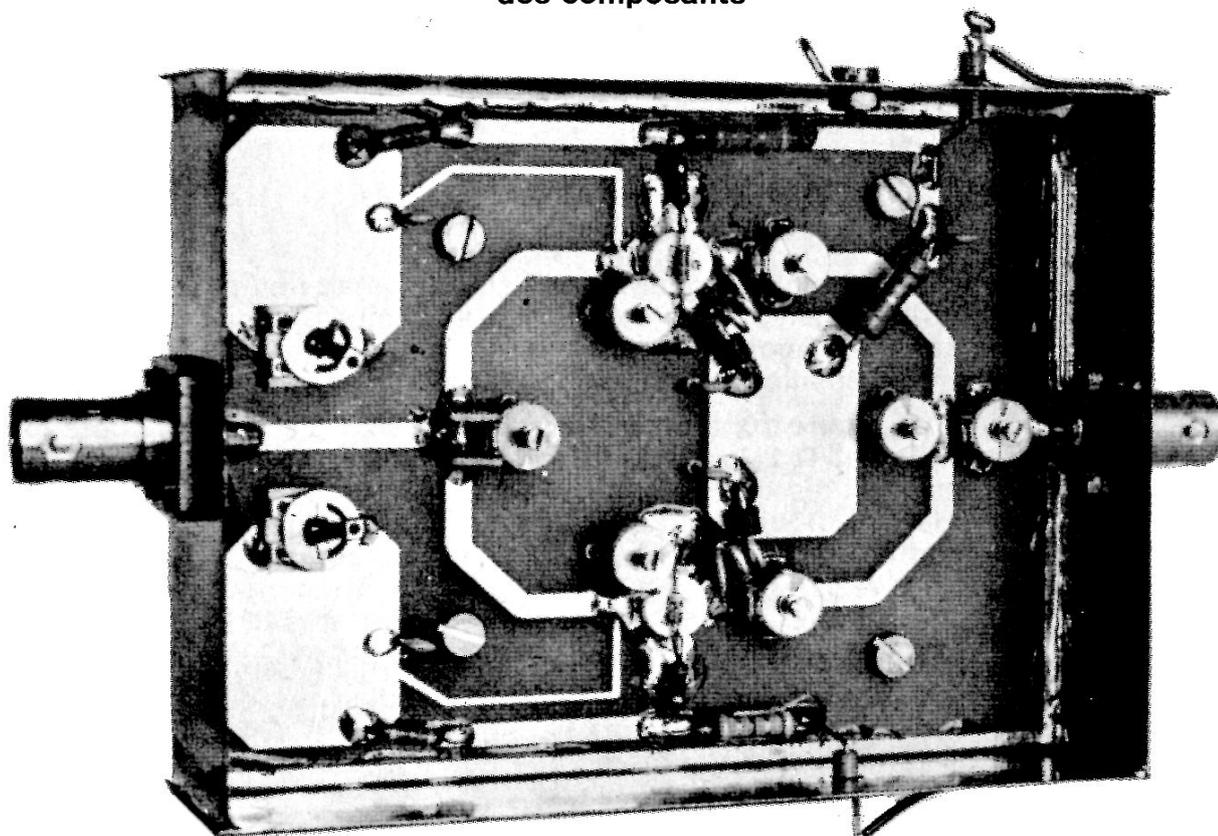


Fig. 10 : Les selfs de choc et les capacités by-pass sont imprimées

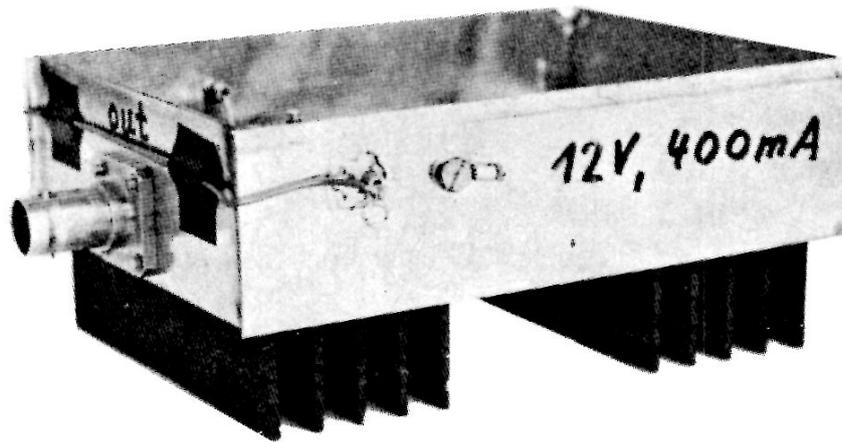


Fig. 11 : Photographie du module amplificateur terminé, mais sans couvercle

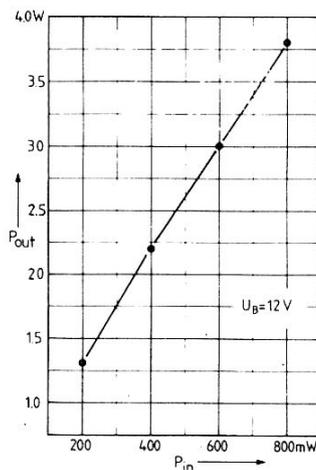


Fig. 12 : Valeurs mesurées de l'ampli linéaire parallèle, équipé de 2 transistors BFQ 34

La **Figure 9** montre le circuit imprimé pour l'amplificateur linéaire en parallèle qui a été référencé DC 0 DA 009. Ses dimensions sont 105 x 90 mm. Ce circuit est également réalisé en époxy double face. Avec ce module, les selfs de choc de base et les condensateurs by-pass sont imprimés afin de rendre la construction aussi facile que possible.

Comme on peut le voir en **Figure 10**, tous les composants sont placés sur le côté gravé du circuit. Les diodes D 1 et D 2, qui sont utilisées pour stabiliser thermiquement le courant de repos, sont montées directement sur le boîtier céramique des transistors. Les connexions cathode des diodes sont soudées à la masse, directement adjacentes au transistor en question et les connexions anode sont connectées aux lignes conductrices appropriées, via des résistances de 27 Ω . Un peu de pâte conductrice de chaleur assure un bon contact thermique entre le boîtier du transistor et la diode.

Le circuit imprimé est aussi entouré de panneaux de blindage en tôle étamée, qui seront alors soudés à la surface de masse, du côté de dessous du circuit imprimé. La mise en place des socles BNC se fait comme indiqué au § 3. Finalement, le circuit imprimé est vissé à un refroidisseur par les écrous des transistors et quatre autres vis (voir **Figure 11**).

4.1. Composants de l'amplificateur linéaire parallèle

T 1, T 2 : BFQ 34 ou BF5 94 (Philips)
D 1, D 2 : 1 N 914, 1 N 4148, 1 N 4151
C 1 - C 7 : Condensateurs ajustables plastiques (Philips) Ø 7,5 mm,
C 1 = 10 pF (jaune), C 2 - C 7 = 6 pF (gris)
C 8, C 9 : Capacités chips entre 50 et 100 pF
C 10, C 11 : Condensateurs disques céramiques 1 nF à fil
(faire les connexions aussi courtes que possible)
RFC 1, RFC 2 : imprimées
RFC 3, RFC 4 : 2 spires en fil de cuivre argenté 10/10, en l'air ; Ø int. 3 mm ;
une perle ferrite placée sur le côté droit des selfs de choc
R 1 : 1 - 3,3 Ω, 0,5 W
Toutes les autres résistances : miniatures au carbone
Potentiomètre ajustable : 1 kΩ pour montage horizontal, au pas de 10/5 mm.

4.2. Réglage et valeurs mesurées

Le réglage est fait comme indiqué pour le montage précédent. En plus, il est important d'atteindre l'équilibre le plus élevé possible. L'équilibre DC, sous des conditions de froid et de chaud, peut être vérifié en plaçant des résistances de 1 Ω (en sélectionner deux de la même valeur !) en série avec les selfs de choc collecteur. L'équilibre SHF ne peut être obtenu que grossièrement si l'on utilise les mêmes condensateurs ajustables. La caractéristique de l'amplificateur linéaire parallèle décrit est montrée sous forme de courbe, en **Figure 12**.

5. AMPLIFICATEUR LINÉAIRE ÉQUIPÉ DU TRANSISTOR BLX 98

Cet étage ne sera pas décrit en détail car il nécessite une tension élevée (25 V) et un courant de repos important (850 mA). En outre, le gain de puissance n'atteint que 3 dB environ. Le schéma électrique est donné en **Figure 13**. L'intérêt est simplement le circuit de stabilisation pour le courant de repos, recommandé par Philips. Une très grande stabilité a été observée, même en fonctionnement continu.

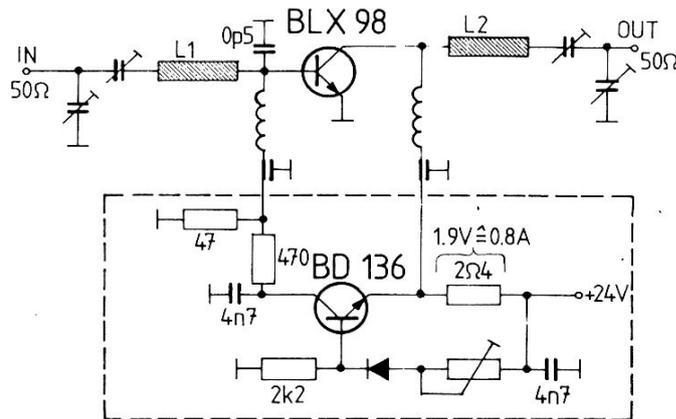


Fig. 13 : Circuit SHF et stabilisation pour un BLX 98

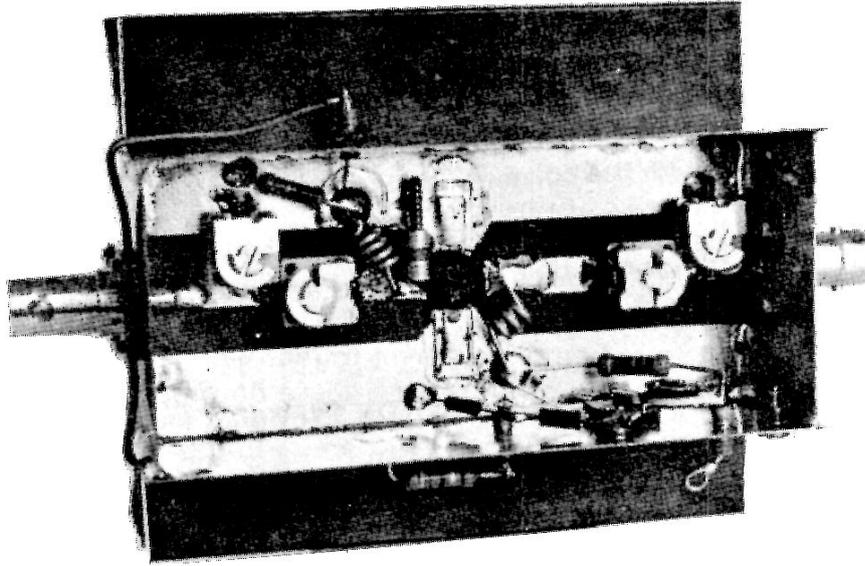


Fig. 14 : Photographie d'un amplificateur linéaire équipé d'un BLX 98

Cependant, il a été nécessaire de prévoir un très grand radiateur. La photographie de la **Figure 14** montre plusieurs détails de construction ; par exemple, l'utilisation d'un matériau PTFE et de condensateurs ajustables à air.

6. FONCTIONNEMENT EN TÉLÉVISION AMATEUR

Dans l'utilisation en mode TV, la puissance de sortie du convertisseur d'émission DF 8 QK 001 (4) se monte à environ 120-150 mW, au-delà desquels les tops de synchronisation sont rabotés. Si un transistor BFQ 34 est utilisé dans le dernier étage de ce module, à la place du BFR 94, la puissance de sortie atteinte en mode TV sera plus élevée. Ceci peut encore être augmenté en utilisant l'amplificateur linéaire à un seul étage, équipé du BFR 94 ou BFQ 34, qui porte la puissance de sortie à environ 700 mW.

7. RÉFÉRENCES

VHF COMMUNICATIONS 1/1979, pages 17-26.

- (1) VHF COMMUNICATIONS 4/1977, pages 221-228.
VHF-ATV, 2^e édition, pages 179-186.
- (2) VHF COMMUNICATIONS 3/1978, pages 154-168.
Interdigital Converters for the GHz Amateur Bands, J. Dahms.
- (3) VHF COMMUNICATIONS 2/1978, pages 66-81.
A SHF Transit Converter with Varactor Diode,
Having High Efficiency and Low Intermodulation, H. Fleckner.
- (4) VHF COMMUNICATIONS 4/1977, pages 212-220.
VHF-ATV, 2^e édition, pages 169-178.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 20 WATTS INTÉGRÉ POUR TRANSCEIVER 144 MHz FM

par J. Becker, DJ 8 IL

Depuis de nombreuses années, il est construit des émetteurs (et transceivers) dans la gamme de fréquence de 2 à 500 MHz, avec des puissances de l'ordre de 0,1 à 100 W, selon les mêmes principes de base. Il semble qu'un certain optimum technique a été atteint et que la suite logique soit l'intégration dans une petite boîte noire, supprimant ainsi divers moyens de réglage.

De telles boîtes noires ont tout d'abord fait leur apparition sur le marché des États-Unis, comme amplificateurs de puissance pour transceivers UHF. De tels modules sont actuellement disponibles pour la gamme VHF. Une série d'amplificateurs hybrides, fabriqués par Philips, couvrent la gamme 68 - 174 MHz, en quatre bandes passantes. Les éléments d'adaptation (**Figure 1**) consistent en condensateurs CHIPS et inductances imprimées. Les impédances d'entrée et de sortie sont une vraie 50 Ω en fonctionnement nominal. Les dimensions des modules sont : 67,5 x 19,7 x 8 mm. Sous une tension d'alimentation de 12,5 V et une puissance d'entrée de 150 mW, ces modules peuvent délivrer au moins 18 W de puissance de sortie.

1. CONCEPTION

Cet article donne ce qui est nécessaire à un radio-amateur pour implanter ces modules : réjection suffisante des harmoniques et signaux parasites indésirables, ainsi que la réalisation d'un VOX-VHF utilisable. Plusieurs circuits seront donnés pour le VOX et leurs caractéristiques décrites.

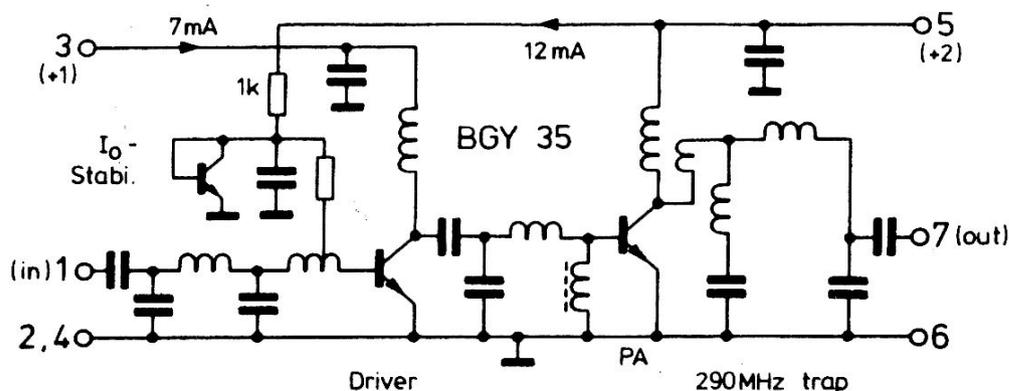


Fig. 1 : Circuit interne de l'amplificateur VHF intégré hybride BGY 35/BGY 36

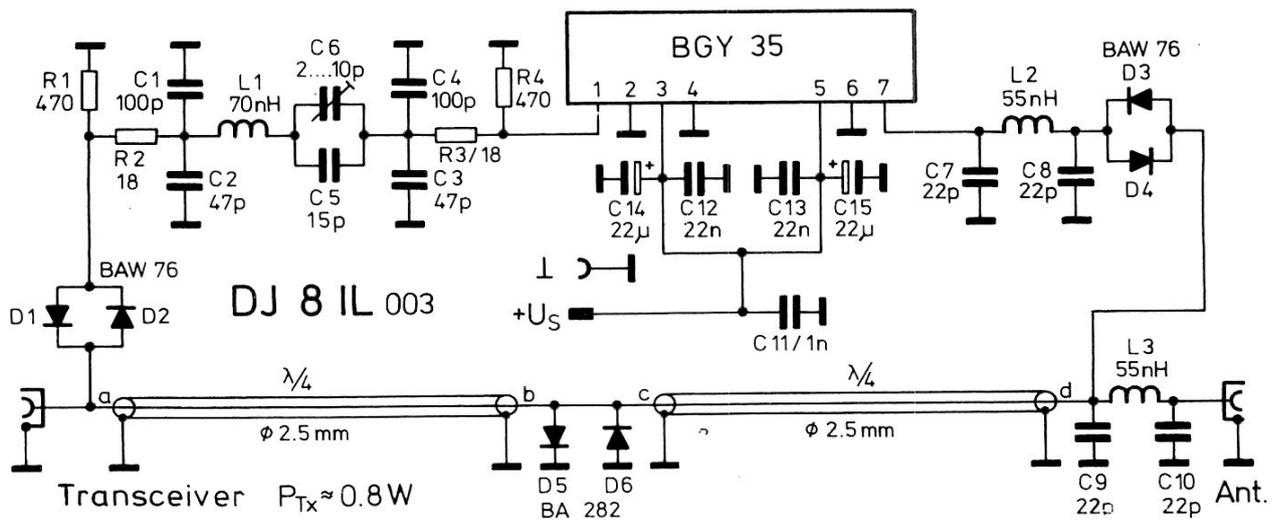


Fig. 2 : Schéma de l'amplificateur de puissance

La **Table 1** comporte les spécifications les plus importantes de l'amplificateur de puissance calculé pour être utilisé avec un transceiver portable (par ex. le SUEWIND, Walkie-Talkie décrit dans "VHF COMMUNICATIONS" Edition F-6). Le circuit global est représenté en **Figure 2** et le spectre de la sortie antenne est donné en **Figure 3**. Il est possible de raccorder tout transceiver FM dont la puissance de sortie est d'au moins 0,25 W. Seule, la valeur de certains composants du circuit d'entrée devra être adaptée en fonction des divers niveaux de puissance d'excitation. Le module est capable de supporter une puissance maximum de 0,3 Watt.

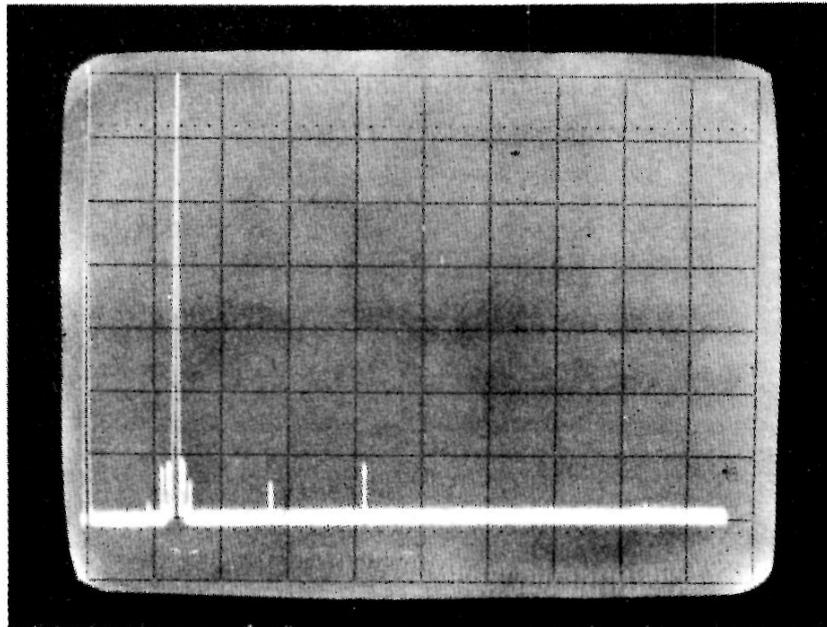


Fig. 3 : Spectre d'émission, mesuré à la sortie antenne avec les appareils HP 180 A + 8558 B, et utilisant le montage SUEWIND comme exciter : hor. : 0-1 GHz (100 MHz/Div.), vertical : 10 dB/Div. $f = 145,25$ MHz ; niveau de rayonnement parasite de SUEWIND : max. - 44 dB

Table 1 : Spécifications, valeurs moyennes sur trois modèles différents :

Puissance de sortie :	17 W sous 12,5 V
Rendement :	52 % (y compris SUEDWIND : 47 %)
Sortie harmoniques, max.	– 62 dB
Rayonnement parasite, max.	– 61 dB (avec – 44 dB pour le transceiver)
Courant d'alimentation :	19 mA au repos
Pertes d'insertion (Rx) :	0,5 dB
Exciter : SUEDWIND avec P_{Tx} :	= $0,9 W/f = 145,25 \text{ MHz} \hat{=} \text{ Canal } 50$

1.1. Filtre d'entrée

De façon à assurer un fonctionnement stable de l'amplificateur sous diverses conditions d'excitation, le constructeur recommande de placer à l'entrée un circuit d'isolation ayant au moins 1,5 dB d'atténuation. Sur la Figure 2, l'atténuateur en PI (R 1 à R 4) est ouvert au centre et incorpore un circuit accordé (L 1, C 1 à C 6) qui atténue parasites et les signaux harmoniques issus de l'exciter.

Les transceivers pilotés par quartz ont souvent des raies spectrales espacées de $\pm n \times f_q$ de la porteuse. Dans le cas d'émetteurs à mélanges de fréquence, les raies espacées de la valeur de la FI sont souvent les plus importantes. Les raies ne doivent pas être supérieures à – 46 dB pour une sortie de 1 W et ne doivent pas dépasser – 60 dB aux niveaux de sortie très élevés.

Cela signifie qu'un Q minimum pour $Q_B = 34,5$ sera pris pour le calcul d'un filtre à un seul étage, la limite supérieure de Q_B sera déterminée par la bande passante que le système devra couvrir sans occasionner de chute de puissance, ainsi que la puissance réactive maximum absorbée par les composants. Ceci est la raison de l'emploi d'un circuit résonnant série dans la branche longitudinale.

Le Q de travail de $Q_B = P_b/P_w$ résulte de l'approximation en deux parties égales de la relation : courant réactif dans le circuit résonnant par rapport au courant consommé et tension réactive via C 5 et C 6 par rapport à la tension disponible aux points d'entrée (R 2 et R 3).

L'inversion de phase de 180° de ce circuit en PI est un avantage pour la stabilité, lorsque l'on fonctionne avec un VOX électronique.

Les spécifications suivantes ont été mesurées après le réglage au maximum de sortie à 145 MHz :

- Atténuation : 7 dB (valeur nominale : $0,85 W/0,15 W = 7,5 \text{ dB}$), $R_{in} \approx 52 \Omega$.
- Bande passante à – 3 dB : 3,55 MHz $\Leftrightarrow Q_B = 41$
- Chute de puissance aux limites de la bande : $< 0,2 \text{ dB}$

La perte de puissance en limite de bande est faible, car le module amplificateur fonctionne dans la région saturée de la caractéristique P_o/P_i . Une comparaison du spectre de sortie (Figure 3) et du spectre d'entrée montre un niveau d'interférence 3 dB plus élevé au voisinage de la porteuse que dans la Figure 6 page 80 (DC 6 HL 009) et démontre l'efficacité de ce simple filtre.

Les spécifications spectrales données en Table 1 et en Figure 3 sont valables au moins pour la gamme FM de 145 à 145,5 MHz, tandis qu'elles chutent de quelques dB aux limites de la bande 2 mètres.

1.2. Filtre de sortie

L'amplificateur donne le spectre harmonique suivant en sortie :

2 f	3 f	4 f	5 f	6 f	f = 145 MHz
- 34 dB	- 56 dB	- 40 dB	- 54 dB	- 59 dB	

Un filtre PI à 2 étages de calcul conventionnel $2 \pi f L = 1/2 \pi f C = 50 \Omega$ doit donner - 32 dB à 2 f et 55 dB à 3 f, ce qui est suffisant pour améliorer ce spectre.

2. COMMUTATION D'ANTENNE

En mode réception, il est nécessaire de court-circuiter l'amplificateur d'une manière telle que les pertes engendrées soient faibles. Cinq méthodes différentes pour réaliser la commutation d'antenne (VHF-VOX) par la HF ont été examinées, de façon à obtenir une certaine expérience de ce type de circuit.

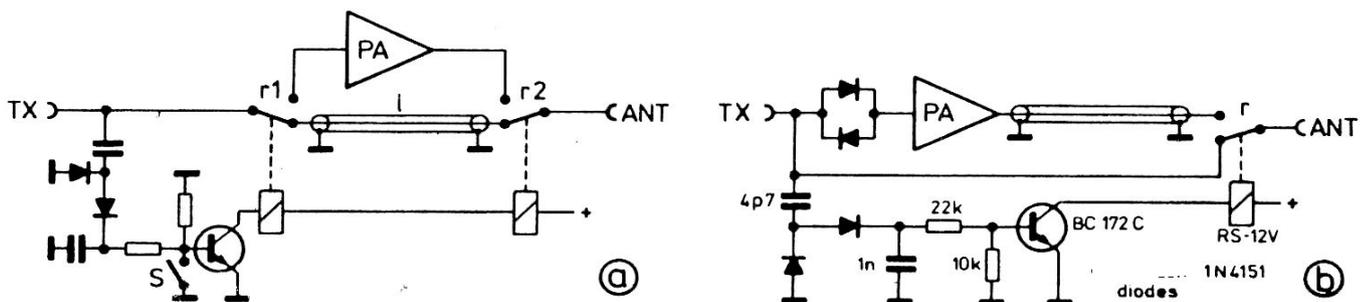


Fig. 4 : Les circuits VOX-VHF avec relais. Sur la Figure 4 b, les supports coaxiaux pour l'émetteur et l'antenne sont dans le voisinage direct du relais

La **Figure 4a** montre la méthode classique qui utilise deux contacts de relais. Lorsque l'on emploie des relais appropriés, ce circuit peut être utilisé jusque dans la zone des GHz et il est possible de commuter tous les niveaux de puissance. L'interrupteur S sert à désarmer le VOX lorsque l'amplificateur de puissance n'est pas utilisé. En mode réception, les pertes seront causées par les contacts et la ligne L ; elles sont de l'ordre de 0,35 dB.

Le circuit de la **Figure 4b** est recommandé par l'auteur de façon à obtenir les plus faibles pertes possibles dans la branche réception. Au-dessus de 100 mW d'excitation, il est possible de remplacer le relais r_1 par des diodes de commutation rapide lorsque l'amplificateur de puissance doit rester en permanence en service. Une perte d'insertion de 0,15 dB a été mesurée dans la branche réception lorsque l'on utilise un relais de type NATIONAL RS.

Dans les circuits purement électroniques donnés en **Figure 5**, la puissance d'excitation est transmise à l'amplificateur par les diodes D 1 et D 2 montées en opposition et le signal de l'ampli VHF est transmis également par une autre paire de diodes, D 3 et D 4, à l'antenne. Toutes les diodes sont bloquées en mode réception, car le signal reçu est toujours bien inférieur à leur seuil de conductibilité. Elles doivent, en plus, avoir une très faible capacité de jonction à 0 Volt.

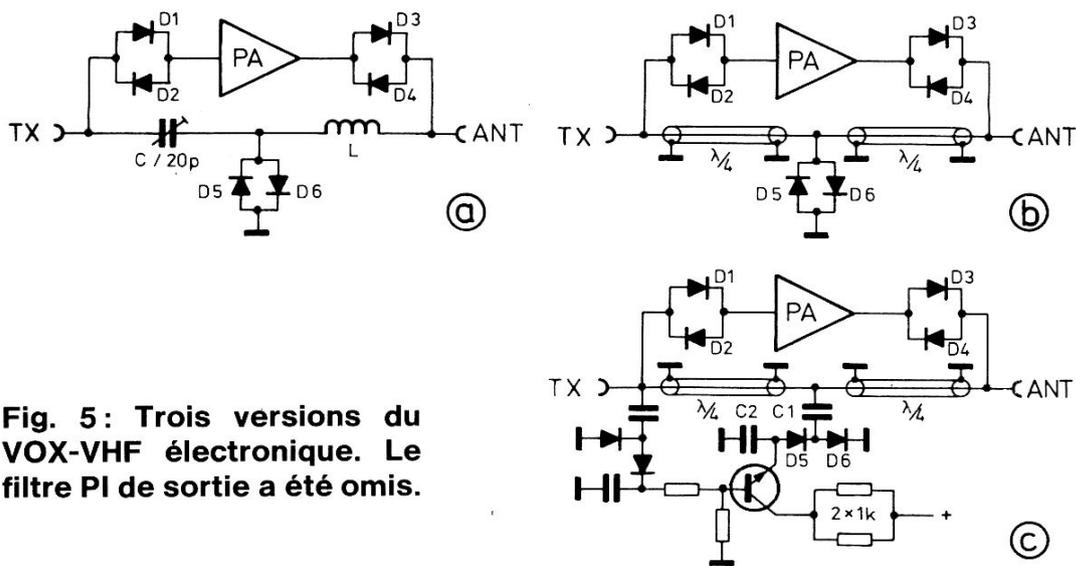


Fig. 5: Trois versions du VOX-VHF électronique. Le filtre PI de sortie a été omis.

Les diodes D 5 et D 6, dans le circuit de réception du signal, conduisent en mode émission, formant ainsi un court-circuit VHF vers la masse. Cela signifie que le circuit résonnant série L et C de la **Figure 5a**, ou la ligne $\lambda/2$ en **5b** et **5c** seront déconnectés. L'amplificateur, représenté en Figure 5a, sera capacitif à l'entrée, grâce à C et la sortie sera désaccordée inductivement par L. Pour cette raison, ce circuit simple ne peut être utilisé qu'avec des amplis réalisés en composants discrets, où les composantes réactives peuvent être prises en considération pendant la procédure de réglage.

Dans les Figures 5b et 5c, l'amplificateur ne sera pas désaccordé. La branche court-circuit sera réalisée par deux circuits $\lambda/4$ pendant l'émission, ce qui représente un circuit ouvert dans des conditions idéales et permet un découplage parfait (5). Le courant réactif dans le circuit $\lambda/4$ de droite maintient les diodes D 5 et D 6 conductrices. Ces diodes doivent avoir un temps de vie suffisamment long, comme les diodes PIN. La solution consiste à employer les mêmes diodes que dans les tuners télévision. La perte d'insertion de la branche réception du circuit b atteint 0,4 dB.

Comme dans le cas des duplexeurs électroniques (6), les caractéristiques sont améliorées si D 5 et D 6 sont polarisées par un courant continu additionnel en mode émission (Figure 5c). Des mesures réalisées sur deux circuits construits selon les méthodes représentées en 5b et 5c ont présenté les caractéristiques suivantes: une augmentation à peine notable de la puissance de sortie a été observée et l'harmonique 2 a été quelque peu réduite (< 3 dB) bien que la réjection parasite soit un peu moins bonne que sans courant de polarisation.

Une oscillation parasite à $f/2$ et $3/2f$ apparaît dans le spectre si on utilise pour C 1 et C 2 des capacités à diélectrique non linéaire (type 2) (470-2200 pF) spécialement si C 2 est plus élevé que C 1. Un courant de polarisation de 20 à 30 mA, à travers la diode BA 282, n'était pas suffisant pour l'excitation VHF, pour être classé comme un niveau de signal faible; ce qui est prouvé par la chute de tension aux bornes de D 6 de 0,8 V sans signal VHF, à 0,3 V en mode émission. Ceci montre que la polarisation DC n'est pas correcte.

De plus amples spécifications pour le circuit de la Figure 5b, mesurées en association avec un amplificateur correctement terminé, se référant au schéma de la Figure 2, sont données en **Table 2**.

Table 2 : Spécifications complémentaires, comparaison des modules :

- Pertes dans le filtre PI de sortie : 0,3 dB
- Pertes dans le couplage des diodes de sorties (D 3, D 4) : 0,15 dB
- Pertes dues à la ligne VOX-VHF : 0,1 dB

Filtres de sortie et VOX-VHF

Type du module	sans	sans	avec	avec	avec
	I _S	P _o	I _S	P _o	η
437 BGY/L	3,50 A	22,4 W	3,0 A	18,6 W	50 %
BGY 36-SA 64	3,10 A	19,0 W	2,5 A	16,3 W	52 %
BGY 36-SA 65	3,05 A	19,6 W	2,4 A	16,5 W	55 %

U_S = 12,5 V

P_i = 0,9 W

f = 145,25 MHz

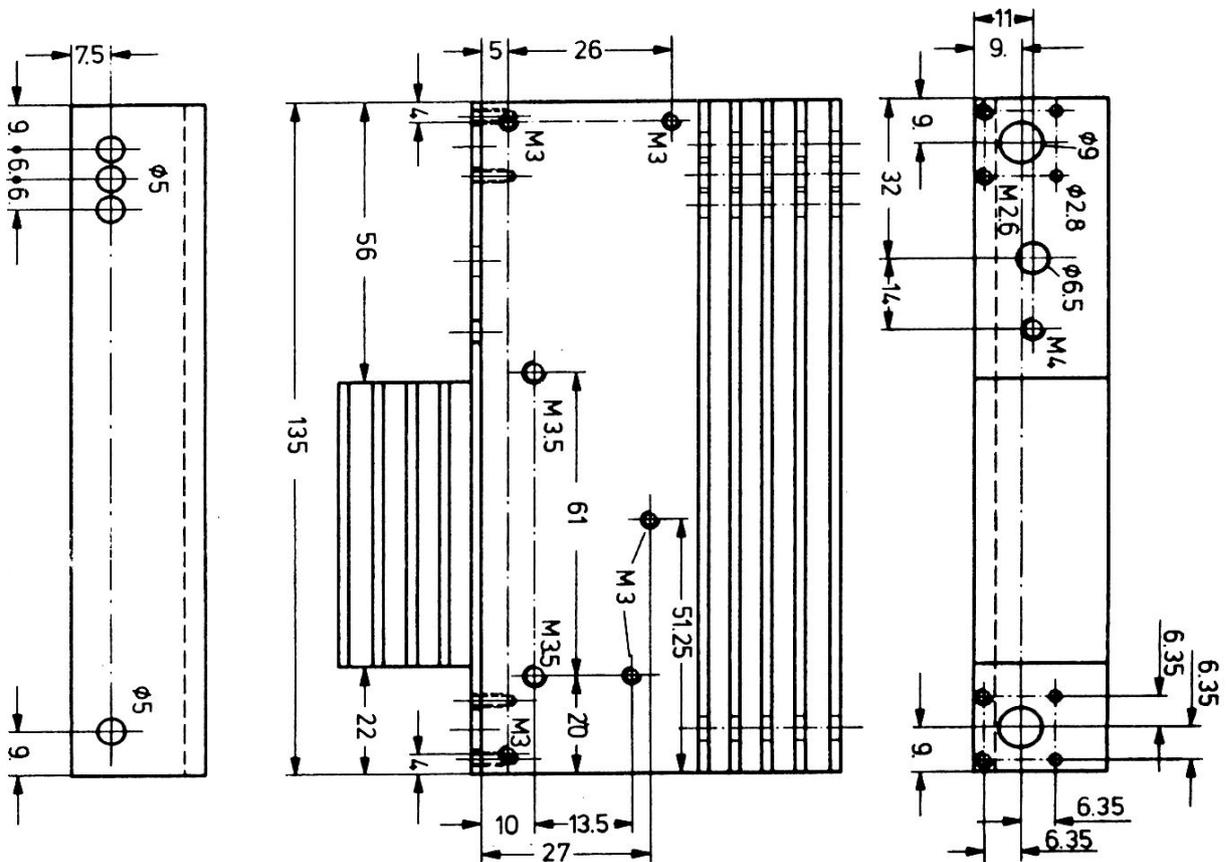


Fig. 6 : Préparation du boîtier-refroidisseur.

Radiateur : Fisher SK 04 SA, 135 mm de long. Accessoires : 5 écrous M3, percés, non filetés ; 5 vis M3 x 8 (tête ronde) ; 4 écrous M 2,6 ; 8 vis M 2,6 x 6 mm (tête ronde) ; 2 vis M3,5 x 7 mm (tête ronde)

3. NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- BGY 35/BGY 36 : Mullard (Philips)
 C 1 - C 5 : Céramique 1 b, type EDPU/63 V (Philips)
 C 6 : Condensateur ajustable plastique, Ø 7,5 mm (Philips 222 808 11109, Jaune)
 C 7 - C 10 : Condensateur céramique 1 b, Ø 8 mm, TC = N 150 type SDPN (Draloric) = < %
 C 11 : Condensateur céramique 2, type EDPU/40 V (Philips)
 C 14, C 15 : Electrolytique 22 µF/25 V
 R 1 - R 4 : Au pas de 10 mm
 L 1 : 5 spires, Ø int. 4 mm, long. 7 mm
 L 2, L 3 : 4 spires, Ø int. 5 mm, long. 7 mm] *
 * Bobinage en l'air, étiré à la longueur requise, en fil de cuivre argenté 10/10. Faire très attention au sens de l'enroulement (voir Figure 8)
 D 1, D 4 : Diodes de communication rapide BAW 75 (Siemens)
 D 5, D 6 : Diodes de commutation pour tuners TV BA 282
 Ligne de réception VOX-VHF : 2 x 35 cm de RG-174/U ($\lambda/4 \times VF$).

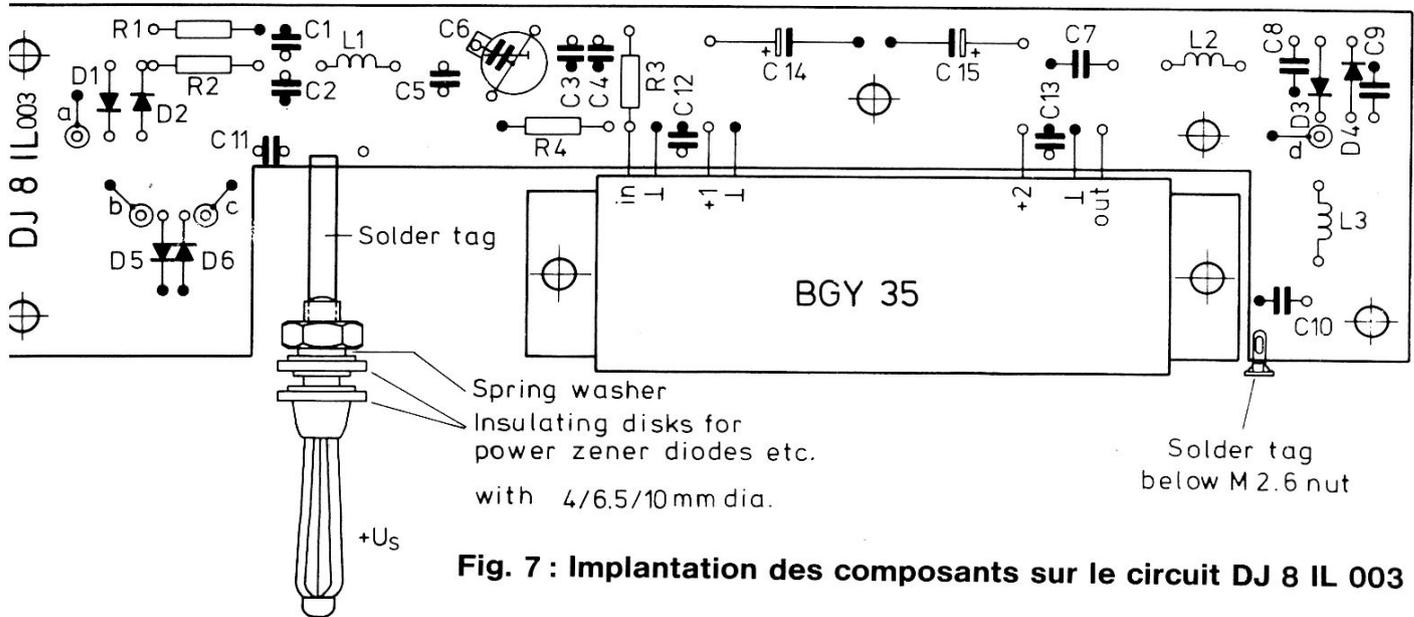


Fig. 7 : Implantation des composants sur le circuit DJ 8 IL 003

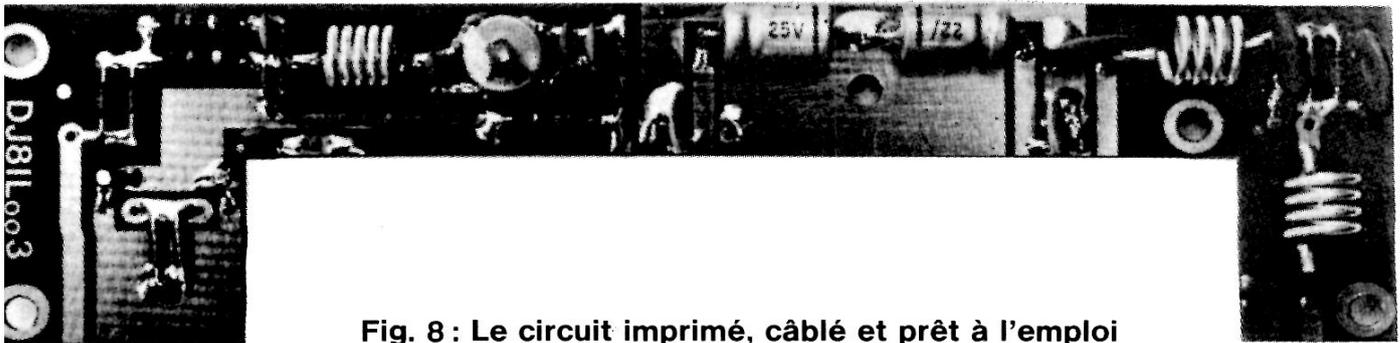


Fig. 8 : Le circuit imprimé, câblé et prêt à l'emploi

4. CONSTRUCTION

Le radiateur est utilisé comme boîtier. La préparation est détaillée en **Figure 6**.

Les composants sont montés côté conducteur du circuit imprimé DJ 9 IL 003 dont les dimensions sont de 134 x 34,5 mm. Les diodes et résistances sont soudées directement sur le circuit et les trois inductances sont soudées en place et espacées de 1,5 mm du circuit. Tous les condensateurs doivent être placés avec les connexions les plus courtes possibles. Des capacités disques de 3 mm de diamètre sont utilisées pour le filtre de sortie (C 7 à C 10) parce que les modèles miniatures type EDPU ne sont pas utilisables en raison de la forte charge réactive existant à cet endroit. Elles génèrent alors des harmoniques, spécialement l'harmonique 3. Par exemple, le niveau de 3 f a été mesuré à - 51 dB et - 67 dB pour les deux types de capacités.

Dans l'implantation des composants, donnée en **Figure 7**, une connexion recourbée a été soudée comme connexion de masse supplémentaire de C 10 au connecteur d'antenne. Cette connexion ne doit pas être oubliée pendant le montage car elle amène une meilleure suppression des harmoniques de rang élevé. Si un circuit imprimé à trous métallisés n'est pas utilisé, on devra souder toutes les connexions de masse de part et d'autres du circuit. Quatre broches soudables sont prévues pour le raccordement des conducteurs, de chaque côté des câbles $\lambda/4$.

Les diodes utilisées sont des types à contact par pression et à haute température (technologie à double radiateur). Ces diodes peuvent être montées droites et soudées près du boîtier verre de façon à conserver les inductances de liaison aussi faibles que possible, ce qui est particulièrement judicieux dans le cas de D 5 et de D 6.

Les composants sont placés sur le circuit, selon la disposition de la **Figure 8**, après quoi, ce dernier est fixé sur le radiateur par 5 vis et écrous. Cinq écrous M3 ont été percés et servent de colonnes d'espacement. Les connecteurs BNC, la sortie pour le +U_S et la connexion de masse, sont soudés en place. Ceci est suivi par l'insertion

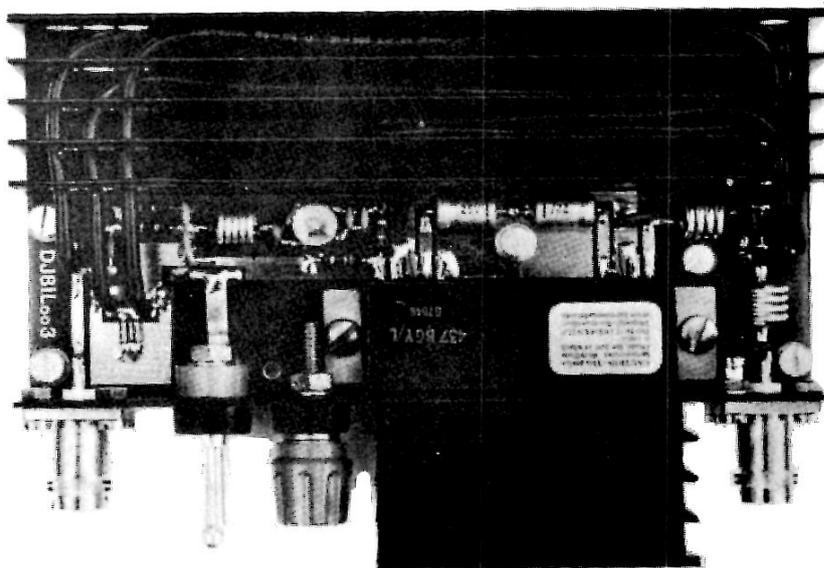


Fig. 9 : Photographie de l'amplificateur, terminé

des deux câbles coaxiaux de 35 cm de long (**Figure 9**). La dimension exacte de ces câbles est de 34,1 cm, mais un écart des caractéristiques électriques n'est noté que pour un écart de longueur de 2 cm.

Enfin, le module amplificateur est fixé en place. Ses connexions doivent être préalablement raccourcies à environ 3 mm et sa surface de masse, enduite de pâte conductrice. Les composants peuvent être protégés par l'utilisation d'une plaque d'aluminium de 1,5 mm d'épaisseur, placée dans l'espace évidé du radiateur. Aucun changement notable du spectre n'apparaît dans ces conditions, ce qui indique qu'il n'est pas nécessaire de prendre des mesures de blindage si l'environnement du circuit est correct.

5. RÉGLAGES

L'amplificateur de puissance est réalisé comme un module enfichable et protégé contre les inversions de polarité. Il est judicieux de tirer un câble d'alimentation (4 mm²) directement depuis la batterie du véhicule pour le **plus** et depuis le plus proche point de masse pour le **moins**. Pour le réglage, C 6 est ajusté pour le maximum de courant consommé. Ce réglage donne également le maximum de puissance en sortie et le maximum de réjection des fréquences indésirables. Une légère augmentation de la puissance de sortie peut être obtenue par l'adaptation exacte du filtre de sortie du module amplificateur. Ceci est réalisé en plaçant une capacité additionnelle de quelques pF en parallèle sur C 7 ou C 8.

6. RÉFÉRENCES

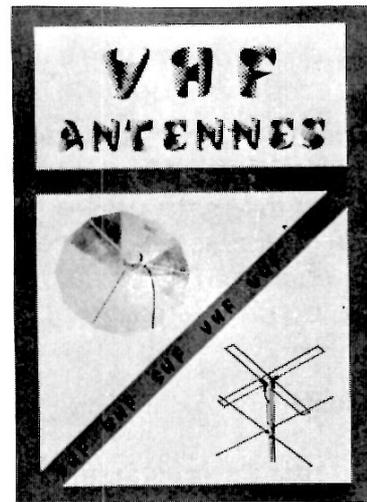
VHF COMMUNICATIONS, 3/1979, Pages 162-160.

Edition Spéciale F-6, Pages 2-35.

VHF ANTENNES (264 pages)

2ème édition. D'après VHF COMMUNICATIONS.
Un ouvrage technique incontesté sur les antennes VHF, UHF et SHF (137 MHz - 24 GHz). Du calcul de base aux réalisations pratiques, en passant par les aspects complémentaires (azimut, paraboles, construction d'une Horn 10 GHz, baluns, guides d'onde 24 GHz, polarisation, réception satellites météo, etc).

Prix :110 F



Au sommaire :

Comment déterminer l'impédance des antennes fouet VHF
Comment déterminer l'impédance des antennes quart d'onde à plan de sol
Antenne orientable à sélection de polarité
Antenne Yagi 4 éléments 1296 MHz
La polarisation circulaire en 144 MHz
Théorie, avantages & types d'antennes pour la polarisation circulaire en VHF
Bloc-note antennes
Calcul de l'angle d'élévation de l'azimut pour la commande d'antenne pour le trafic Moun-bounce utilisant les données aéronautiques
Antenne colinéaire 1296-MHz 6-éléments avec réflecteur et balun stripline
Pertes rencontrées dans l'interconnexion de câbles ayant une impédance incorrecte
Antenne hélicoïdale pour 70 cm
Mesures sur une antenne quadruple quad superposée pour 144 MHz
Antenne Yagi longue pour 1296 MHz
Antenne tubulaire superposée à fentes, pour la bande 23 cm
Antenne Yagi 4 éléments pour la bande 23 cm, utilisant un balun stripline
Antenne colinéaire 40 éléments pour 23 cm
Les communications mobiles
Antenne colinéaire pour la bande 13 cm (2,3 GHz)
Caractéristiques importantes des antennes GHz

Radiateur tubulaire pour antennes paraboliques, 13 cm

Baluns pour 23 et 13 cm, en câble semi-rigide
Rotors

Antennes à réflecteur corner

Antenne Yagi, principe de fonctionnement et critère de construction optimum

Plus de gain avec les antennes Yagi

Données pour la construction d'une antenne Horn pour la bande des 10 GHz

Les antennes Yagi en anneaux

Calcul de la distance et de la direction de l'antenne à partir de 2 QTH

Un radiateur simple pour les paraboles 10 GHz

Radiateur primaire pour les antennes paraboliques 10 GHz

Espacement optimum des antennes directionnelles

La Big-Wheel, une antenne omnidirectionnelle sur 1296-MHz

Commande à distance de la polarisation pour les antennes Yagi croisées

Paraboles-Maison pour les applications micro-ondes

Guide d'onde pour la bande 24 GHz

Antenne omnidirectionnelle 2-bandes simple (2 m, 70 cm)

CATV 75 Ohms dans les antennes 50 Ohms

Une antenne Yagi-maison portable en 432 MHz

Une méthode simple pour commuter la direction des antennes à polarisation circulaire

Antennes pour la réception des satellites météo 137 MHz

L'antenne Yagi 6 éléments optimum

Les antennes Yagi ultra-longues.

UN AMPLI LINÉAIRE DE PUISSANCE 1 W SUR 2 400 MHz

par R. Heidemann, DC 3 QS

L'amplificateur linéaire transistorisé, à un seul étage, décrit ci-dessous, possède un gain d'environ 7 dB et une puissance de sortie de 1 W, dans la bande 13 cm (approximativement 2 400 MHz/2,4 GHz).

Ce mélangeur hybride, équipé d'une diode Varactor type BXY 28, peut générer une puissance de 200 à 250 mW. Cela signifie que l'ampli de puissance décrit peut donner une puissance de sortie linéaire de l'ordre de 1 Watt.

1. DESCRIPTION DU CIRCUIT

Un transistor CTC du type F1E6 est utilisé. Dans le cas de ce transistor, l'émetteur est connecté intérieurement au boulon de fixation. Ceci permet de s'assurer qu'il n'y a pas de problèmes par rapport à la mise à la masse de la HF de l'émetteur. Le schéma électrique de cet ampli est donné en **Figure 1**. Il ne présente aucune tendance à l'oscillation. L'adaptation de l'impédance d'entrée et de sortie du transistor, à 50 Ω est réalisée d'une manière standard.

Le circuit, pour régler et stabiliser le point de fonctionnement DC, est similaire à la méthode décrite dans VHF ATV (DJ 4 LB 006 B).

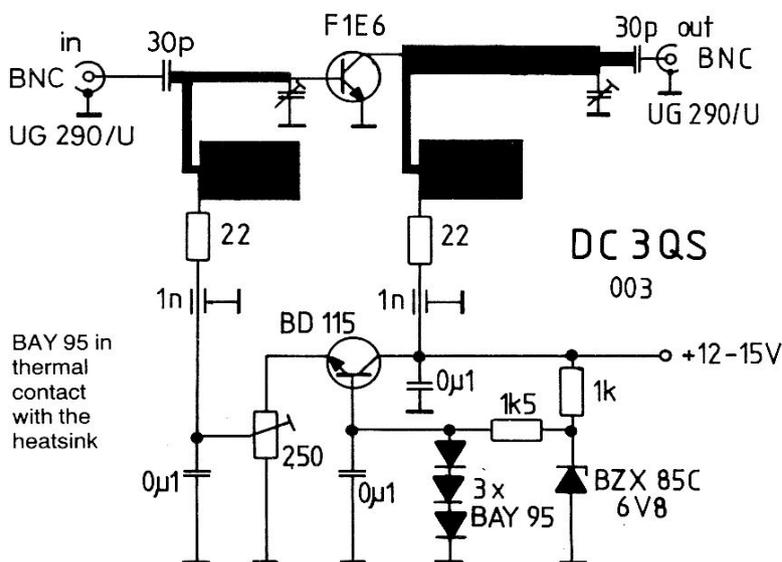


Fig. 1: Cet amplificateur donne un gain d'environ 7 dB à 2 400 MHz et une puissance de sortie de 1 W.

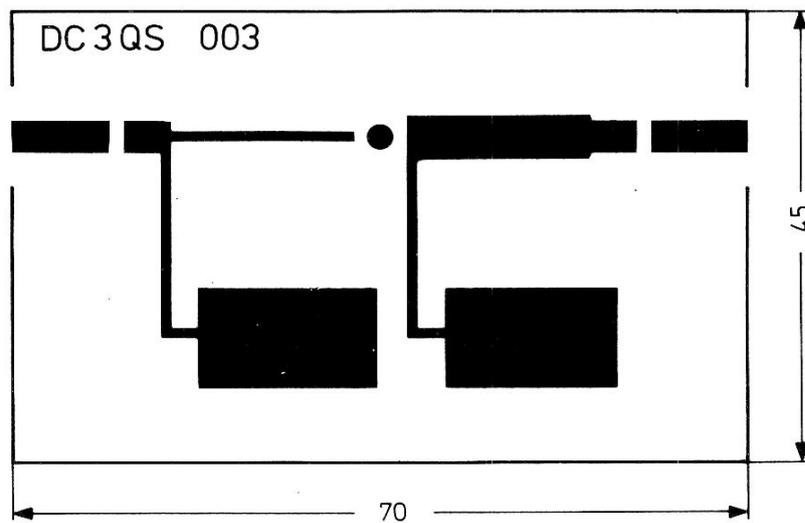


Fig. 2 : Le circuit imprimé est réalisé en epoxy fibre de verre double face

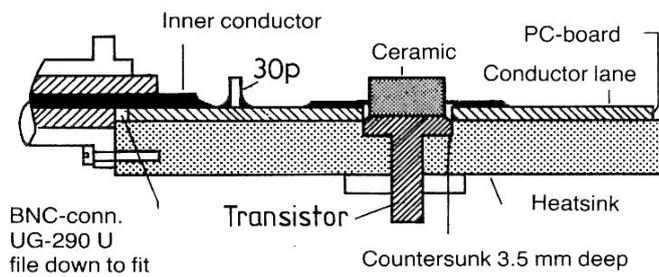


Fig. 3 : Détail du montage du transistor et des 2 socles BNC de manière à éviter les sauts d'impédance.

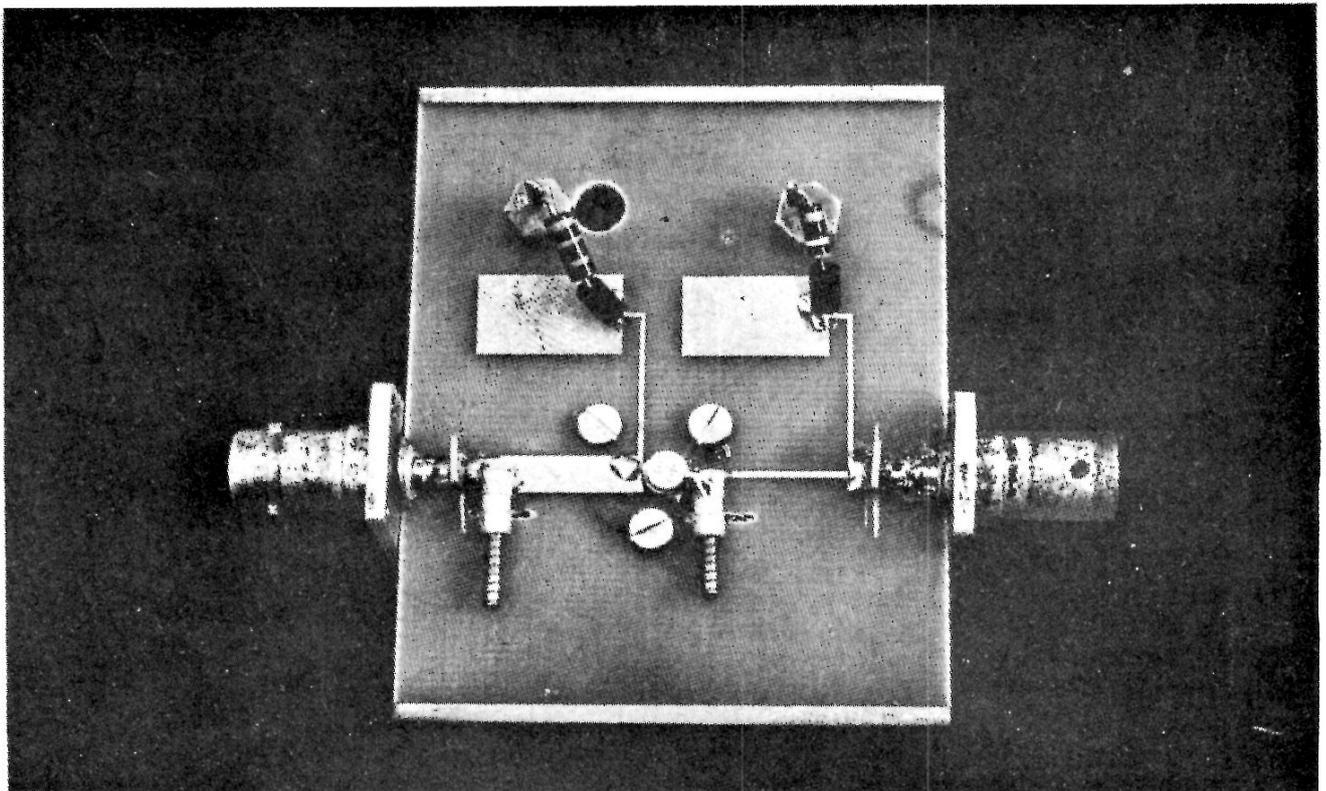


Fig. 4 : Photographie du prototype de l'auteur (mais réalisé sur matériau de ses "fonds de tiroirs")

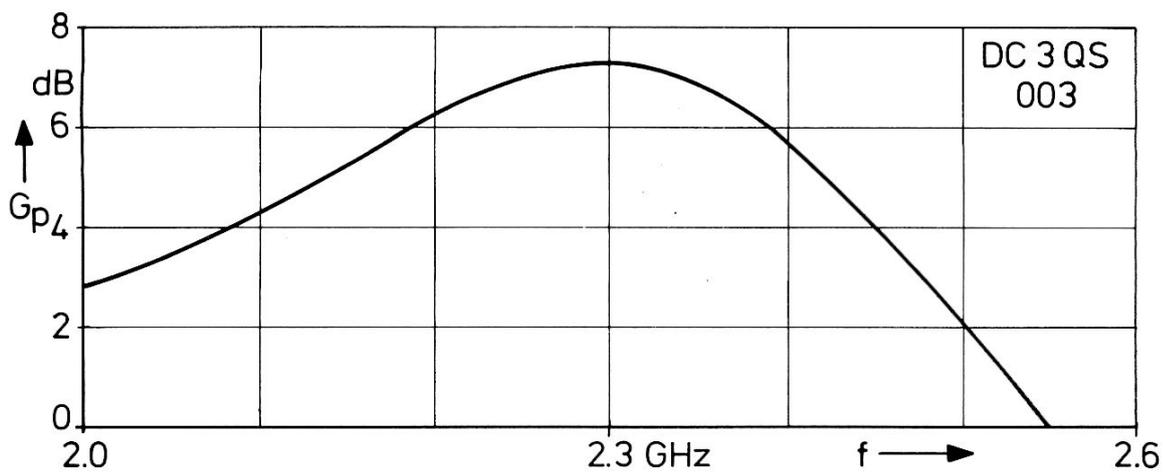


Fig. 5 : L'amplificateur décrit peut être utilisé, sans aucun réglage, de 2,2 à 2,4 GHz

2. CONSTRUCTION

Le matériau en fibre de verre epoxy convient pour les applications en bande 13 cm. Le circuit imprimé, référencé DC 3 QS 003 est d'un encombrement réduit : 70 mm x 45 mm, comme le montre la **Figure 2**. Naturellement, on aurait pu utiliser un matériau plus cher (PTFE) mais ce n'était pas nécessaire pour cette application.

Le croquis en coupe, donné en **Figure 3**, montre comment le transistor et les socles BNC, entrée et sortie, sont montés, de façon à ce qu'il ne se produise pas de sauts d'impédance.

Tous les autres détails de construction sont donnés en **Figure 4**. On peut y voir les condensateurs Chips à l'entrée et à la sortie, dont les valeurs d'environ 30 pF ne sont pas critiques, ainsi que les deux ajustables tubulaires (Philips, environ 3 pF), dont les connexions de masse sont insérées et soudées dans des fentes pratiquées dans le circuit imprimé jusqu'au côté masse. Les deux perles ferrite sur les fils de connexion des résistances 22 Ω sont également visibles.

Finalement, la **Figure 5** donne la courbe de réponse de l'ampli réglé sur la fréquence la plus basse.

Le matériel suivant a été utilisé pour effectuer les mesures :

- Wattmètre HP 432 A
- Générateur de balayage HP 8690 A
- Analyseur de courbe HP 8410 A
- Générateur de puissance AIL 124.

3. RÉFÉRENCES

VHF COMMUNICATIONS 4/1981, Pages 205-207.

CIRCUITS DE TENSION DE POLARISATION POUR LES LAMPES DES FAMILLES 2 C 39/3 CX 100

par Jan M. Noeding, LA 8 AK

Un circuit commun, pour générer la tension de polarisation grille des tubes des familles 2 C 39 et 3 CX 100 (A) est décrit au chapitre, pages 59/72. Il est reproduit en **Figure 1**. Dans ce circuit, il n'y a que le très faible courant de base du transistor qui traverse la diode, ce qui signifie qu'il fonctionne dans une plage de ses caractéristiques particulièrement défavorable. Pour cette raison, les fluctuations du courant cathode peuvent être prises pour des fluctuations de tension de polarisation.

Le circuit amélioré, donné en **Figure 2**, permet de connecter la diode dans le circuit émetteur. Le courant plus élevé passant maintenant à travers la diode, bascule son point de fonctionnement dans la portion la plus raide des caractéristiques, de façon qu'il ne résulte que de faibles fluctuations de la tension de polarisation, dans le cas de fluctuations du courant cathode.

En plus de cela, une solution a été recherchée pour indiquer le courant cathode d'un ou deux tubes sur un appareil de mesure, sans qu'il soit nécessaire pour cela de connecter un milliampèremètre dans la ligne haute tension. Dans le cas du circuit donné en Figure 1, l'appareil de mesure a été connecté dans le circuit collecteur. Pour la construction, toutefois, il a semblé plus simple de séparer l'appareil de mesure du circuit amplificateur lui-même et de la tension de polarisation. Le circuit amélioré est donné en Figure 2. Dans ce schéma, la tension de référence demeure virtuellement constante pendant le fonctionnement du/des tube(s) et l'appareil de mesure n'aura qu'un effet très faible.

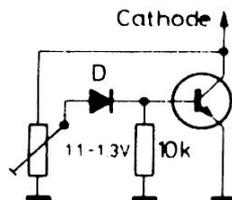


Fig. 1 : Circuit de polarisation conventionnel

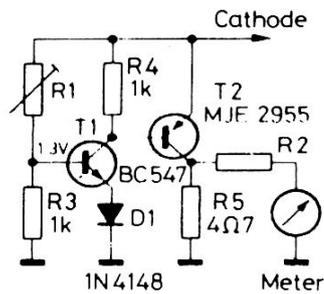


Fig. 2 : La tension de polarisation est indépendante du courant cathode

La tension de polarisation générée dans le circuit de la Figure 2 peut être calculée comme suit :

$$\begin{aligned}
 U_C &= \frac{R_1 + R_3}{R_3} \times I_C \\
 &= (R_1 + 1 \text{ k}\Omega) \times 1.3 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

Avec R en kΩ, la tension cathode résultante U_C sera en Volt. La résistance R 2 devra être sélectionnée en fonction de l'appareil de mesure utilisé.

Finalement, il faut remarquer qu'il suffit simplement que la base de T 1 soit mise à la masse afin de pratiquement supprimer le passage du courant cathode par les tubes. Le courant résiduel est alors U_C/R_1 et le courant passant par R 3 et R 4 sera d'environ 2 mA, lorsque T 2 ne conduit pas. L'erreur de mesure est donc négligeable. Ce type de "coupure" peut être utilisé, par exemple, en télégraphie.

Afin de réaliser un blocage complet, il faut que R 1 soit coupée, ce qui peut être fait au moyen d'un transistor de commutation ou un relais. Afin d'éviter le bruit en provenance de l'ampli de puissance, une autre résistance d'environ 47 kΩ devra être prévue entre cathode et masse.

RÉFÉRENCE

VHF COMMUNICATIONS 1982, Edition 3, pages 148-149.

TRANSISTORS VMOS ET AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE 144 MHz

par H. Braubach, DL 1 GBH

Depuis ces derniers temps, on trouve enfin sur le marché quelques transistors de puissance VMOS. Dans cet article, sont indiqués les avantages et les différences de ces transistors avec les MOS traditionnels et les transistors bipolaires ; des applications sont données à titre indicatif. Les trois étages amplificateurs de puissance décrits sont prévus pour s'adapter l'un à l'autre. Cela vous permettra de faire une expérimentation et de connaître un peu ces nouveaux composants. S'ils sont connectés ensemble, ces trois étages de puissance vous permettront de sortir 80 à 100 Watts en 144 MHz avec une excitation de moins de 50 mW. L'article est complété par la description des moyens de mesure et du filtre permettant d'obtenir cette puissance.

1. VMOS – INTRODUCTION

Dans un MOS-FET (transistor à effet de champ), le courant circule horizontalement dans le substrat, comme indiqué sur la **Figure 1**. La résistance, entre source et drain, dépend du potentiel appliqué sur la porte (gate). La séparation source-drain et la surface de la porte ne peut être réduite au-delà d'une certaine valeur, ce qui détermine une valeur mini pour R_{DSon} . Si le MOS-FET doit produire une certaine puissance, la valeur de R_{DSon} doit être de quelques ohms seulement sinon la dissipation en puissance dans le transistor lui-même serait trop élevée. Naturellement, il existe des MOS-FETs conventionnels de faible R_{DSon} ; cependant, ils ont alors une porte de surface assez importante, ce qui entraîne une capacité porte/source élevée. De ce fait, ces transistors ne peuvent être utilisés qu'à des fréquences basses.

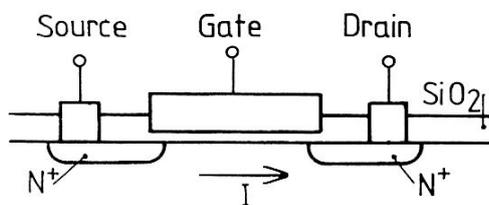


Fig. 1: Coupe verticale d'un MOS-FET traditionnel (Data Book SILICONIX V-MOS Power FET 1980).

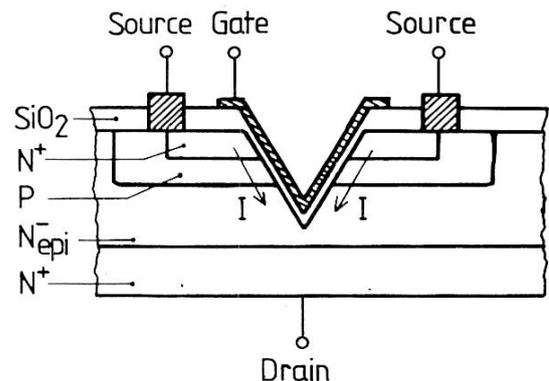


Fig. 2: Coupe verticale d'un FET V-MOS (SILICONIX).

En HF, il est possible d'obtenir environ 1 Watt avec les MOS-FETs conventionnels. Pour des puissances plus élevées – jusqu'à 120 W environ et 300 MHz en fréquence – ceci est devenu possible en utilisant la technologie MOS et avec le développement des VMOS. Le "V" désigne leur structure verticale; le courant circule verticalement dans le substrat comme indiqué **Figure 2**.

En raison de la structure en V, la largeur du canal est environ un tiers de celle des MOS classiques, ce qui réduit la Résistance-on dans les mêmes proportions. De plus, deux courants (de canal) circulent, ce qui réduit encore de moitié la Résistance-on. La structure différente du drain réduit la Résistance-on, permettant ainsi d'augmenter considérablement la valeur du courant qui circule par rapport à celui des MOS classiques de même capacité d'entrée.

Il convient de signaler quelques avantages importants des VMOS.

- Ils présentent une faible capacité de réaction.
- La capacité intrinsèque de réaction est seulement statique contrairement aux transistors bipolaires, ce qui peut donner une légère tendance à l'oscillation paramétrique.
- Les transistors VMOS ont un coefficient de température négatif, c'est-à-dire que le courant de drain diminue lorsque la température augmente. Ceci protège le transistor contre une autodestruction.
- Les transistors VMOS offrent des caractéristiques très linéaires. Le courant de repos est fixe en appliquant une tension continue, une compensation en température n'est pas nécessaire.

2. CALCULS DE BASE DES AMPLIS DE PUISSANCE A VMOS

La puissance maximum possible pouvant être obtenue avec un transistor sera de l'ordre de :

$$P = \frac{(U_{DD} - U_{DS\ on})^2}{2 \times R_L} \quad (1)$$

avec :

- U_{DD} = Tension d'alimentation
- $U_{DS\ on}$ = Tension résiduelle Drain/Source à pleine puissance
- R_L = Résistance de charge du transistor

La tension résiduelle du transistor $U_{DS\ on}$ peut être calculée à l'aide de l'équation 2 :

$$U_{DS\ on} = I_{\max} \times R_{DS\ on} \quad (2)$$

Nous pouvons voir maintenant l'effet de l'impédance du transistor $R_{DS\ on}$ dont on a parlé dans le paragraphe 1. Une résistance plus élevée donne une tension résiduelle $U_{DS\ on}$ élevée et une tension de sortie plus faible. La puissance maximale de sortie

P_{out} est donnée dans les notes d'application du fabricant. La résistance de charge du transistor R_L peut être calculée selon l'équation 3 :

$$R_L = \frac{(U_{DD} - U_{DS\ on})^2}{2 \times P_{out}} \quad (3)$$

Enfin, la quatrième équation est donnée, permettant de calculer le gain possible en dB :

$$G_p = 10 \log \left[\frac{g_m^2 \times R_s}{R_L (1/R_{out} + 1/R_L)^2} \right] \quad (4a)$$

Après deux simplifications, on obtient :

$$G_p = 10 \log \left[\frac{g_m^2 \times R_s}{\frac{R_L + 2R_{out}}{R_{out}^2} + \frac{1}{R_L}} \right] \quad (4b)$$

ou :

- g_m = Pente du transistor
- R_s = Résistance de source
- R_L = Résistance de charge
- R_{out} = Impédance de sortie
- G_p = Gain en puissance (dB)

Comme on peut le voir avec l'équation 4b, le gain en puissance est influencé par 1/R_L au dénominateur, donc quand R_L augmente, le gain augmente aussi. Toutefois, comme R_L est également au dénominateur de l'équation 1, la puissance maximum de sortie chutera en même temps. Ceci signifie qu'il n'est pas possible d'obtenir en même temps gain maximum et puissance de sortie maximum.

2.1. Transistors VMOS utilisés

Les transistors utilisés sont les DV 2805, DV 2810 et DV 2880 de SILICONIX. Ils font partie d'une série de 6 FETs améliorés du type N, DV 2805/10/20/40/80/120. Le nombre "28" désigne la tension d'alimentation de 28 V, et les 2 ou 3 derniers chiffres indiquent la puissance de sortie maximale. Le sigle DV désigne les types VHF dans la gamme des 175 MHz.

Tous ces transistors ont un faible facteur de bruit et peuvent supporter n'importe quel TOS, il n'y a pas de risque d'emballement thermique et peuvent, par une simple polarisation, fonctionner en classe A, B et C avec une grande dynamique.

Lorsqu'ils sont montés en source commune, le gain nominal en puissance est de l'ordre de 10 dB. Ils sont disponibles sous divers boîtiers : "W" ou "S" (voir **Figure 3**). Ceux de très forte puissance sont en boîtiers "W" ou "U" (comme S mais plus grands) et "T". Les plus avantageux pour les radio-amateurs sont ceux en boîtiers "W". En **Table 1**, vous trouverez les caractéristiques principales des FETs utilisés ici.

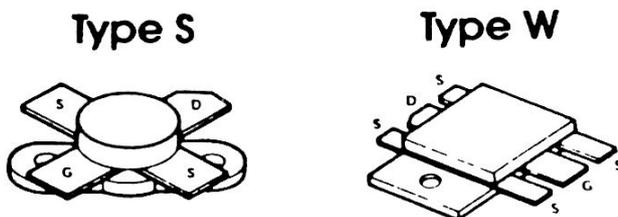


Fig. 3 : Différents types de boîtiers des V-MOS FET utilisés.

Table 1 : Spécifications les plus importantes des V-MOS utilisés

Caractéristiques	DV 2805	DV 2810	DV 2880
Valeurs limites absolues à 25° C :			
Tension Porte-Source	40 V	40 V	40 V
Tension Drain-Source	80 V	80 V	80 V
Tension Drain-Porte	80 V	80 V	80 V
Courant Drain	0,5 A	1 A	8 A
Puissance dissipée à 25° C (T° boîtier)	10 W	20 W	160 W
Valeurs dissipable à $U_{DS} = 28 \text{ V}$, $f = 175 \text{ MHz}$			
Puissance de sortie P_{out}	5 W min.	10 W min.	80 W min.
Rendement Drain	60 % typ.	60 % typ.	65 % typ.
Pente g_m à 0,5 I_D max.	65 mS typ.	130 mS typ.	800 mS min.
Capacitance d'entrée à $U_{GS} = 0 \text{ V}$	12 pF typ.	22 pF typ.	210 pF max.
Capacitance de sortie C_{OSS} à $U_{GS} = 0 \text{ V}$	11 pF typ.	21 pF typ.	175 pF max.
Capacité de réaction C_{RSS} à $U_{GS} = 0 \text{ V}$	1,5 pF typ.	3 pF typ.	25 pF max.
Chiffre de bruit à 0,05 I_D max.	6,8 dB typ.	6,8 dB typ.	4,0 dB typ.
Impédance du transistor $R_{DS\ on}$	1 Ω	1 Ω	0,5 Ω

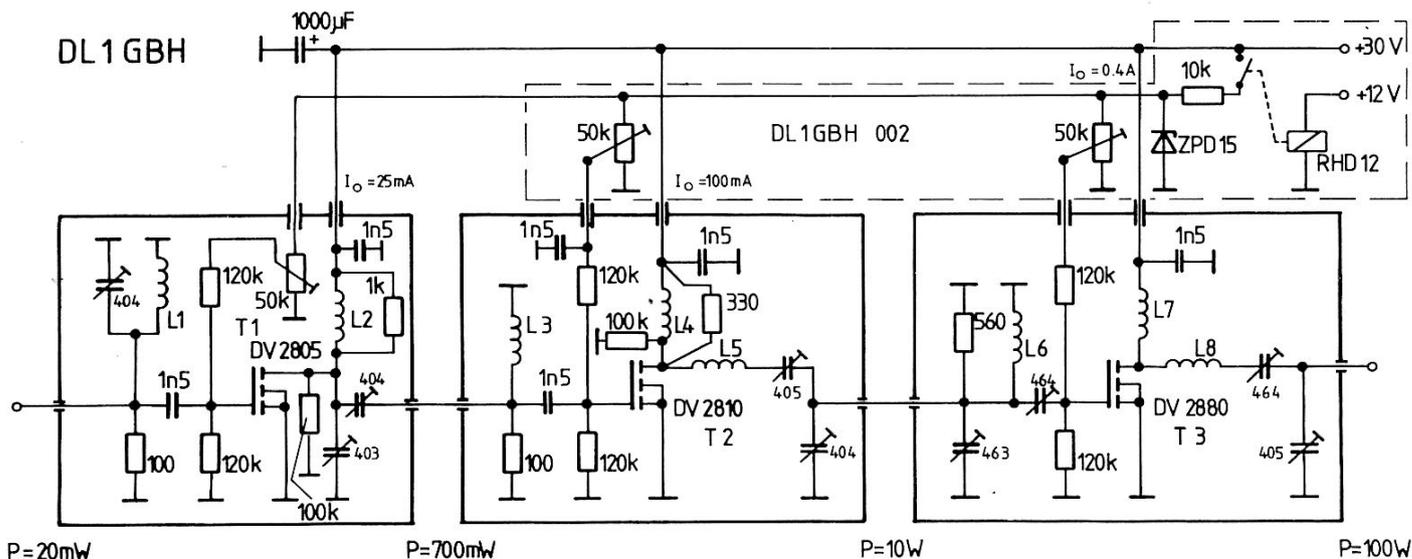


Fig. 4 : Schéma des 3 étages amplificateurs 144 MHz

3. SCHÉMA DES TROIS ÉTAGES D'AMPLIFICATION

Le montage doit permettre, en partant de 100 mW à l'entrée, d'obtenir environ 100 W en sortie. Naturellement, il n'est pas possible d'avoir 30 dB de gain avec un seul transistor, trois étages d'amplification seront nécessaires. Ces étages sont conçus pour présenter une impédance d'entrée et de sortie de 50 ohms, ce qui facilitera les réglages et permettra éventuellement de les utiliser séparément. Les points particuliers du circuit vont être décrits brièvement, en commençant par l'étage de sortie. Le schéma général est donné en **Figure 4**.

3.1. L'étage final de 100 Watts

Un transistor type DV 2880 est utilisé pour cet étage ; il délivrera environ 100 W PEP à 145 MHz avec un gain de 10 dB alimenté sous 30 V. Calculons la résistance de charge R_L en partant de :

$$\begin{aligned} R_{DSon} &= 0,5 \Omega \\ I_{max} &= 5 \text{ Amp.} \\ U_{DD} &= 30 \text{ V} \\ P_{out} &= 100 \text{ W} \end{aligned}$$

Avec la formule 2, on obtient :

$$U_{DSon} = 0,5 \Omega \times 5 \text{ A} = 2,5 \text{ V}$$

Avec la formule 3 :

$$R_L = \frac{(30 \text{ V} - 2,5 \text{ V})^2}{2 \times 100 \text{ W}} = 3,28 \Omega$$

Il faut donc transformer l'impédance de sortie en impédance de charge de 3,28 Ω . Ceci sera réalisé à l'aide du circuit de la **Figure 5**. La self L_p forme avec la capacité CDS du transistor, un circuit résonnant parallèle ; ainsi cette capacité est neutralisée. La charge de 50 Ω présente à la prise de sortie est transformée par L_s , C_s et C_p pour être vue par le transistor comme une impédance de 3,28 Ω .

Fig. 5 : Circuit adaptateur de la sortie de l'étage 100 W.

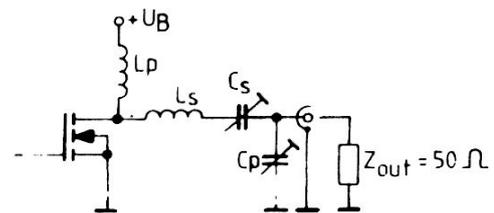
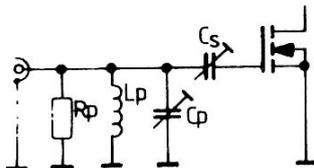


Fig. 6 : Circuit adaptateur de l'entrée de l'étage 100 W.

L'adaptation de l'entrée est réalisée selon le même principe (**Figure 6**). Afin d'éviter des oscillations parasites, une résistance entre 100 Ω et 680 Ω est connectée en parallèle sur l'entrée. Pour cet étage d'amplification, une résistance de 560 Ω convient très bien.

Le courant de repos est simplement fixé par un diviseur de tension qui doit impérativement présenter une impédance élevée (**Figure 7**), puisque l'entrée est à très haute impédance en tension continue. C'est pour cette raison qu'il y a risque de destruction en cas de décharge d'électricité statique. Il en est de même pour tous les MOS. Il convient donc d'abord de souder les résistances à la masse avant de mettre les transistors en place.

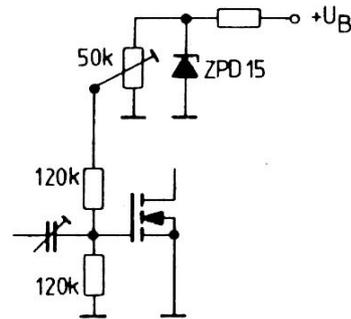


Fig. 7 : Réglage du point de fonctionnement d'un V-MOS.

3.2. L'étage 10 Watts

L'étage pilote doit fournir 10 W sous 50 Ω . Un transistor DV 2810 est utilisé. L'impédance de charge peut être calculée de la façon suivante :

$$U_{DS\ on} = 0,5\ \Omega \times 1\ A = 0,5\ V$$

$$R_L = \frac{(29,5\ V)^2}{2 \times 10\ W} = 43,5\ \Omega$$

L'adaptation de l'entrée et de la sortie est réalisée selon le même principe que pour l'étage 100 W. Comme vous pouvez le voir, Figure 4, l'adaptation du circuit d'entrée est quelque chose de très simple.

3.3. L'étage 1 Watt

L'étage 10 W donnant approximativement 12 dB de gain au lieu des 10 prévus, le premier étage équipé d'un VMOS DV 2805 ne devra donner que 700 mW. Pour cet étage, on peut effectuer les mêmes calculs que précédemment :

$$U_{DSon} = 1\ \Omega \times 0,3\ A = 0,3\ V$$

Cette chute de tension peut être négligée.

$$R_L = \frac{(30\ V)^2}{2 \times 0,7\ W} = 642\ \Omega$$

Ce qui signifie qu'il va falloir transformer les 50 Ω d'impédance à l'entrée en 642 Ω à l'aide d'un circuit d'adaptation. Ceci est effectué par le circuit de la **Figure 8**. Le principe d'adaptation est sensiblement le même que celui utilisé pour les deux autres étages.

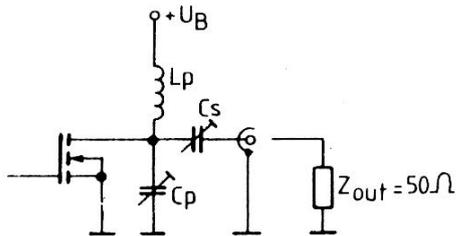


Fig. 8 : Adaptation de la sortie Hte impédance de l'étage 1 W

3.4. Composants spéciaux

- L 1 : 2 tours, fil de cuivre argenté de \varnothing 1 mm, bobiné sur air, \varnothing 5 mm, long. 15 mm
- L 2 : 1 tour, fil de cuivre argenté de \varnothing 2 mm, bobiné sur air, \varnothing 5 mm, long. 5 mm
- L 3 : 1,3 tour, fil de cuivre argenté de \varnothing 1 mm, bobiné sur air, \varnothing 5 mm
- L 4 : 9 tours, fil de cuivre argenté de \varnothing 1 mm, bobiné sur air, \varnothing 5 mm, long. 15 mm
- L 5 : 4 tours, fil de cuivre argenté de \varnothing 1 mm, bobiné sur air, \varnothing 5 mm, long. 5 mm
- L 6 : 2 tours, fil de cuivre argenté de \varnothing 2 mm, bobiné sur air, \varnothing 5 mm, long. 15 mm
- L 7 : 3 tours, fil de cuivre argenté de \varnothing 1 mm, bobiné sur air, \varnothing 5 mm, long. 7 mm
- L 8 : 0,5 tour, fil de cuivre argenté de \varnothing 2 mm, bobiné sur air, \varnothing 15 mm

9 condensateurs ajustables mica visibles sur la Figure 4

Les condensateurs de liaison de 1,5 nF à l'entrée des deux premiers étages sont des condensateurs au mica.

Des condensateurs céramiques multicouches d'environ 1 nF sont utilisés pour le découplage de la tension drain. Un potentiomètre multitours (10) devra être utilisé pour le réglage de la tension de polarisation porte. Les condensateurs de traversée sont du type à vis et écrou ; leur valeur sera de 1 à 2 nF.

4. MONTAGE DES AMPLIS

Un circuit imprimé universel identique est prévu pour les trois étages (**Figure 9**). Il mesure 105 mm x 54 mm et est réalisé sur une plaque en fibre de verre epoxy de 1,5 mm d'épaisseur.

Chaque circuit imprimé est livré avec la découpe effectuée, ainsi le transistor peut être fixé directement dessus. Les composants sont soudés directement sur la face cuivrée du circuit imprimé. Chaque étage amplificateur est monté dans un boîtier en aluminium. Ces boîtiers sont à préparer comme indiqué sur la **Figure 10**. Les deux trous M3 seront percés sur le petit côté de sortie, sur seulement le module 100 W, car on utilise un connecteur "N" ayant le même perçage qu'une fiche BNC. Le trou central au fond du boîtier est destiné à la fixation du transistor.

La position de ce trou sera pointée en présentant le circuit imprimé dans le boîtier. Les quatre trous au fond du boîtier sont destinés à la fixation du refroidisseur, et cela sur les deux derniers étages de puissance. Ils seront prévus pour des vis de fixation de 2,5 mm. Il n'est pas nécessaire de les percer pour le module 1 W. Les trous sur le côté le plus long sont faits pour les condensateurs de traversée et ceux sur les petits côtés pour les connecteurs BNC à écrou.

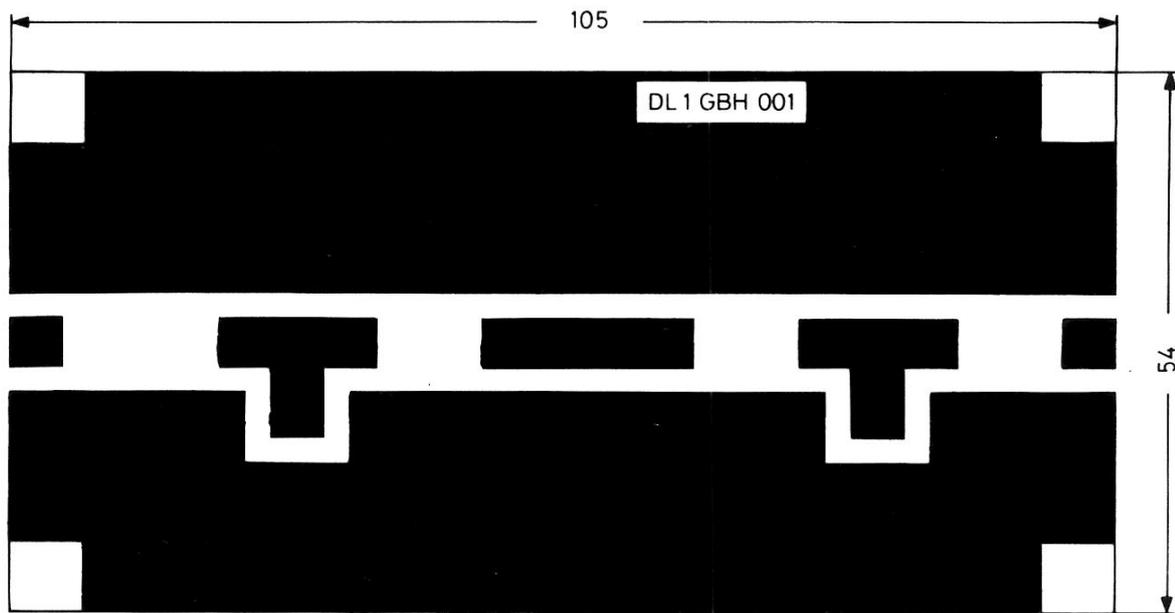


Fig. 9 : Circuit imprimé simple face universel DL 1 GBH 001

Vous pouvez maintenant commencer le montage des platines en vous reportant aux **Figures 11** (1 W), **12** (étage 10 W) et **13** (étage 100 W).

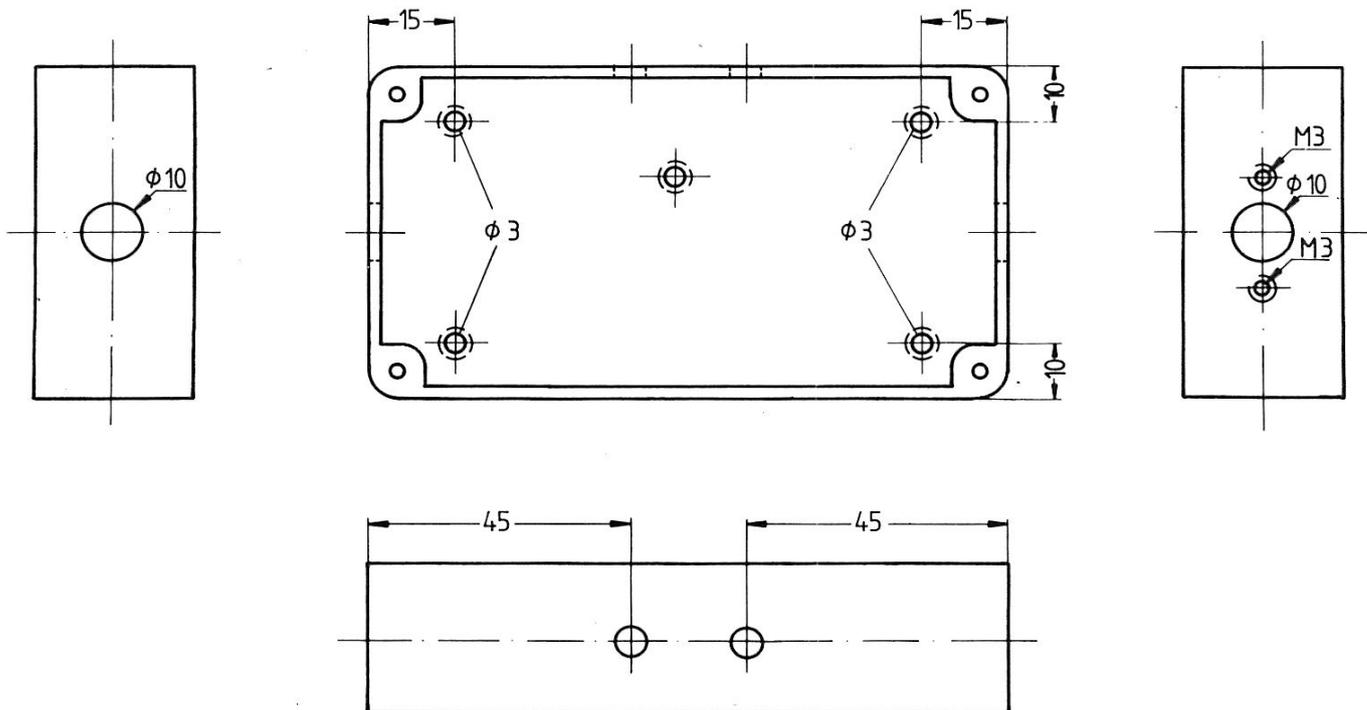


Fig. 10 : Plan de perçage des boîtiers en aluminium

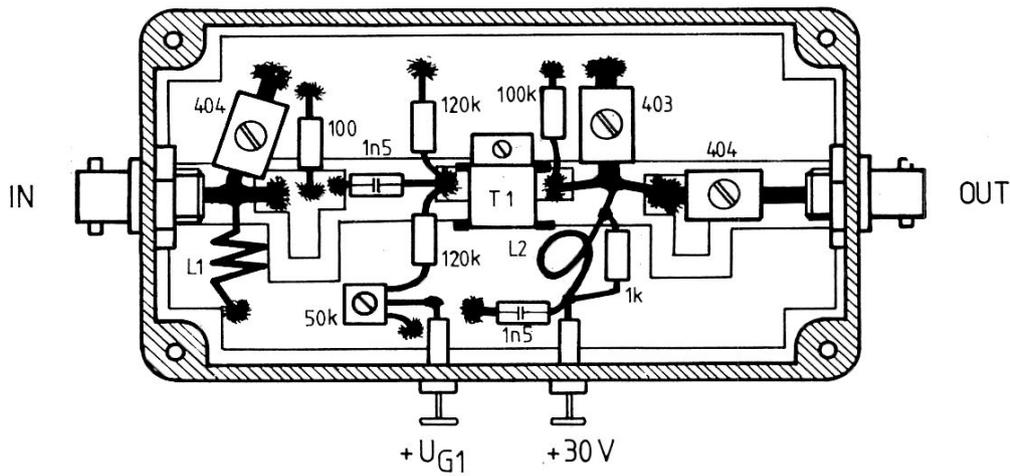


Fig. 11 :
Montage de l'ampli
de 1 W

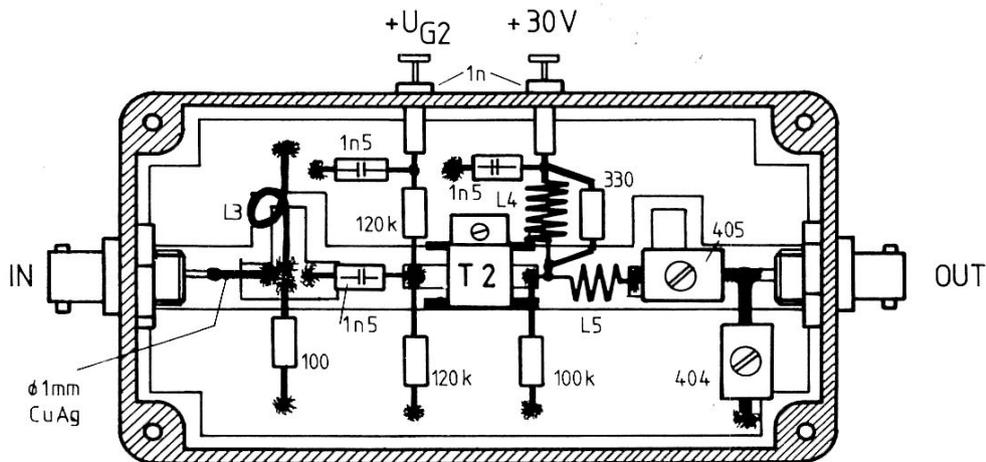


Fig. 12 :
Montage de l'ampli
de 10 W

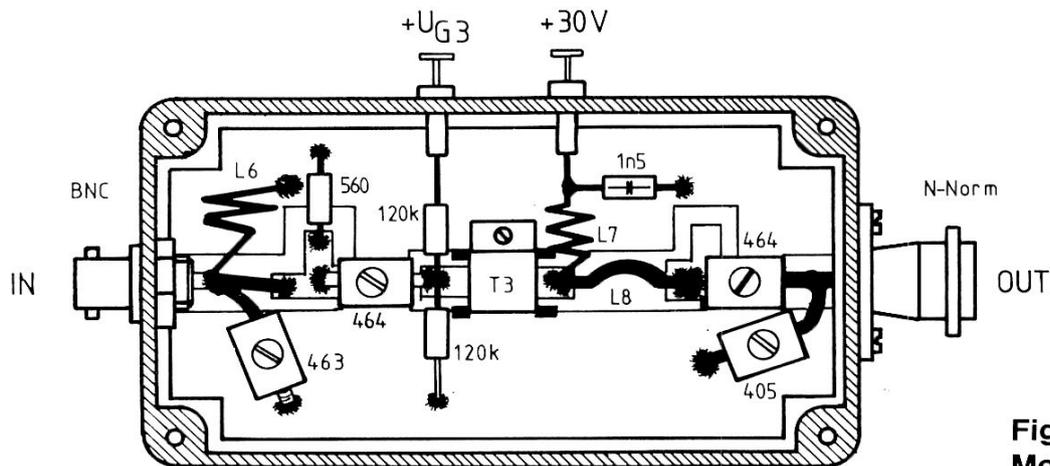


Fig. 13 :
Montage de l'ampli
de 100 W

Commencer le montage en mettant en place les résistances, puis les transistors ; les selfs et les condensateurs ne seront montés qu'ensuite. La **Figure 14** montre la photo de l'ampli 1 W. Les deux étages de puissance sont montés juxtaposés, un petit circuit imprimé situé entre eux comporte les circuits de polarisation (voir **Figure 15**). Le circuit

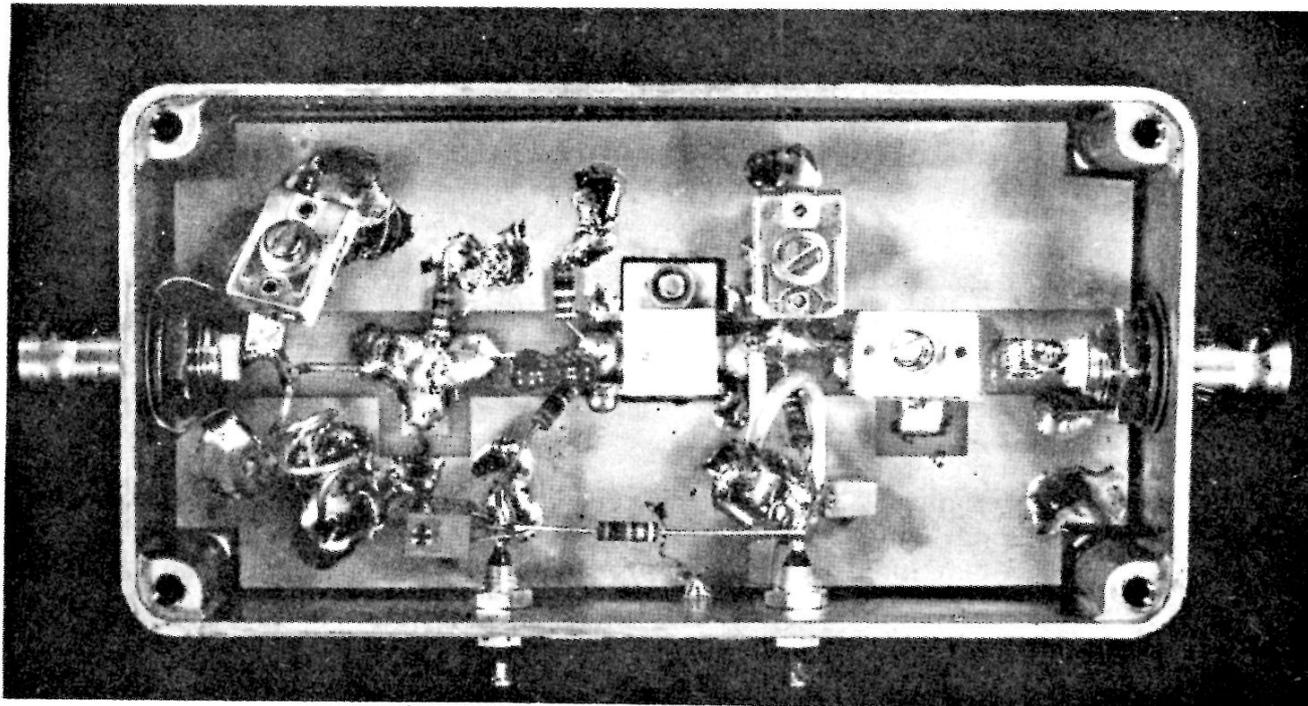


Fig. 14 : Photo du prototype de l'auteur, Module 1 W

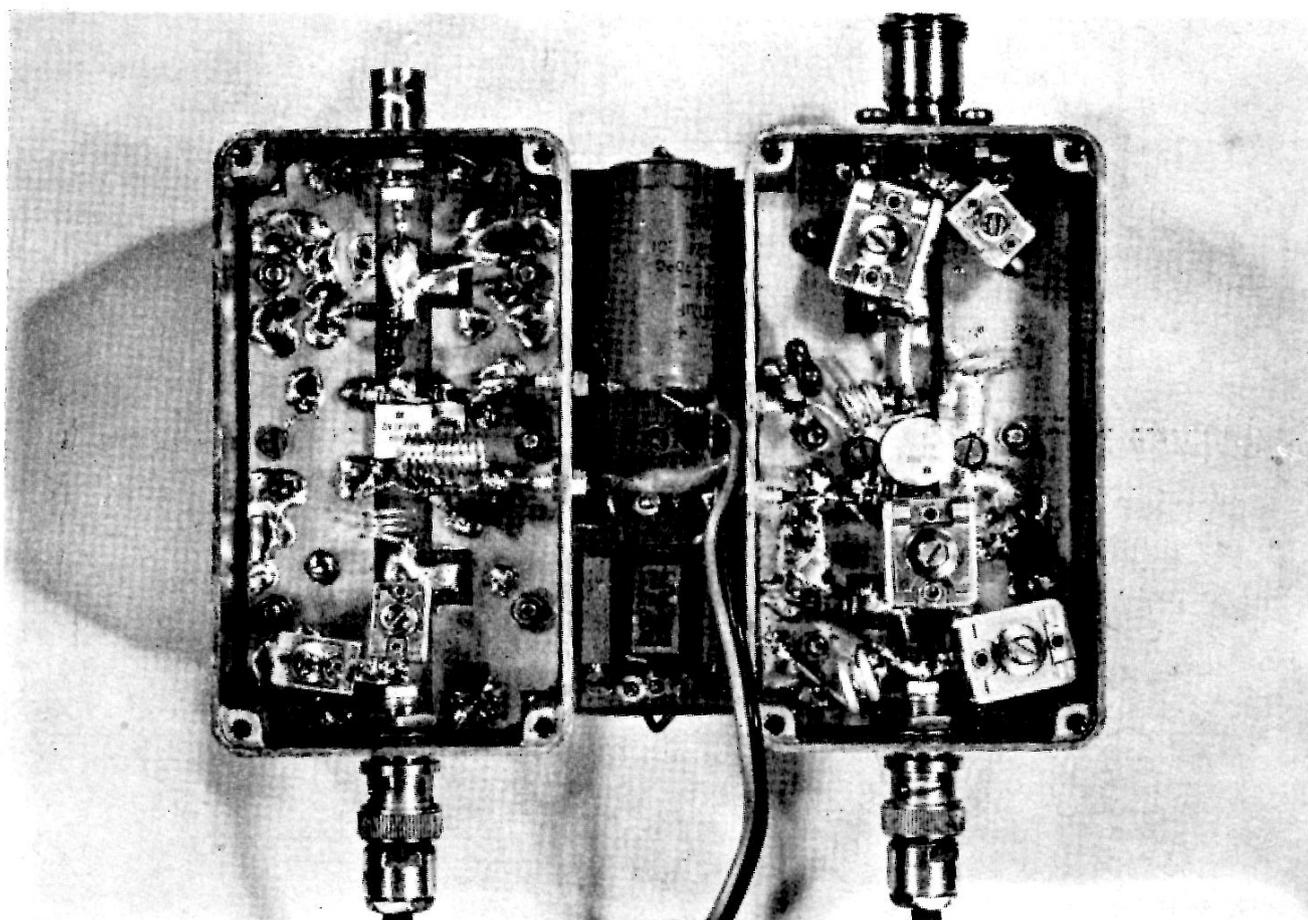


Fig. 15 : Les amplis de 10 et 100 W montés sur un refroidisseur, de part et d'autre du circuit de polarisation DL 1 GBH 002

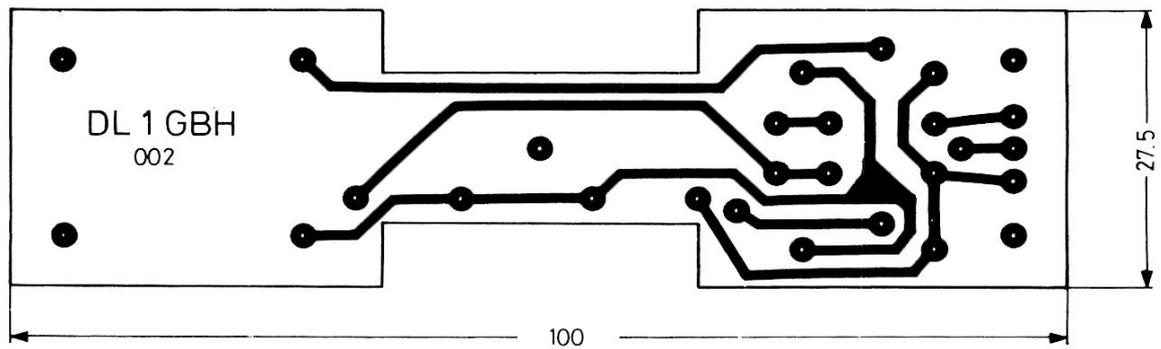


Fig. 16 : Dessin du circuit imprimé simple face DL 1 GBH 002

DL 1 GBH 002, de 100 mm x 30 mm, montré en **Figure 16**, comporte deux multiteurs, un relais, une diode zéner, un électrochimique de 1 000 yF et différents points de liaison. La **Figure 17** montre l'implantation des composants sur ce petit circuit ainsi que les différentes connexions entre modules. Noter que seuls les deux boîtiers des étages basse et moyenne puissance sont revêtus de leur couvercle, pour celui de 100 W, les pertes dues aux courants HF induits dans le couvercle seraient loin d'être négligeables, il ne serait pas alors possible d'obtenir la totalité de la puissance prévue.

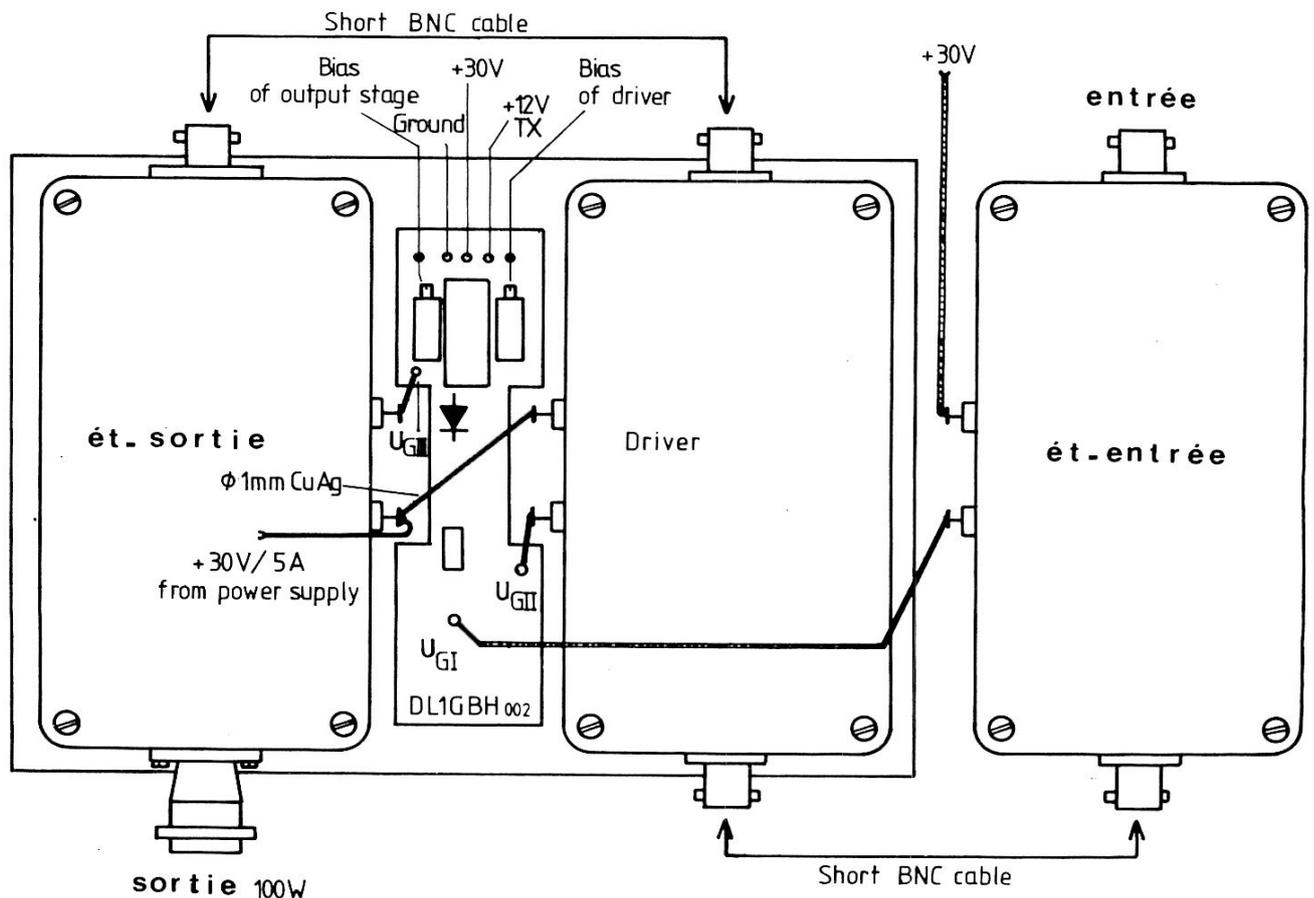


Fig. 17 : Montage et connexions des trois amplis formant un linéaire de 37 dB de gain et 100 W de puissance

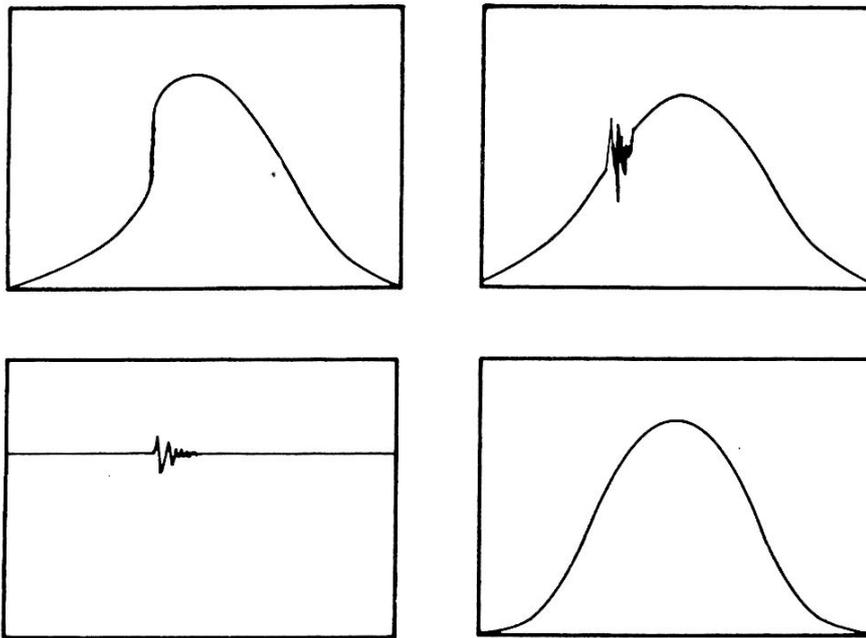


Fig. 18 : Les quatre dessins montrent différentes courbes de réponse en fréquence.

Haut à gauche : Tendence à l'oscillation due à un surcouplage

Haut à droite : Légère oscillation de l'ampli

Bas à gauche : Forte oscillation en permanence

Bas à droite : Courbe de réponse correcte

5. ALIGNEMENT DES AMPLIS

Tout amateur ayant déjà construit un ampli de puissance, utilisant un transistor assez cher et devant l'aligner, sait le risque latent d'autodestruction du transistor. Ici, le danger est réel. Ce sont les oscillations parasites qui occasionnent une brusque augmentation du courant. Ceci peut être évité en n'envoyant pas un signal continu de fréquence fixe, mais en y appliquant un signal de fréquence variable dans une bande de fréquence assez large. Si la variation de fréquence et sa vitesse sont assez grandes, le transistor ne sera jamais très longtemps en condition critique. Une tendance à l'oscillation ainsi que d'autres instabilités se voient fort bien sur une courbe de réponse. La **Figure 18** en montre quelques types. Il est également intéressant de contrôler l'adaptation de l'entrée en y plaçant un réflectomètre entre le générateur et le premier étage d'amplification à régler.

5.1. Réglage des courants de repos

Pour régler les courants de repos, chaque étage amplificateur sera chargé à l'entrée et à la sortie sur 50Ω . Avant d'appliquer les tensions de polarisation, assurez-vous que les potentiomètres ont leur curseur au potentiel de la masse. Appliquer ensuite les tensions d'alimentation de + 30 V (maxi 5 A) et de 12 V pour le relais. Régler les courants de repos aux valeurs suivantes :

- Etage 1 W : 10 = 25 mA
- Etage 10 W : 10 = 100 mA
- Etage 100 W : 10 = 400 mA

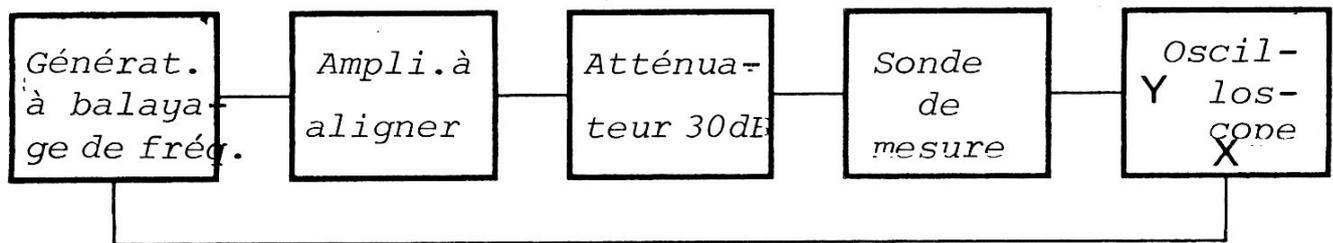


Fig. 19 : Equipement de mesures pour l'alignement ; l'atténuateur doit pouvoir supporter la totalité de la puissance de sortie

Le courant augmente graduellement lorsque augmente la tension porte. Toute augmentation brutale est un signe d'oscillation parasite. Dans ce cas diminuer la tension porte et retoucher légèrement au réglage des condensateurs. Reprendre ensuite le réglage des condensateurs de repos.

5.2. Alignement VHF

Pour effectuer ces réglages, il faut connecter les appareils comme indiqué sur la **Figure 19**. Connecter d'abord seulement le module 1 W et l'aligner sur la puissance maximale. Une courbe de réponse en fréquence sans discontinuité doit être obtenue. Elle doit être similaire à celle du bas à droite de la Figure 18. Une fois l'étage de 1 W correctement aligné, procéder de même pour celui de 10 W. Lorsque le deuxième a été réglé, connecter le module 100 W et l'aligner de la même façon. Après cela, il est possible de retoucher légèrement aux condensateurs pour obtenir de l'ensemble la puissance maximale en sortie tout en conservant une réponse en fréquence très bonne. Sur le prototype, l'auteur a obtenu une puissance de sortie de 100 W avec une excitation de 20 mW. Dans tous les cas, il sera possible d'obtenir sans problème 80 Watts.

La Table 2 donne le résultat des mesures effectuées sur le prototype.

6. RÉFÉRENCES

VHF COMMUNICATIONS, 3/83, Pages 130-140.

P_{in}/dBm	P_{in}/mW	P_I/dBm	P_I/mW	P_{II}/dBm	P_{II}/W	P_{III}/dBm	P_{III}/W
5	3.2	19.4	87	35.0	3.16	42.5	17.8
6	4	20.2	105	36.0	3.98	43.3	21.4
7	5	21.2	132	36.8	4.79	44.3	26.9
8	6.3	22.1	162	37.6	5.75	45.5	35.5
9	7.9	23.1	204	38.3	6.76	46.8	47.9
10	10.0	23.9	245	38.8	7.59	48.1	64.6
11	12.6	24.8	302	39.3	8.51	48.8	75.9
12	15.9	25.8	380	39.7	9.33	49.3	85.1
13	20.0	26.8	479	40.0	10	50.0	100

Table 2 : Valeurs mesurées sur l'étage 1 W (I), sur les étages 1 et 10 W (II), et sur les trois étages connectés ensemble (III)

AMPLI LINEAIRE 10 W, BANDE 23 CM

par Konrad Hupfer, DJ 1 EE

Quoiqu'il existe sur le marché des amplis de puissance de SHF pour la bande des 23 cm, nous espérons que le circuit qui va être décrit intéressera ceux qui souhaitent construire leur matériel pour cette bande. Avec une puissance de 10 W, cet ampli à un seul étage permettra déjà des liaisons assez intéressantes. Bien sûr, il sera toujours possible d'utiliser cet ampli comme exciteur pour un linéaire à tubes de puissance plus élevée, placé au pied de l'antenne ou juste sous le toit. C'est un avantage pour travailler avec le transposeur-L d'Oscar 10.

Le transistor utilisé dans cet ampli est déjà commercialisé depuis plusieurs années et il a déjà fait l'objet de plusieurs expérimentations. Au début, il paraissait un peu cher pour être utilisé dans un linéaire amateur et être publié. Bien qu'il ne puisse être classé dans les transistors bon marché, l'auteur considère qu'on ne peut toujours attendre qu'un transistor ne vaille plus que quelques dizaines de francs, car les linéaires commerciaux disponibles ne sont pas monnaie courante et de plus, ils coûtent assez cher.

Afin que le circuit reste de faible coût, il a été conçu en demi "impression" seulement, les lignes sont réalisées en circuit imprimé epoxy. Les éléments d'accord ont été choisis de façon à ne pas augmenter le coût de la réalisation. On aurait pu améliorer le gain en utilisant des ajustables à air spéciaux pour micro-ondes (Johnson, Tekelec...), ce qui aurait simplifié l'alignement.

1. CIRCUIT

Comme cela peut être vu sur le schéma de la **Figure 1**, les circuits d'entrée et de sortie possèdent chacun deux ajustables de façon à pouvoir compenser les tolérances des transistors et celles du montage – soudure de l'émetteur, connexions base et collecteur. Ceci signifie que ce type de construction peut être également utilisé en expérimentation. Le "montage UHF" n'est pas critique et une précision au 1/10 de millimètres n'est pas requise.

Comme l'on en a souvent parlé dans le cas des amplis UHF, une connexion de masse est nécessaire pour relier les deux faces du circuit en se servant du support de l'émetteur. Ceci est réalisé à l'aide d'un petit morceau de cuivre (épaisseur environ 1/10 de millimètre).

La tension collecteur est appliquée à l'aide d'un bout de fil étamé de 0,8 mm de diamètre et long de 15 mm.

Une attention particulière a été apportée à la génération du courant de repos et à sa stabilisation. Un circuit spécialisé (LM 723) délivre une tension de polarisation de base ajustable (R6) sous une impédance approximative de 50 Ω à l'aide d'un transistor T2. Une augmentation de la température du support de l'émetteur de T1 (transistor UHF), réchauffe la diode D1 fixée sur ce support. Cette diode agit sur la stabilisation en tension, il y a donc rétroaction sur la tension de polarisation.

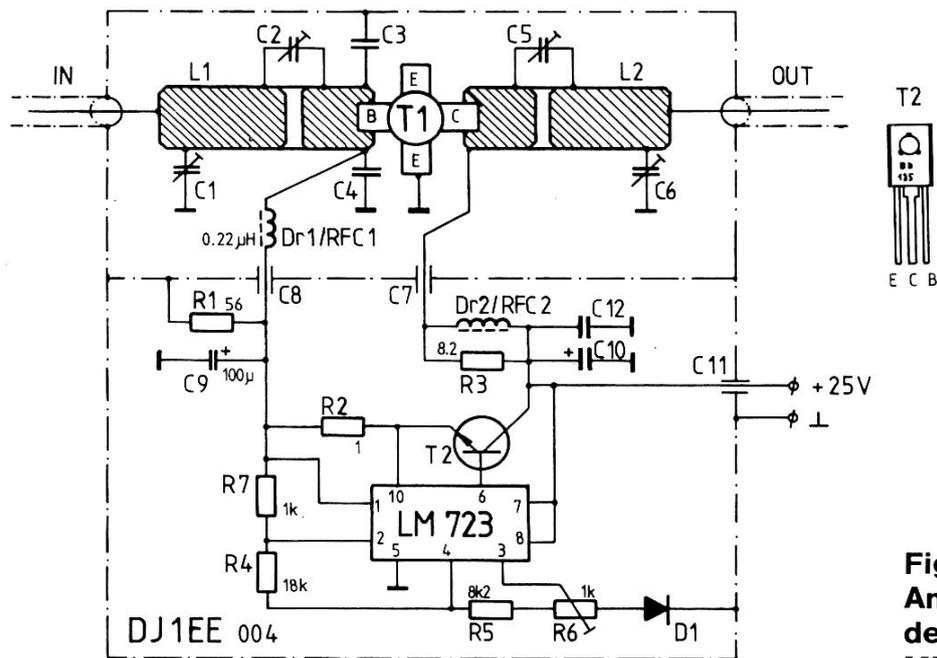


Fig. 1 :
Amplificateur linéaire
de 10 Watt pour le 1296
MHz à un seul étage

Cet ampli linéaire étant destiné à être connecté à un "transverter" classique donnant une puissance de sortie de 1 à 2 Watts, les connexions UHF seront réalisées avec du câble coaxial (préférer du câble PTFE) et soudées directement aux entrée et sortie des appareils. Elles seront coupées à la longueur adéquate selon l'application en question.

2. COMPOSANTS

T1	:	BLW 98 (Philips) ou TH 598 (Thomson-CSF)
T2	:	BD 145 ou transistor NPN silicium équivalent (45 V/1,5 A)
I1	:	LM 723 régulateur de tension
D1	:	1 N 4001 ou diode équivalente 1 A
C1, C6	:	Ajustable plastique 6 pF, Philips : gris
C2, C5	:	Ajustable plastique 5 pF, Seiko : vert
C7, C8, C11	:	Condensateurs de traversée à souder : 100 pF environ
C9	:	Electrochimique 100 μ F/6 V
C10	:	Condensateur tantale environ 4,7 μ F/30 V
C12	:	Condensateur disque céramique environ 1 nF
RFC 1	:	Self de choc miniature 0,22 μ H (Delevan)
RFC 2	:	Self de choc ferrite 6 trous (Philips)
L1, L2	:	Bouts de circuit imprimé double face, 1,4 mm d'épaisseur soudés sur la masse du circuit DJ 1 EE 004 comme sur la Figure 3
R1	:	56 Ω
R2	:	1 Ω
R3	:	8,2 Ω
R4	:	18 k Ω
R5	:	8,2 k Ω
R6	:	Potentiomètre ajustable 1 k Ω
R7	:	1 k Ω

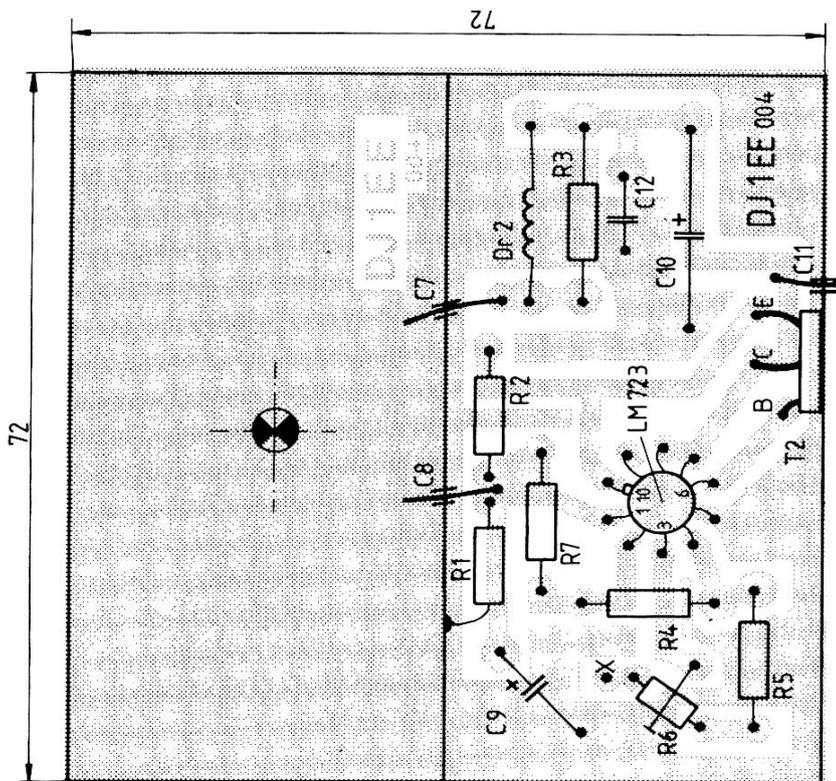


Fig. 2 :
Dessin du circuit imprimé
sur epoxy DJ 1 EE 004

3. CONSTRUCTION

L'ampli est réalisé sur une plaque de fibre de verre epoxy simple face de 72 x 72 mm. Ce circuit porte la référence DJ 1 EE 004 et est représenté **Figure 2**. Il est prévu pour aller dans une boîte métallique de 74 x 74 mm. Le circuit imprimé et la boîte devront être montés à l'aide de vis sur un refroidisseur suffisamment proportionné ; le transistor sera boulonné.

Côté ampli UHF, aucun dessin n'a été gravé. Un trou est percé au centre de cette partie pour y fixer le transistor T1 de façon à ce que les pattes de l'émetteur soient bien à plat avec la masse du circuit. La **Figure 3** montre l'emplacement des lignes L1 et L2 ainsi que des ajustables, condensateurs fixes, selfs de base et de collecteur. Sur la figure, on ne voit pas la partie centrale destinée à former une séparation entre la partie UHF et l'alimentation.

Sur la **Figure 4**, vous pouvez voir les détails du montage du transistor UHF et de la diode servant à la compensation de température. Le prototype ne fait pas très professionnel (**Figure 5**) car le circuit a été découpé à la main. Sur la photo, en raison des reflets de la soudure, il est difficile de voir les lignes, les ajustables et les condensateurs. Les trous que vous pouvez apercevoir sur le refroidisseur, n'ont rien à voir avec cette réalisation, ils étaient utilisés déjà pour une réalisation précédente.

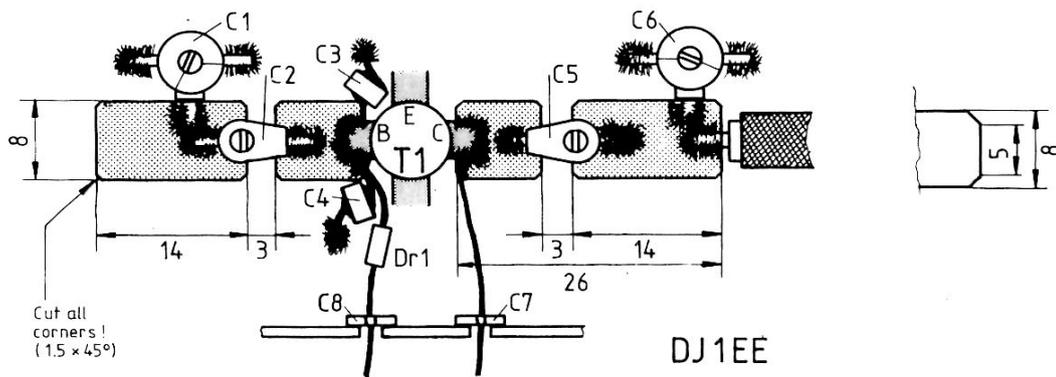


Fig. 3 : Dimensions et emplacement des lignes réalisées en circuit imprimé PTFE double face

Fig. 4 :
Détail du montage du transistor UHF et de la diode D1 pour la compensation en température du courant de repos

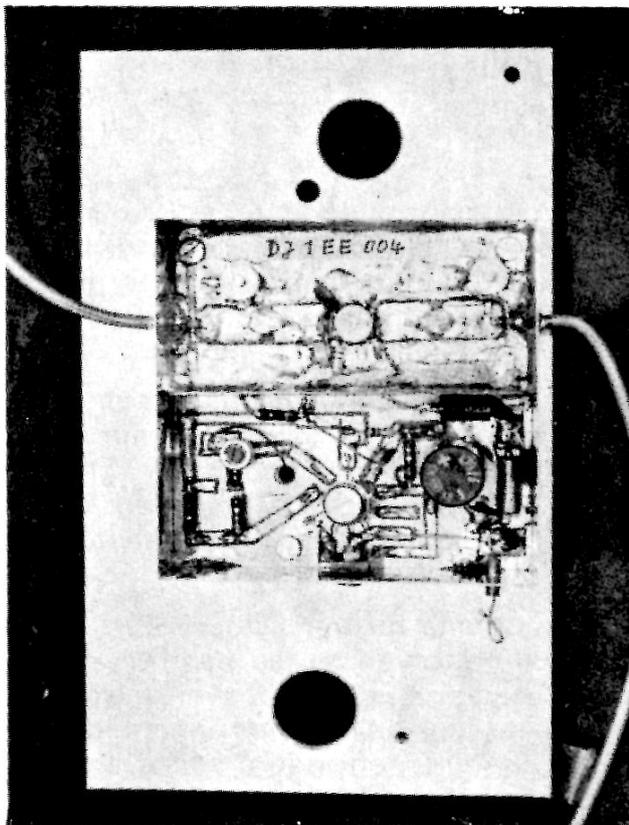
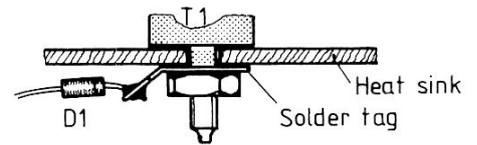


Fig. 5 :
Photo du prototype, dans un boîtier métallique monté sur un ancien refroidisseur

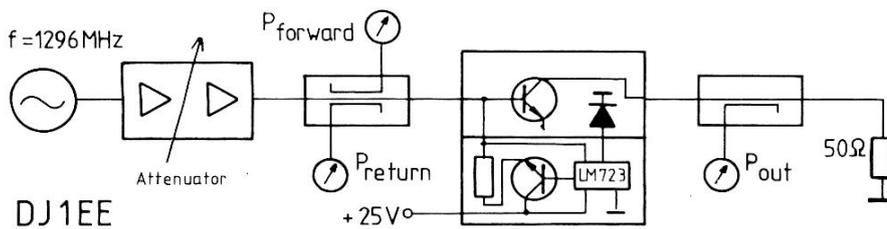


Fig. 6 :
Alignement et circuits de mesure

4. CONNEXIONS ET ALIGNEMENT

Vérifier le câblage de l'ampli linéaire et l'emplacement correct de tous les composants. D'abord régler tous les ajustables à mi-course. Il est conseillé de vérifier en premier la tension de commande du circuit V_{BE} en plaçant une diode classique de 1 A au lieu de la base du transistor UHF.

A l'aide du potentiomètre R6, la tension doit pouvoir varier de 0,4 à 0,8 V. Si c'est le cas, la régler exactement à 0,5 V, enlever le montage en volant. Souder, maintenant, la base de T1.

Pour passer à l'étape suivante, la sortie de l'amplificateur doit être reliée à une charge de 50Ω – mieux encore, à un wattmètre ou un réflectomètre.

Le circuit peut maintenant être alimenté sous 25 Volts, le courant de repos collecteur sera ajusté à 250-300 mA à l'aide de R6. L'alignement UHF final sera fait selon le montage de la **Figure 6**, en augmentant lentement l'excitation UHF et en contrôlant cela sur le réflectomètre calibré.

Les circuits d'adaptation seront alignés alternativement par C5 et C6 pour la sortie et par C1 et C2 pour l'entrée afin d'obtenir un maximum de puissance. La puissance de sortie devrait être d'environ 10 Watts pour une excitation de 3 Watts. Le courant collecteur doit passer de la valeur du courant de repos à 0,9 – 1 A environ.

Enfin, l'auteur voudrait signaler l'expérimentation récente qu'il a faite avec de nouveaux transistors de NEC, le NEC 1310 81-12. En utilisant un circuit similaire à celui qui vient d'être décrit, les valeurs préliminaires suivantes ont été mesurées :

Tension de service	:	13,5 V
Courant de repos	:	170 mA
Puissance d'excitation	:	4 W
Puissance de sortie	:	17 W
Rendement environ	:	45 %

5. RÉFÉRENCES

MOTOROLA RF-Data Manual 1980.

VHF COMMUNICATIONS, 3/83, Pages 130-140.

VHF COMMUNICATIONS ...

VOUS CONNAISSEZ ?



Publiée trimestriellement, en anglais, VHF COMMUNICATIONS, est en tête des revues spécialisées dans les VHF et les UHF. Mondialement diffusée, elle est l'une des meilleures (pour ne pas dire LA meilleure) des revues pour Amateurs, dans ce domaine.

Conçue par un groupe de radioamateurs sérieux, elle présente des montages de pointe et se fait un point d'honneur, à ne publier que des descriptions exactes, détaillées, minutieusement contrôlées et expérimentées.

Chaque trimestre, elle traite de convertisseurs FET, 144 MHz, de convertisseurs 70 cm et 24 cm, de récepteurs VHF transistorisés à technologie 9 MHz, avec filtres à quartz, circuits intégrés, d'émetteurs transistorisés et à lampes, de VFO's et de tout l'équipement complémentaire, tels que les filtres, le matériel de mesure, les préamplis ...

En outre, elle réserve une large place aux antennes, constructions, essais, théorie et mesures.

Pour aider l'amateur à réaliser les montages dont la description lui a plu, les Editeurs proposent les circuits imprimés, les composants spéciaux, certaines parties métalliques difficiles à réaliser, etc...

Ces pièces étant proposées au lecteur, ou à l'abonné de la revue, il n'y a aucun schéma livré avec le matériel. Cette façon d'être de VHF COMMUNICATIONS peut dérouter un peu l'Amateur français qui, généralement, demande une documentation pour étudier le montage. Dans VHF COMMUNICATIONS, c'est la revue elle-même qui EST la documentation !

.... c'est-à-dire que pour savoir ce qu'est tel ou tel montage, il faut se procurer la revue dans laquelle il a été décrit. Bien sûr, acheter un livre pour savoir si le montage vous intéresse peut vous sembler inhabituel, mais nous n'avons pas encore rencontré un OM ayant regretté de l'avoir fait !

Publiée en anglais depuis 1969, VHF COMMUNICATIONS, issue de la version originale allemande: UKW BERICHTe, est d'une très haute technicité et cette qualité lui vaut l'indulgence des abonnés si sa parution n'est pas toujours à date ultra fixe.

VHF COMMUNICATIONS mérite qu'on l'attende !

I N D E X

Copper plate:	Feuille de cuivre
Copper tube:	Tube de cuivre
Brass plate:	Feuille laiton (ou cuivre)
Socket:	Socle
Mounting plate:	Plaque de montage
Hole for	Trou pour
Input socket:	Socle entrée
Output socket:	Socle sortie
Thick	Epais
Single-coated 2 mm pc-board:	Circuit imprimé 20/10 simple face
Silk-covered copper wire:	Fil de cuivre isolé sous soie
Brass rod:	Tige de cuivre
Solder:	Souder
Mounting screws:	Vis de montage (fixation)
Aluminium strip:	Morceau d'aluminium
Insulating disc.	Rondelle d'isolation
Tulip-shaped heatsink:	Radiateur en forme de tulipe
Pc-board:	circuit imprimé
components side:	côté composants
Main headsink:	Radiateur principal
(shown without fins)	(montré sans ailettes)
Holes as seen from inside:	Trous vus de l'intérieur
Case:	Boitier
Sides of the case:	Côtés du boitier
(silver plated):	argenté
Mesh:	Grillage
Power meter:	Appareil de mesure de puissance
Terminating resistor:	Résistance de terminaison
Directional filter:	Filtre directionnel
Calibrated attenuator:	Atténuateur calibré
Wideband Sampling Voltmeter:	Voltmètre large bande
Spacers:	Cales d'écartement
Screw to the rear panel	Visser au panneau arrière
Bend back:	Replier
and solder to part E	et souder à la partie E
Groundplane	Plan de masse
Spring washer:	Rondelle Grower
Thermal contact with heatsink:	Contact thermique avec le radiateur



External Anode Tetrode Tubes

Developed by Eimac in 1947, the 4X150A external anode tetrode is the forerunner of a whole family of novel and highly efficient transmitting tubes. Now manufactured by a host of companies, the original 4X150A design is still going strong and is a favorite tube-type with many VHF-minded radio amateurs.

In the past few years a bewildering number of "4X-variety" tubes have appeared on the market, each type having slightly different characteristics than "grandpappy 4X150A." The purpose of this article is to tabulate these tubes and to note basic characteristics of each type.

The Original 4X150A

The nomenclature of the 4X150A briefly describes the tube. The "4" signifies four active elements (a tetrode), the "X" indicates the external anode (forced-air cooled), "150" indicates 150 watts plate dissipation, and the final "A" indicates this is the first production version of the tube. Recent productions of the 4X150A have included a radically new brazed anode structure having complex cooling fins that allow increased plate dissipation ratings to be achieved. The new 4X150A is operationally equivalent to the 4CX250B for frequencies below 150 Mc. The different versions of the 4X150A are not easy to tell apart, as some transitional "150 watt" tubes have the improved cooling fins but do not have the brazed anode structure. In general, the "old-style" and "new-style" 4X150A tubes may be separated by weight: the 150 watt anode tube weighs approximately 5.2 ounces and the 250 watt anode tube weighs approximately 4 ounces. In addition, the center anode (plate) diameter of the older tube is 15/16" and that of the newer tube is 13/16".

High-voltage heater versions of the 4X150A were subsequently introduced as the 4X150D and 4X150S (ruggedized). These new tubes, plus the redesigned descendants of the 4X150A bear alternate Electronic Industries Association (E.I.A.) nomenclature consisting of four-digit numbers in the seven- and eight-thousand series. Thus, the E.I.A. 7034 is the 4X150A, etc.

The 4X150G (2.5 volt heater) and its offspring (4CX250K) have coaxial terminations and are designed for internal cavity operation at frequencies into the gigacle (kilo-megacycle) region.

The 4X250B Family

The 4X250B external anode tetrode is an evolutionary design featuring ceramic insulation and evolving from the glass-insulated 4X150A. Early 4X250B's were made with a ceramic outer cylinder and a glass base. Later versions are all ceramic. These "4X-series" tubes are rated at 250 watts plate dissipation and a maximum potential of 2000 volts.

The 4CX250B Family

The "4CX family" unilaterally replaces the "4X" ceramic tubes having a glass base. The all-ceramic 4CX250B tube has a plate dissipation rating of 250 watts and is manufactured in several versions as shown on the chart at the end of this article. Lesser known tubes in this family are the 4W300B (a water-cooled tetrode of interest to mobileers) and the Y-210 (a limited production tube having no anode cooler, intended for heat-sink or liquid immersion operation). The 4CX350A is a heavy-duty version of the 4CX250B having 350 watts plate dissipation and higher transconductance. The tube is particularly well suited for Class AB1 rf service.

The 4CX300A Family

The latest offspring of the 4X150A is the popular, rugged 4CX300A. This ceramic and metal, ruggedized tetrode is capable of operation at plate potentials up to 2500 volts. Special purpose versions of the 4CX-300A are currently in production and among these is the 4CX300Y which should be of considerable interest to "side-banders" and others contemplating new equipment. The 4CX300Y resembles the 4CX300A in appearance but has a heavy-duty heater (6.0 volts at 3.4 amperes) which permits unusually high values of plate current to be drawn.

Grounded Grid Operation of External Anode Tetrodes?

Modern, high-gain external anode tetrodes do not perform well when connected in the common "grounded grid" configuration. This family of tubes is characterized by high perveance, together with extremely small spacing between the grid bars, and between the grid structure and the cathode. Thus, while performing in an excellent fashion as grid-driven, high-gain tetrodes, these tetrodes are unsuited for pure grounded grid operation.

For proper operation of the external anode tetrode, the screen requires much larger voltages than the control grid. Older tetrodes having lower gain figures tend to have more equal balance between absolute grid and screen currents. When these electrodes of the newer, high perveance, external anode tetrode tubes are tied together, the control grid tends to draw tremendous currents and there is grave risk of destroying it. Peak grid current, for example, in a 4X150A operated in grounded grid configuration, can easily be twice the value of the peak plate current.

It is permissible, however, to operate the external anode tube as a cathode-driven tetrode, with the grid and screen elements at rf ground potentials, but operating at the normal dc potentials. Grid dissipation is minimal and stage gain is greatly increased. Screen dissipation is nearly the same as in the tetrode connection. Greater stage gain can be obtained with this circuit because the driver does not have to supply large screen and grid losses. If it is desired to dissipate some excess of driving power, it should be absorbed in a resistive load.

The Tube Socket

The tube socket for the external anode tube serves a triple purpose. It permits connections to be made to the elements of the tube, it serves to conduct heat away from the stem of the tube and (in some cases) the socket serves as a capacitive bypass for the screen of the tube. Complete Air-System socket assemblies for all non-coaxial based external anode tubes are available, consisting of socket and air chimney, and these are tabulated at the end of this article. These sockets permit air to be blown axially on the base of the tube, past the base to the envelope, and then over the plate cooler. Use of other than an air socket with external anode tubes is not recommended, as tube temperatures cannot be adequately controlled. Use of a receiving-type loctal socket with 4X150A-style external anode tubes is emphatically not recommended. Dangerously high stem temperatures will be generated from the heat of the filament unless the base structure is cooled by an air blast, as the solid construction of the simple loctal socket blocks the normal flow of air about the tube stem.

It should be emphasized that the heater voltage on the "six volt" family of external anode tetrodes is 6.0 volts, plus or minus five percent, and not 6.3 volts. The operational range of heater voltage is 5.7 to 6.3 volts and for longest heater life, it is recommended that the heater voltage not exceed 6.0 volts.

The user of these tubes (or any other transmitting tubes) should check his heater voltage with a meter calibrated against a 1 percent laboratory meter of known accuracy. Monitoring voltage to five percent with a "garden variety" five percent ac meter proves nothing other than the fact the filament transformer is operating.

The Figure of Merit

A graphical presentation of the mutual conductance for common external anode tubes operating at various plate current levels is given at the end of this article. It can be seen that the 4CX350A and 4CX350F have about twice the transconductance of other various tubes, the 4CX300Y has approximately 30% higher transconductance, while the 7580 and the 7580/4CX259R are about 20% higher than the "common" 4X150A. Transconductance is a useful yardstick in determining the figure of merit of a particular tube (sometimes called the gain-bandwidth factor). It is calculated from:

$$\text{Figure of merit} = \frac{\text{Transconductance}}{2\pi C_t}$$

where C_t is the sum of the input and output capacitance of the tube.

The figure of merit is a comparative figure and should not be interpreted as an absolute number. The input and output capacitances used in the calculation are average values taken from a number of typical tubes. Highest figure of merit values are reached by a combination of high transconductance and low interelectrode capacitances. The 4CX350A and 4CX350F, having the highest transconductance and reasonably low interelectrode capacity, have the highest figure of merit, while the coaxial and breechblock-based tubes (with their higher capacitances) appear to have lower merit values. However, the coaxial-based tubes perform more efficiently at higher frequencies and are especially designed for cavity operation.

4CX300A FAMILY

ETIMAC	EIA	P _o Watts	E _p Volts	F _{max} Mc	Heater V/A	Base	Figure of Merit	Notes
4CX300A	8167	300	2500	500	6.0/2.7	Breech- block	52	Ceramic-metal ruggedized
Y-180	-	300	2500	500	6.0/2.7	Breech- block	52	Nickel-Rhodium plated 4CX300A
4CX300Y	-	-	2500	500	6.0/3.4	Breech- block	53	High Plate current version of 4CX300A
4CX350A	8321	350	2000	500	6.0/3.0	9-pin	143	High transconductance, high current 4CX250B
4CX350F	8322	350	2000	500	26.5/0.57	9-pin	143	Aircraft version of 4CX350A
4CX125F	-	125	2000	500	26.5/0.57	9-pin	52	Aircraft version of 4CX125C

SPECIAL VERSIONS

4CN15A	-	15	2500	500	6.0/3.0	Breech- block	52	Low-duty pulse work, or heat sink cooling
4CN15L	-	15	2000	-	2.1/7.5	9-pin	-	Quick heat cathode
4CS100L	-	100	2000	-	2.1/7.5	9-pin	85	Quick heat cathode Heat sink cooling
4CX125C	-	125	2000	500	6.0/2.7	Breech- block	52	Horizontally finned 4CX300A
4CX125F	-	125	2000	500	26.5/0.56	Breech- block	52	Identical to 4CX125C except for Filament Voltage
4CX250L	-	250	2000	-	2.1/7.5	9-pin	-	Quick Heat Cathode
4CPX250K	-	250	5500	500	6.0/2.7	Coaxial	85	Pulse rated 4CX250K

4X150A FAMILY

EIMAC	EIA	P _o Watts	E _p Volts	F _{max} Mc	Heater V/A	Base	Figure of Merit	Notes
4X150A (old)	-	150	1250	500	6.0/2.6	9-pin	86	Old style anode Weight: 5.2 oz.
4X150A	7034	250	2000	500	6.0/2.6	9-pin	86	New style anode Weight: 4 oz.
4X150D	7035	250	2000	500	26.5/0.55	9-pin	86	Aircraft version of 4X150A
4X150G	8172	150	1250	1200	2.5/6.25	Coaxial	56	UHF and video service
4X150R	8296	250	2000	500	6.0/2.7	9-pin	73	Ruggedized 4X150A/7034
4X150S	8297	250	2000	500	26.5/0.56	9-pin	73	Ruggedized 4X150D/7035

4X250B FAMILY

4X250B	-	250	2000	500	6.0/2.6	9-pin	85	Ceramic shell, glass based 4X150A
4X250F	-	250	2000	500	26.5/0.56	9-pin	85	Aircraft version of 4X250B
4CX250F	7204	250	2000	500	26.5/0.56	9-pin	85	All-ceramic 4X250F
4CX250B	7203	250	2000	500	6.0/2.6	9-pin	85	All-ceramic 4X250B
4CX250K	8245	250	2000	1200	6.0/2.6	Coaxial	54	UHF and video service
4CX250M	8246	250	2000	1200	26.5/0.56	"	54	Aircraft version of 4CX250K
4CX250R	7580W	250	2000	500	6.0/2.6	9-pin	81	Ruggedized 7580
7580W	7580	250	2000	500	6.0/2.6	9-pin	82	High perveance 4CX250B
4W300B	8249	300	2000	500	6.0/2.6	9-pin	85	Water-cooled 4X250B



TECHNICAL DATA

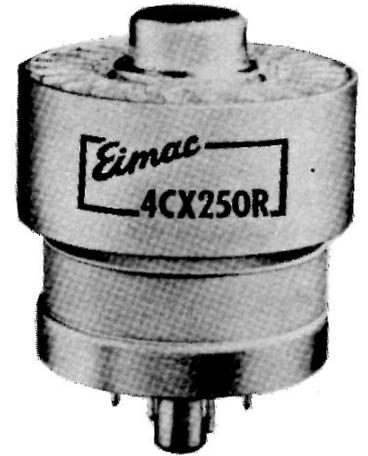
7580W
4CX250R
RADIAL-BEAM
POWER TETRODE

The EIMAC 7580W/4CX250R is a compact, high-perveance radial-beam tetrode of ceramic/metal construction, rated for 250 watts anode dissipation with forced-air cooling. The maximum input power rating of 500 watts applies to 500 MHz.

The 7580W/4CX250R is intended for applications where significant shock and/or vibration preclude the use of other non-rugged tubes in this family of small tetrodes.

It can be used to replace the 4CX250B in equipment where the range of bias adjustment will tolerate the higher perveance and where tuning range can compensate for the small differences in input and output capacitance.

Special air-system sockets, with an integral screen grid bypass capacitor, and a special clamping-type air chimney, are available for use where severe environmental conditions are expected.



GENERAL CHARACTERISTICS ¹

ELECTRICAL

Cathode: Oxide-Coated Unipotential

Heater Voltage	6.0 + 0.3 V
Heater Current at 6.0 volts (nominal)	2.6 A
Cathode-Heater Potential, maximum	+150 V
Warmup Time, before application of high voltage (minimum)	30 Sec

Amplification Factor, grid to screen (average)	5
Frequency of Maximum Rating (CW)	500 MHz

Direct Interelectrode Capacitances (grounded cathode) ²

Cin	17.3 pF
Cout	4.7 pF
Cgp	0.04 pF

1. Characteristics and operating values are based on performance tests. These figures may change without notice as the result of additional data or product refinement. VARIAN EIMAC should be consulted before using this information for final equipment design.

2. Capacitance values are for a cold tube as measured in a special shielded fixture in accordance with Electronic Industries Association Standard RS-191.

MECHANICAL

Maximum Overall Dimensions:

Length	2.46 in; 62.5 mm
Diameter	1.64 in; 41.7 mm

Net Weight 4 Oz; 113 gms

Operating Position Any

393200 (Effective 15 Sept 82; supersedes 16 June 61)
VA4563

Printed in U.S.A.



7580W, 4CX250R

Cooling	Forced Air
Base	Special 9-pin EIA B8-236
Maximum Operating Temperature, ceramic/metal seals or anode core	250°C
Recommended General Purpose Air-System Socket (includes integral screen grid bypass capacitor)	EIMAC SK-600A or SK-610A
Recommended General Purpose Air Chimney, for use with SK-600A or SK-610A socket	EIMAC SK-606
Recommended Air-System Socket for environmental applications (includes integral screen grid bypass capacitor)	EIMAC SK-620A or SK-630A
Recommended General Purpose Air Chimney, for use with SK-620A or SK-630A	EIMAC SK-626
Recommended Clamping Type Air Chimney, for use with SK-620A or SK-630A	EIMAC SK-636B

**RADIO FREQUENCY LINEAR AMPLIFIER
GRID DRIVEN (SSB)**

TYPICAL OPERATION (Frequencies to 175 MHz)
Class AB1, Grid Driven, Peak Envelope or Modulation
Crest Conditions

Class AB1

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS:

DC PLATE VOLTAGE	2000	VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	500	VOLTS
DC GRID VOLTAGE	-250	VOLTS
DC PLATE CURRENT	0.250	AMPERE
PLATE DISSIPATION	250	WATTS
SCREEN DISSIPATION	12	WATTS
GRID DISSIPATION	2	WATTS

Plate Voltage	1500	2000	Vdc
Screen Voltage	350	400	Vdc
Grid Voltage #	-62	-80	Vdc
Zero-Signal Plate Current	133	70	mAdc
Single-Tone Plate Current **	385	375	mAdc
Two-Tone Plate Current *	250	245	mAdc
Single-Tone Screen Current *	-5	+3	mAdc
Two-Tone Screen Current *	-10	+1	mAdc
Peak rf Grid Driving Voltage *	56	80	v
Plate Output Power *	262	470	W
Resonant Load Impedance	2160	2840	Ohms
Intermodulation Distortion * ##			
3rd Order	-30	-23	dB
5th Order	-35	-27	dB

* May vary with installation & tube.

** Briefly, for tuneup purposes only.

Adjust for specified zero-signal plate current.

Referenced against one tone of a two-equal tone signal.

**RADIO FREQUENCY LINEAR AMPLIFIER
GRID DRIVEN, CARRIER CONDITIONS
Class AB1**

TYPICAL OPERATION (Frequencies to 175 MHz)
Class AB1, Grid Driven

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS:

DC PLATE VOLTAGE	2000	VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	500	VOLTS
DC GRID VOLTAGE	-250	VOLTS
DC PLATE CURRENT	0.250	AMPERE
PLATE DISSIPATION	250	WATTS
SCREEN DISSIPATION	12	WATTS
GRID DISSIPATION	2	WATTS

Plate Voltage	1500	2000	Vdc
Screen Voltage	350	400	Vdc
Grid Bias Voltage #	-58	-76	Vdc
Carrier Plate Current	172	172	mAdc
Carrier Screen Current *	-3	-5	mAdc
Peak rf Driving Voltage *	30	39	v
Plate Output Power *	58	105	W
Plate Load Resistance	2320	3150	Ohms

* Will vary with installation and tube.

Adjust for specified zero-signal plate current.



AUDIO FREQUENCY POWER AMPLIFIER
OR MODULATOR

TYPICAL OPERATION (Two Tubes)

Class AB1 - Grid Driven (Sinusoidal Wave)

DC PLATE VOLTAGE	2000 VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	500 VOLTS
DC GRID VOLTAGE	-250 VOLTS
DC PLATE CURRENT	0.250 AMPERE
PLATE DISSIPATION	250 WATTS
SCREEN DISSIPATION	12 WATTS
GRID DISSIPATION	2 WATTS

Plate Voltage	1500	2000	Vdc
Screen Voltage	300	350	Vdc
Grid Bias Voltage #	-48	-66	Vdc
Zero-Signal Plate Current	200	140	mAdc
Max-Signal Plate Current	490	500	mAdc
Max-Signal Screen Current *	0	+4	mAdc
Max-Signal Grid Current *	0	0	mAdc
Peak Driving Power	0	0	W
Plate/Plate Load Resistance	5920	8016	Ohms
Plate Power Output *	410	625	W

- * Will vary with installation and tube.
- # Adjust for specified zero-signal plate current.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS FOR OTHER CLASSES OF SERVICE

Radio Frequency Power Amplifier,
Class C Telegraphy or FM

Plate Modulated Radio Frequency Amplifier,
Class C Telephony (Carrier Conditions)

DC PLATE VOLTAGE	2000 VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	300 VOLTS
DC GRID VOLTAGE	-250 VOLTS
DC PLATE CURRENT	0.250 AMPERE
PLATE DISSIPATION	250 WATTS
SCREEN DISSIPATION	12 WATTS
GRID DISSIPATION	2 WATTS

DC PLATE VOLTAGE	1500 VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	300 VOLTS
DC GRID VOLTAGE	-250 VOLTS
DC PLATE CURRENT	0.200 AMPERE
PLATE DISSIPATION	165 WATTS
SCREEN DISSIPATION	12 WATTS
GRID DISSIPATION	2 WATTS

TYPICAL OPERATION values are obtained by calculation from published characteristic curves. To obtain the specified plate current at the specified bias, screen, and plate voltages, adjustment of the rf grid voltage is assumed. If this procedure is followed, there will be little variation in output power when the tube is replaced, even though there may be some variation in grid and screen currents. The grid and screen currents which occur when the desired plate current is obtained are incidental and vary from tube to tube. These current variations cause no performance degradation providing the circuit maintains the correct voltage in the presence of the current variations.

RANGE VALUES FOR EQUIPMENT DESIGN

	<u>Min.</u>	<u>Max.</u>	
Heater Current, at 6.0 volts	2.3	2.9	A
Cathode Warmup Time (before any high voltage is applied) ¹	30	---	Sec
Interelectrode Capacitance (grounded cathode connection) ¹			
C _{in}	16.0	18.5	pF
C _{out}	4.2	5.2	pF
C _{gp}	---	0.06	pF
Grid Voltage Test Characteristic:			
E _f = 6.0 Vac; E _b = 2000 Vdc; E _{c2} = 400 Vdc; E _{c1} = adjust for I _b = 67 mAdc	-70	-100	Vdc
Screen Current Test Characteristic:			
E _f = 6.0 Vac; E _b = 1000 Vdc; E _{c2} = 300 Vdc; E _{c1} = adjust for I _b = 150 mAdc	-7.0	+3.0	mAdc

¹ Capacitance values are for a cold tube as measured in a special shielded fixture in accordance with Electronic Industries Association Standard RS-191.



A P P L I C A T I O N

MECHANICAL

MOUNTING - Operation may be in any position. In all cases an air-system socket and chimney should be used to allow for effective cooling of the base and the anode during operation. If the tube is to be mounted other than vertical with the anode up, socket SK-620A or SK-630A should be used with the chimney SK-636B for effective tube retention.

COOLING - Sufficient forced-air cooling must be provided for the anode, base seals, and body seals to maintain operating temperatures below the rated maximum values. Air requirements to maintain anode core temperature at 200°C with an inlet air temperature of 50°C are tabulated. These requirements apply when an EIMAC SK-600 series socket and chimney are used with air flow in the base-to-anode direction.

	SEA LEVEL		10,000 FEET	
Plate Diss. (watts)	Air Flow (CFM)	Approx. Press.Drop (In.Water)	Air Flow (CFM)	Approx. Press.Drop (In.Water)
200	5.0	0.52	7.3	0.76
250	6.4	0.82	9.3	1.20

The blower selected for a given application must be capable of supplying the desired airflow at a back pressure equal to the value shown above plus any drop encountered in ducts and filters. The blower must be able to deliver the air at the desired altitude.

Base cooling air requirements are satisfied automatically when the tube is operated in an EIMAC SK-600 series socket and the recommended airflow rates are used. Experience has shown that if long life and reliable operation is to be obtained, the cooling airflow must be maintained during standby periods when only heater voltage is applied to the tube. The anode cooler should be inspected periodically and cleaned when necessary to remove any dirt which might interfere with effective cooling.

SHOCK AND VIBRATION - The 4CX250R incorporates a rugged type of internal construction to allow operation under environmental stress conditions. The recommended air-system socket and clamping air

chimney should be used for effective retention of the tube under such conditions.

When effectively retained the tube is rated to withstand 90G of shock (11 millisecond half-sine shock wave configuration) and 10G sinusoidal vibration to 2000 Hz. Periodic testing is performed to verify environmental capability with full operating voltages applied.

ELECTRICAL

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS - The values shown for each type of service are based on the "absolute system" and are not to be exceeded under any service conditions. These ratings are limiting values outside which the serviceability of the tube may be impaired. In order not to exceed absolute ratings the equipment designer has the responsibility of determining an average design value for each rating below the absolute value of that rating by a safety factor so that the absolute values will never be exceeded under any usual conditions of supply voltage variation in the equipment itself. It does not necessarily follow that combinations of absolute maximum ratings can be attained simultaneously.

HEATER OPERATION - The rated heater voltage is 6.0 volts and should be maintained as closely as practical, with the value checked with a known accurate rms-responding meter. Short-time changes of plus or minus 10% will not damage the tube but variations in performance should be expected. To minimize such variations and obtain good life the voltage should be held to plus or minus 5%.

At frequencies above approximately 300 MHz transit time effects begin to influence the temperature of the cathode. The amount of driving power diverted to heating the cathode by back-bombardment will depend on frequency, plate current and driving power. When the tube is driven to maximum input as a Class C amplifier, heater voltage should be reduced as follows:

300-400 MHz	5.75 volts
400-500 MHz	5.50 volts

CATHODE OPERATION - The oxide coated unipotential cathode must be protected against excessively high emission currents. The maximum rated dc plate current is 200 mA_{dc} for plate-modulated amplifier operation and 250 mA_{dc} for all other types of operation except pulse.



The cathode is internally connected to the four even-numbered base pins and all four of the corresponding socket terminals should be used to make connection to external circuits. At radio frequencies it is important to keep the cathode leads short and direct and to use conductors with large areas to minimize the inductive reactances in series with the cathode leads.

GRID OPERATION - The maximum control grid dissipation is 2.0 watts, determined approximately by the product of the dc grid current and the peak positive grid voltage. A protective spark-gap device should be connected between the grid and cathode to guard against excessive voltage.

At operating frequencies above the 100 MHz region driving power requirements for amplifiers increase noticeably. At 500 MHz as much as 20 watts of driving power may have to be supplied. However, most of the driving power is absorbed in circuit losses other than grid dissipation, so that grid dissipation is increased only slightly. Satisfactory 500 MHz operation of the tube in a stable amplifier is indicated by grid current values below approximately 15 mA_{dc}.

The grid voltage required by different tubes may vary between limits approximately 20% above and below the center (mean) value, and means should be provided in the equipment to accommodate such variation. It is especially important that variations between individual tubes be compensated when tubes are operated in parallel or push-pull circuits, to assure equal load sharing.

SCREEN OPERATION - The maximum screen grid dissipation is 12 watts. With no ac applied to the screen grid, dissipation is simply the product of dc screen voltage and the dc screen current. With screen modulation, dissipation is dependent on rms screen voltage and rms screen current. Plate voltage, plate loading, or bias voltage must never be removed while filament and screen voltages are present, since screen dissipation ratings will be exceeded. A protective spark-gap device should be connected between the screen grid and the cathode to guard against excessive voltage.

Self-modulation of the screen in plate-modulated tetrode amplifiers using these tubes may not be satisfactory because of the screen-voltage screen-current characteristics. Screen modulation from a tertiary winding on the modulation transformer will usually be satisfactory. Screen voltage modulation factors between 0.75 and 1.0 will result in

100% modulation for plate-modulated rf amplifiers using the 4CX250R.

The screen current may reverse under certain conditions and produce negative indications on the screen current meter. This is a normal characteristic of most tetrodes. The screen power supply should be designed with this characteristic in mind, so that the correct operating voltage will be maintained on the screen under all conditions. A current path from the screen to cathode must be provided by a bleeder resistor or a shunt regulator connected between screen and cathode and arranged to pass approximately 15 milliamperes per connected tube. A series regulated power supply can be used only when an adequate bleeder resistor is provided.

UHF OPERATION - This tube is useful in the UHF region. Operation at these frequencies should be conducted with heavy plate loading and the lowest driving power consistent with satisfactory performance. It is often preferable to operate at a sacrifice in efficiency to obtain increased life.

MULTIPLE OPERATION - Tubes operating in parallel or push-pull must share the load equally. It is good engineering practice to provide for individual metering and individual adjustment of the bias or screen voltage to equalize inputs. Where overload protection is provided, it should be capable of protecting the surviving tube(s) in the event one tube should fail.

FAULT PROTECTION - All power tubes operate at voltages which can cause severe damage in the event of an internal arc, especially in those cases where large amounts of stored energy or follow-on current are involved. Some means of protection is advised in all cases, and it is recommended that a series resistor be used in the anode circuit to limit peak current and help dissipate the energy in the event of a tube or circuit arc. A resistance of 10 to 25 ohms in the positive plate power supply lead, together with a protective spark gap such as the Siemens #B1-C145 connected between cathode and grid, will help protect the tube in the event of an internal arc. A maximum of four (4) joules total energy may be permitted to dissipate into an internal grid-to-cathode arc. Amounts in excess of this will permanently damage the cathode or the grid structure. Additional information is found in EIMAC Application Bulletin #17 "FAULT PROTECTION". Copies are available on request.



RADIO-FREQUENCY RADIATION - Avoid exposure to strong rf fields, especially at frequencies above 300 MHz, where energy absorption by the human body is significant. The human eye is particularly sensitive. Prolonged exposure to rf radiation should be limited to 10 milliwatts per square centimeter (Occupational Safety & Health Administration (OSHA) standard). It is generally accepted that exposure to "high levels" of rf radiation can result in severe bodily injury, including blindness. **CARDIAC PACEMAKERS MAY BE AFFECTED.**

HIGH VOLTAGE - Normal operating voltages used with this tube are deadly, and the equipment must be designed properly and operating precautions must be followed. Design all equipment so that no one can come in contact with high voltages. All equipment must include safety enclosures for high-voltage circuits and terminals, with interlock switches to open primary circuits of the power supply and to discharge high-voltage capacitors whenever access doors are opened. Interlock switches must not be bypassed or "cheated" to allow operation with access doors open. Always remember that **HIGH VOLTAGE CAN KILL.**

INTERELECTRODE CAPACITANCE - The actual internal interelectrode capacitance of a tube is influenced by many variables in most applications, such as stray capacitance to the chassis, capacitance

added by the socket used, stray capacitance between tube terminals, and wiring effects. To control the actual capacitance values within the tube, as the key component involved, the industry and Military Services use a standard test procedure as described in Electronic Industries Association Standard RS-191. This requires the use of specially constructed test fixtures which effectively shield all external tube leads from each other and eliminates any capacitance reading to "ground". The test is performed on a cold tube. Other factors being equal, controlling internal tube capacitance in this way normally assures good interchangeability of tubes over a period of time. The capacitance values shown in the manufacturer's technical data normally are taken in accordance with Standard RS-191.

The equipment designer is therefore cautioned to make allowance for the actual capacitance values which will exist in any normal application. Measurements should be taken with the mounting which represent approximate final layout if capacitance values are highly significant in the design.

SPECIAL APPLICATIONS - When it is desired to operate this tube under conditions widely different from those listed here, write to VARIAN EIMAC; attn: Applications Engineering; 301 Industrial Way; San Carlos, CA 94070 U.S.A.

OPERATING HAZARDS

PROPER USE AND SAFE OPERATING PRACTICES WITH RESPECT TO POWER TUBES ARE THE RESPONSIBILITY OF EQUIPMENT MANUFACTURERS AND USERS OF SUCH TUBES. ALL PERSONS WHO WORK WITH OR ARE EXPOSED TO POWER TUBES OR EQUIPMENT WHICH UTILIZES SUCH TUBES MUST TAKE PRECAUTIONS TO PROTECT THEMSELVES AGAINST POSSIBLE SERIOUS BODILY INJURY. DO NOT BE CARELESS AROUND SUCH PRODUCTS.

The operation of this tube may involve the following hazards, any one of which, in the absence of safe operating practices and precautions, could result in serious harm to personnel:

- a. **HIGH VOLTAGE** - Normal operating voltages can be deadly. and can cause serious bodily and eye injuries. **CARDIAC PACEMAKERS MAY BE EFFECTED.**
- b. **RF RADIATION** - Exposure to strong rf fields should be avoided, even at relatively low frequencies. The dangers of rf radiation are more severe at UHF and microwave frequencies.
- c. **HOT SURFACES** - Surfaces of air-cooled radiators and other parts of tubes can reach temperatures of several hundred Degrees C and cause serious burns if touched for several minutes after all power is removed.

Please review the detailed operating hazards sheet enclosed with each tube, or request a copy from: VARIAN EIMAC, Power Grid Tube Division, 301 Industrial Way, San Carlos CA 94070.



EIMAC 4CX250R

TYPICAL CONSTANT CURRENT CHARACTERISTICS

SCREEN VOLTAGE — 250 VOLTS

- PLATE CURRENT — AMPERES
- - - SCREEN CURRENT — AMPERES
- - - GRID CURRENT — AMPERES

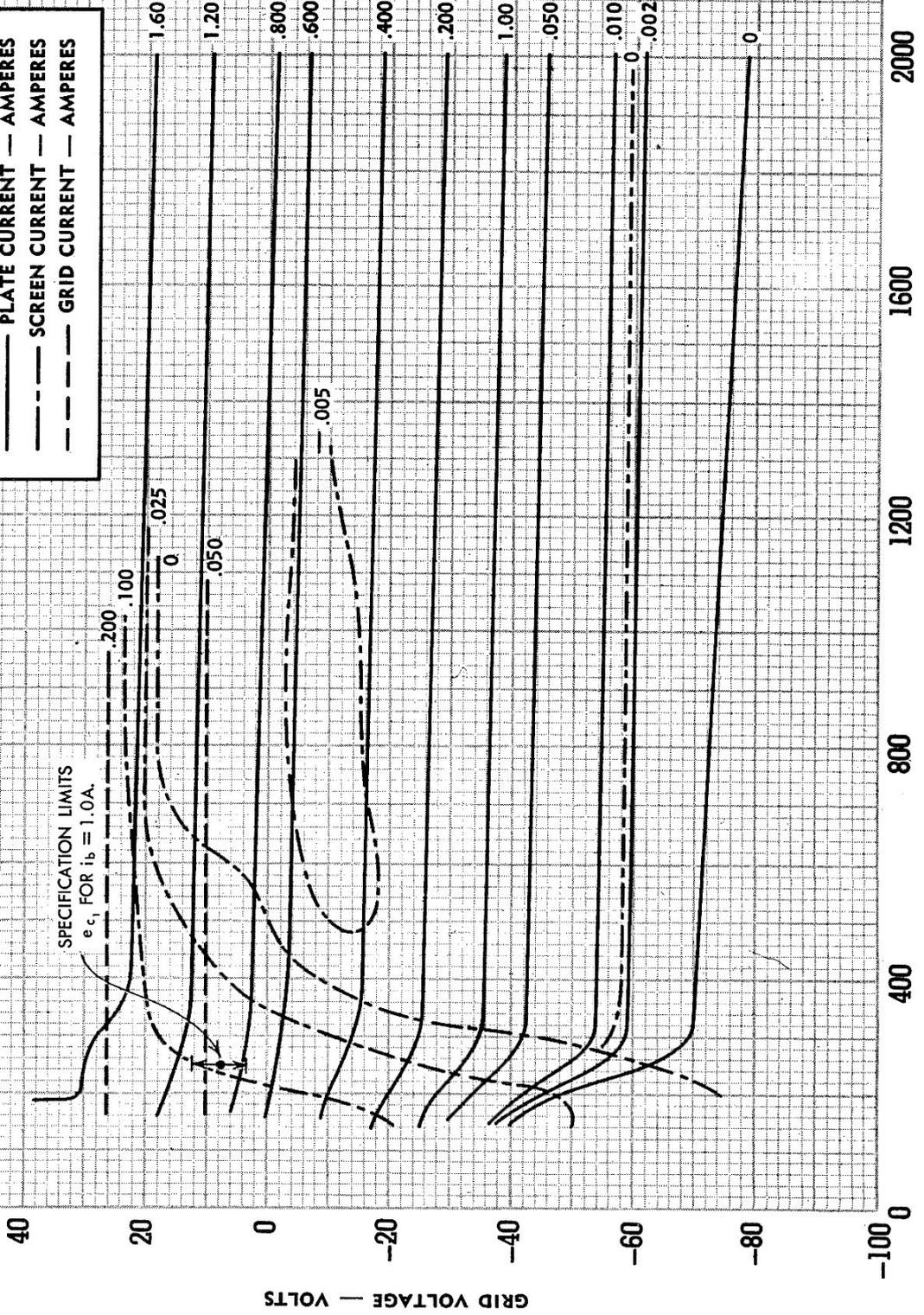
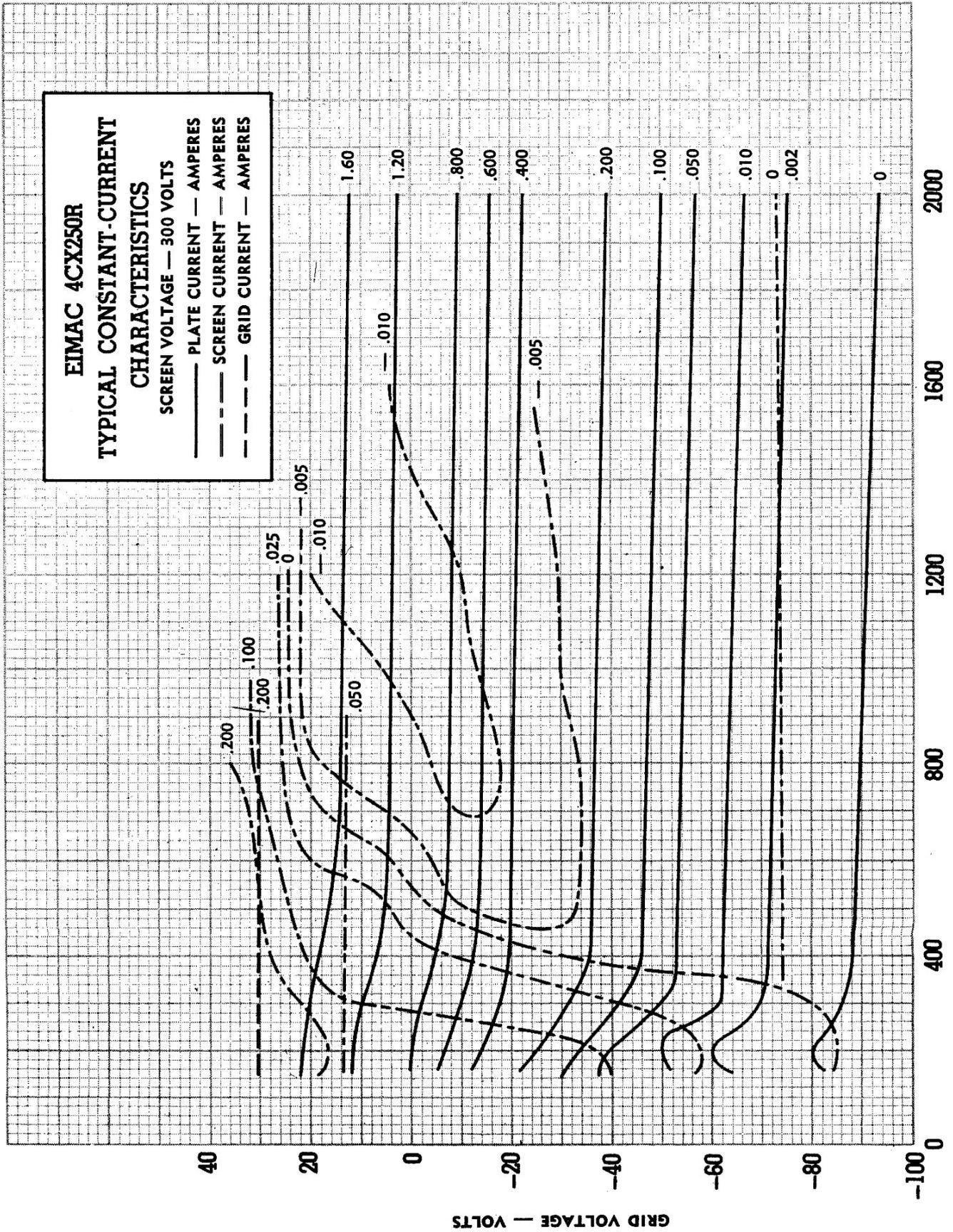


PLATE VOLTAGE — VOLTS

GRID VOLTAGE — VOLTS

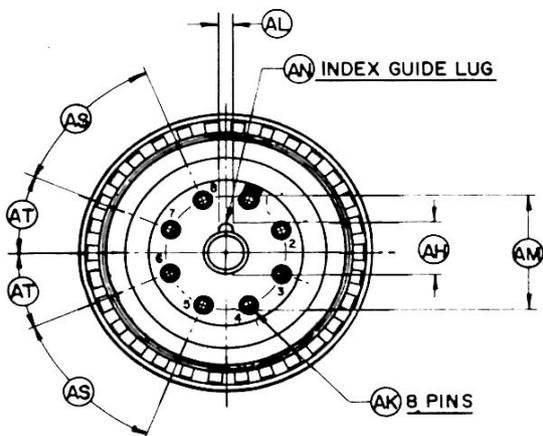
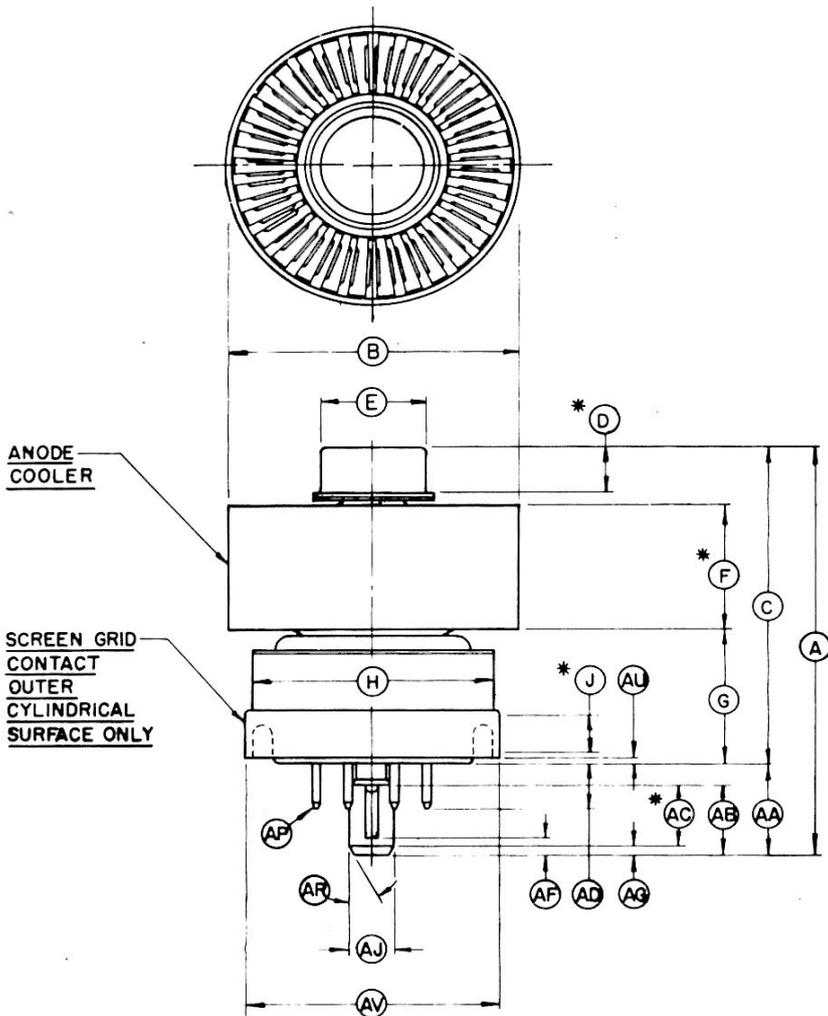


EIMAC 4CX250R
TYPICAL CONSTANT-CURRENT
CHARACTERISTICS
SCREEN VOLTAGE — 300 VOLTS
— PLATE CURRENT — AMPERES
- - - SCREEN CURRENT — AMPERES
- - - GRID CURRENT — AMPERES





DIMENSION DATA		
REF.	MIN.	MAX.
A	2.324	2.464
B	1.610 DIA.	1.640 DIA.
C	1.810	1.910
D	.240	.280
E	.559 DIA.	.573 DIA.
F	.710	.790
G	.750	.810
H		1.406 DIA.
J	.187	
AA	.514	.554
AB		.456
AC	.360	
AD		.250
AF	.068	.108
AG	.031 NOM.	
AH	.298	.308
AJ	.255 DIA.	.265 DIA.
AK	.045 DIA.	.053 DIA.
AL	.078	.086
AM	.680 DIA.	.694 DIA.
AN		.043 R.
AP	.005 R. MIN. OR .035 X 22.5°	
AR	30° NOM.	
AS	45° NOM.	
AT	22.5° NOM.	
AU	.080 NOM.	
AV	1.417 DIA.	1.433 DIA.



CONNECTIONS

- PIN NO. 1: SCREEN GRID
- PIN NO. 2: CATHODE
- PIN NO. 3: HEATER
- PIN NO. 4: CATHODE
- PIN NO. 5: DO NOT USE FOR EXTERNAL CONN.
- PIN NO. 6: CATHODE
- PIN NO. 7: HEATER
- PIN NO. 8: CATHODE
- CENTER PIN: CONTROL GRID

- NOTES:
 1. DIMENSIONS IN INCHES.
 2. CONTACT SURFACE (*)



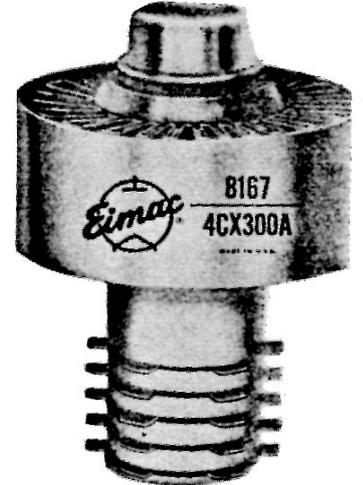
TECHNICAL DATA

8167
4CX300A

CERAMIC
POWER TETRODE

The EIMAC 4CX300A is a compact integral-finned external-anode power tetrode having a maximum plate-dissipation rating of 300 watts. The 4CX300A may be operated at frequencies up to 500 megahertz.

The all-ceramic-and-metal construction and the internally-unitized electrode structure combine to make the 4CX300A especially durable and free from mechanically-induced noise under conditions of severe acceleration caused by shock or vibration.



GENERAL CHARACTERISTICS

ELECTRICAL

	<u>Min.</u>	<u>Nom.</u>	<u>Max.</u>	
Cathode: Oxide-Coated, Unipotential				
Heating Time	30	60		S
Cathode-to-Heater Potential			±150	V
Heater: Voltage (See "Application")		6.0		V
Current ($E_f=6.0$ volts)	2.6		3.1	A
Amplification Factor (Grid to Screen)	4.0		5.6	
Transconductance ($I_b=200$ ma.)		12,000		μ mhos
Direct Interelectrode Capacitances, Grounded Cathode:				
Input		25	33	pF
Output		3.5	4.5	pF
Feedback			0.06	pF
Direct Interelectrode Capacitances, Grounded Grid and Screen:				
Input			16.2	pF
Output			4.5	pF
Feedback			0.01	pF
Frequency for Maximum Ratings			500	MHz

MECHANICAL

Base	Special, breechblock terminal surfaces
Recommended Socket	EIMAC SK-700 Series
Operating Position	Any
Maximum Operating Temperatures:	
Ceramic-to-metal Seals	250°C
Anode Core	250°C
Cooling	Forced Air
Maximum Over-all Dimensions:	
Height	2.5 in
Diameter	1.65 in
Net Weight	4 oz
Shipping Weight (Approximate)	1 lb

(Revised 8-30-66) © 1959, 1966, 1968 by Varian

Printed in U.S.A.

EIMAC division of varian / 301 industrial way / san carlos / california 94070

**RADIO-FREQUENCY POWER
AMPLIFIER OR OSCILLATOR**Class-C Telegraphy or FM Telephony
(Key-down conditions)MAXIMUM RATINGS

DC PLATE VOLTAGE	-	-	2000	VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	-	-	300	VOLTS
DC GRID VOLTAGE	-	-	-250	VOLTS
DC PLATE CURRENT	-	-	250	MA
PLATE DISSIPATION	-	-	300	WATTS
SCREEN DISSIPATION	-	-	12	WATTS
GRID DISSIPATION	-	-	2	WATTS

TYPICAL OPERATION

DC Plate Voltage	-	-	500	1000	1500	2000	2500 [‡]	2000	volts
DC Screen Voltage	-	-	250	250	250	250	250	250	volts
DC Grid Voltage	-	-	-90	-90	-90	-90	-90	-90	volts
DC Plate Current	-	-	250	250	250	250	250	250	ma
DC Screen Current*	-	-	45	38	21	19	16	10 [†]	ma
DC Grid Current*	-	-	35	31	28	26	25	25 [†]	ma
Peak RF Grid Voltage*	-	-	114	114	112	112	111	—	volts
Driving Power*	-	-	4.0	3.5	3.2	2.9	2.8	—	watts
Plate Input Power	-	-	125	250	375	500	625	500	watts
Plate Output Power	-	-	70	190	280	390	500	225 [†]	watts
Heater Voltage	-	-	-	-	-	-	-	5.0	volts

*Approximate values

†Measured values for a typical cavity amplifier circuit at 500 MHz.

‡For operation below 250Mc. only.

**AUDIO-FREQUENCY AMPLIFIER OR
MODULATOR**Class-AB₁MAXIMUM RATINGS (Per tube)

DC PLATE VOLTAGE	-	-	2500	VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	-	-	400	VOLTS
DC PLATE CURRENT	-	-	250	MA
PLATE DISSIPATION	-	-	300	WATTS
SCREEN DISSIPATION	-	-	12	WATTS
GRID DISSIPATION	-	-	2	WATTS

TYPICAL OPERATION (Sinusoidal wave, two tubes unless noted)

DC Plate Voltage	-	-	-	-	1000	1500	2000	2500	volts
DC Screen Voltage	-	-	-	-	350	350	350	350	volts
DC Grid Voltage ¹	-	-	-	-	-55	-55	-55	-55	volts
Zero-Signal DC Plate Current	-	-	-	-	200	200	200	200	ma
Max-Signal DC Plate Current	-	-	-	-	500	500	500	500	ma
Max-Signal DC Screen Current	-	-	-	-	20	16	10	8	ma
Effective Load, Plate to Plate	-	-	-	-	3500	6200	9500	11,600	ohms
Peak AF Grid Input Voltage (per tube)*	-	-	-	-	50	50	50	50	volts
Driving Power	-	-	-	-	0	0	0	0	watts
Max-Signal Plate Output Power	-	-	-	-	240	430	600	800	watts

*Approximate values.

¹Adjust grid bias to obtain listed zero-signal plate current.**RADIO-FREQUENCY LINEAR
AMPLIFIER**Class-AB₁ (Carrier conditions)MAXIMUM RATINGS

DC PLATE VOLTAGE	-	-	2500	VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	-	-	400	VOLTS
DC PLATE CURRENT	-	-	250	MA
PLATE DISSIPATION	-	-	300	WATTS
SCREEN DISSIPATION	-	-	12	WATTS
GRID DISSIPATION	-	-	2	WATTS

TYPICAL OPERATION

DC Plate Voltage	-	-	-	-	1000	1500	2000	2500	volts
DC Screen Voltage	-	-	-	-	350	350	350	350	volts
DC Grid Voltage ¹	-	-	-	-	-55	-55	-55	-55	volts
Zero-Signal DC Plate Current	-	-	-	-	100	100	100	100	ma
DC Plate Current	-	-	-	-	150	150	150	150	ma
DC Screen Current*	-	-	-	-	-3	-4	-4	-4	ma
Peak RF Grid Voltage*	-	-	-	-	25	25	25	25	volts
Plate Output Power	-	-	-	-	30	50	65	85	watts

*Approximate values.

¹Adjust grid bias to obtain listed zero-signal plate current.**RADIO-FREQUENCY LINEAR
AMPLIFIER**Class-AB₁ (Single-Sideband Suppressed-Carrier Operation)MAXIMUM RATINGS

DC PLATE VOLTAGE	-	-	2500	VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	-	-	400	VOLTS
DC PLATE CURRENT	-	-	250	MA
PLATE DISSIPATION	-	-	300	WATTS
SCREEN DISSIPATION	-	-	12	WATTS
GRID DISSIPATION	-	-	2	WATTS

TYPICAL OPERATION (Peak-envelope conditions except where noted)

DC Plate Voltage	-	-	-	-	1000	1500	2000	2500	volts
DC Screen Voltage	-	-	-	-	350	350	350	350	volts
DC Grid Voltage ¹	-	-	-	-	-55	-55	-55	-55	volts
Zero-Signal DC Plate Current	-	-	-	-	100	100	100	100	ma
Peak RF Grid Voltage*	-	-	-	-	50	50	50	50	volts
DC Plate Current	-	-	-	-	250	250	250	250	ma
DC Screen Current*	-	-	-	-	10	8	5	4	ma
Plate Input Power	-	-	-	-	250	375	500	625	watts
Plate Output Power	-	-	-	-	120	215	300	400	watts
Two-Tone Average DC Plate Current	-	-	-	-	190	190	190	190	ma
Two-Tone Average DC Screen Current*	-	-	-	-	2	-1	-2	-2	ma

*Approximate values.

¹Adjust grid bias to obtain listed zero-signal plate current.**PLATE-MODULATED RADIO-
FREQUENCY AMPLIFIER**

Class-C Telephony (Carrier conditions)

MAXIMUM RATINGS

DC PLATE VOLTAGE	-	-	1500	VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	-	-	300	VOLTS
DC GRID VOLTAGE	-	-	-250	VOLTS
DC PLATE CURRENT	-	-	200	MA
PLATE DISSIPATION	-	-	200	WATTS
SCREEN DISSIPATION	-	-	12	WATTS
GRID DISSIPATION	-	-	2	WATTS

TYPICAL OPERATION

DC Plate Voltage	-	-	-	-	500	1000	1500	volts
DC Screen Voltage	-	-	-	-	250	250	250	volts
DC Grid Voltage	-	-	-	-	-100	-100	-100	volts
DC Plate Current	-	-	-	-	200	200	200	ma
DC Screen Current*	-	-	-	-	31	22	20	ma
DC Grid Current*	-	-	-	-	15	14	14	ma
Peak RF Grid Input Voltage*	-	-	-	-	118	117	117	volts
Driving Power*	-	-	-	-	1.8	1.7	1.7	watts
Plate Input Power	-	-	-	-	100	200	300	watts
Plate Output Power	-	-	-	-	60	145	235	watts

*Approximate values.

NOTE: "TYPICAL OPERATION" data are obtainable by calculation from published characteristic curves and confirmed by direct tests. The driving power and output power shown are substantially correct at frequencies below 175 MHz. Allowance must be made for grid and plate circuit losses. At frequencies above 175 MHz, additional allowance must be made for high-frequency effects within the tube itself. Adjustment of the rf grid drive to obtain the specified plate current at the specified grid bias, screen voltage, and plate voltage is assumed. If this procedure is followed, there will be little variation in output power when tubes are changed, even though there may be some variations in grid and screen currents. The grid and screen currents which result when the desired plate current is obtained are incidental and vary from tube to tube. These current variations cause no difficulty so long as the circuit maintains the correct voltage in the presence of the variations in current. If grid bias is obtained principally by means of a grid resistor, the resistor must be adjustable to obtain the required bias voltage when the correct rf driving voltage is applied.

APPLICATION

MECHANICAL

Mounting — The 4CX300A may be operated in any position. Recommended sockets for the 4CX300A are the EIMAC Air-System Sockets type SK-700 (ungrounded cathode) or type SK-710 (cathode and one heater contact grounded). Both sockets provide connections to all electrodes except the anode and each incorporates a screen by-pass capacitor of approximately 1100 $\mu\mu\text{f}$. The SK-606 chimney is recommended for use with the SK-700 and SK-710 sockets.

Other sockets suitable for use with the 4CX300A include the SK-740, SK-760, and SK-770. These sockets do not incorporate screen by-pass capacitors. The SK-760 and SK-770 incorporate integral air chimneys. Screen contacts are connected to the mounting flange in the SK-770 and are, therefore, grounded when the socket is installed in the usual manner.

Cooling — The maximum rated ceramic-to-metal seal temperature for the 4CX300A is 250°C. Adequate forced-air cooling must be provided to assure that this maximum temperature rating is not exceeded. Air flow requirements to maintain seal temperatures at 200°C in 50°C ambient air are tabulated below.

Plate Dissipation (watts)	Sea Level		10,000 Feet	
	Air Flow (CFM)	Pressure Drop (inches of water)	Air Flow (CFM)	Pressure Drop (inches of water)
100	2.2	0.065	3.2	0.095
150	3.4	0.14	4.9	0.21
200	4.6	0.26	6.7	0.37
250	5.9	0.40	8.6	0.58
300	7.2	0.58	10.5	0.85

A new, more efficient cooling fin design is incorporated in the 4CX300A which results in lower airflow requirements. This is reflected in the table above (which assumes the use of an EIMAC SK-700 or SK-710 socket and SK-606 chimney).

At high altitudes and high ambient temperatures the flow rate must be increased to obtain equivalent cooling. The flow rate and corresponding pressure differential must be determined individually in such cases, using the maximum rated temperature as the criterion for satisfactory cooling.

Cooling effectiveness should also be determined on an individual basis if the 4CX300A is operated immersed in an insulating fluid such as silicone oil, again using the maximum rated temperature as the criterion.

Impact and Vibration — The 4CX300A is designed to operate under impact or vibration capable of disabling a conventional tube of similar power capabilities. Impact forces up to 50g with 11-millisecond duration, or vibratory accelerations up to 20g at frequencies from 20 to 2000 cycles per second, will not destroy a normal 4CX300A unless unduly prolonged.

It is not suggested that the 4CX300A be subjected to abusive treatment unnecessarily, but in applications where operation under severe

environmental conditions is unavoidable the 4CX300A will provide more reliable service than will conventional tubes.

ELECTRICAL

Heater Operation — The rated heater voltage for the 4CX300A is 6.0 volts. At frequencies higher than 300 megacycles the heater voltage should be reduced according to the following schedule:

Frequency (MHz)	Heater Voltage (Volts)
Up to 300	6.00
300 to 400	5.75
400 to 500	5.50

The heater voltage must be maintained within $\pm 5\%$ of the selected operating voltage if variations in circuit performance are to be minimized and best tube life obtained.

Cathode Operation — The 4CX300A employs a cylindrical indirectly-heated oxide-coated uni-potential cathode. The minimum warm-up time is 30 seconds when rated heater voltage is applied.

Grid Operation — The 4CX300A control grid has a maximum dissipation rating of 2.0 watts, and precautions should be observed to avoid exceeding this rating. The grid bias and driving power should be kept near the values shown in the Typical Operation sections of the data sheet whenever possible.

At frequencies higher than 300 MHz., the driving power required by the circuits associated with the tube begins to increase, until at 500 MHz., as much as 30 watts of driving power may be required. The power dissipated by the control grid increases only slightly, however, in spite of the greatly increased driving power required by the circuit. Satisfactory 500-megahertz operation of the 4CX300A in a stable, "straight-through" amplifier is indicated by grid-current values below approximately 25 milliamperes.

In class-A and class-AB₁ amplifiers, where no grid current flows, the grid bias voltage may be applied through a resistor. The maximum permissible series resistance per tube is 100,000 ohms.

Screen Operation — The maximum rated screen dissipation for the 4CX300A is 12 watts. The maximum rated dc screen supply voltage is 300 volts when the tube is operated in class-C amplifier or oscillator service, and 400 volts when the tube is operated in class-AB or class-B amplifier service.

Under certain operating conditions the screen current of a tetrode may reverse. This makes it dangerous to rely on a screen-dropping resistor or a series regulator to supply the screen voltage unless a bleeder or regulator tube is connected from screen to cathode. This bleeder should draw at least 15 milliamperes for each tube connected to the screen supply.

The power input to the screen can be calculated from the voltage and current whenever

the screen-to-cathode potential does not vary. Screen modulation or cathode driving of tetrode amplifiers can lead to errors in measurement of screen input when the effective voltage and current exceed the indicated dc values. When there is reason to suspect that the screen input exceeds the indicated power, it is advisable to maintain the indicated screen power input below approximately 75% of the rated screen dissipation.

A screen by-pass capacitor of approximately 1100 μmf is incorporated in the body of the EIMAC SK-700 and SK-710 Air-System Sockets and is adequate for normal amplifier operation at high and ultra-high radio frequencies. Operation at low radio frequencies or audio frequencies may require that additional capacitance be connected externally. In the latter case, the screen by-pass capacitance within the socket helps to eliminate the high-frequency parasitic oscillations occasionally encountered in tetrode amplifiers.

The self-neutralizing frequency of the 4CX300A is above the useful high-frequency limit for the tube when either of the sockets with integral screen by-pass capacitors is used.

Plate Operation—The 4CX300A has a finned external anode for forced-air cooling. Connection to the anode may be made at the top cap or cylindrical cooler shell. The latter is usually used when the tube is installed in coaxial lines or cavities.

The absolute maximum plate-dissipation rating for the 4CX300A is 300 watts, which is also the rated maximum dissipation for class-C amplifier or oscillator applications and for class-B or class-AB amplifier applications. When the 4CX300A is used in plate-modulated amplifier applications, the plate-dissipation rating is 200

watts under carrier conditions, rising to 300 watts under 100% sine-wave modulation. Plate dissipation may be permitted to exceed the maximum rated value for brief periods, such as may occur while tuning.

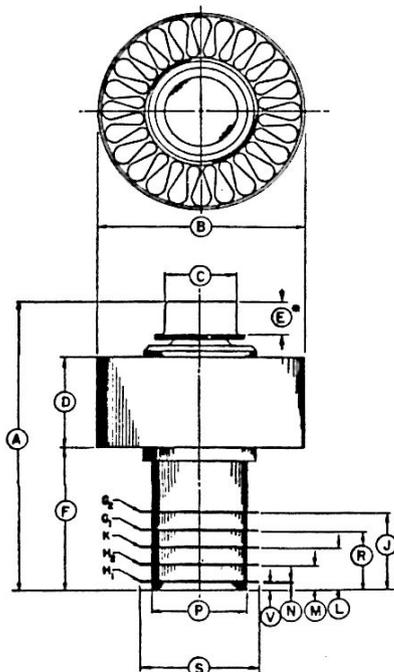
The maximum rated plate voltage for class-AB₁ operation at frequencies up to 500 megahertz is 2500 volts. In class-C telegraphy and plate-modulated service the maximum rated plate voltage for operation up to 500 megahertz is 2000 and 1500 volts respectively. However, at frequencies below 250 megahertz, a plate potential of 2500 volts may be used in class-C telegraphy and FM telephony service.

Modulation — The 4CX300A can be modulated by any of the methods commonly used with tetrode tubes. Its large reserve plate dissipation makes it especially suited for use in screen-modulated and linear amplifiers in which the plate efficiency is low.

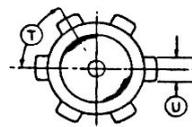
Plate modulation can be applied to the 4CX300A when it is operated as a class-C amplifier. To obtain 100% modulation with minimum distortion the screen supply voltage should be modulated in phase with the modulation applied to the plate supply voltage. Screen voltage modulation factors between 0.75 and 1.00 may be used.

“Self-modulation” of the screen by means of a resistor in series with the screen supply line is not recommended because of the effects which require a bleeder from screen to cathode as described under “Screen Operation.”

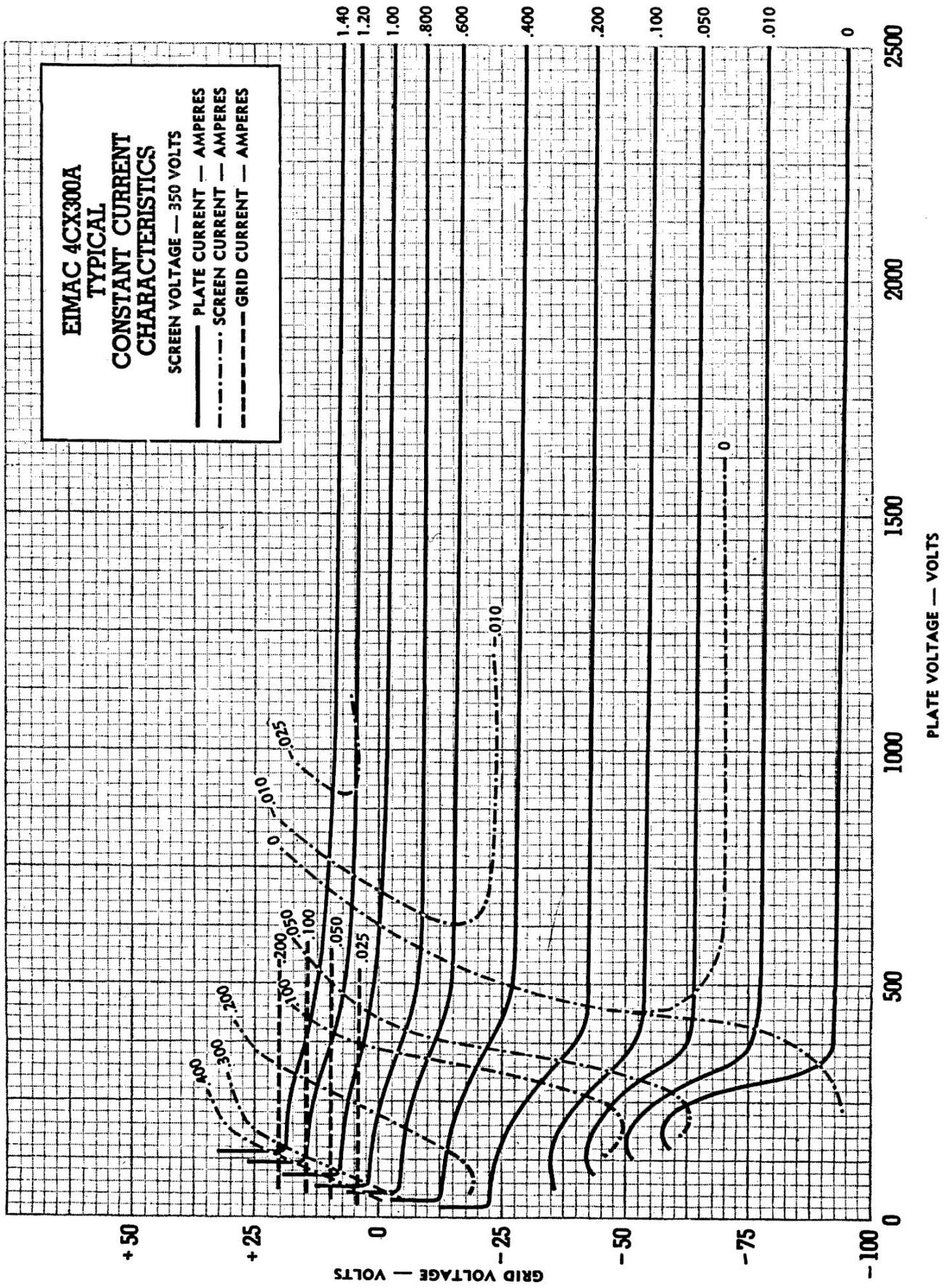
Special Applications — If it is desired to operate this tube under conditions widely different from those given here, write to EIMAC, Division of Varian, for information and recommendations.



DIMENSION DATA			
REF.	NOM.	MIN.	MAX.
A	2.400	2.300	2.500
B	1.625	1.610	1.640
C	.566	.559	.573
D	.750	.710	.790
E		.240	.280
F	1.164	1.135	1.195
J	.822	.802	.842
L	.344	.329	.359
M	.203	.193	.213
N	.015	.010	.020
P	.755	.740	.770
R	.485	.470	.500
S	.946	.936	.956
T	.60°		
U	.175	.170	.185
V	.061	.050	.072



• CONTACT SURFACE

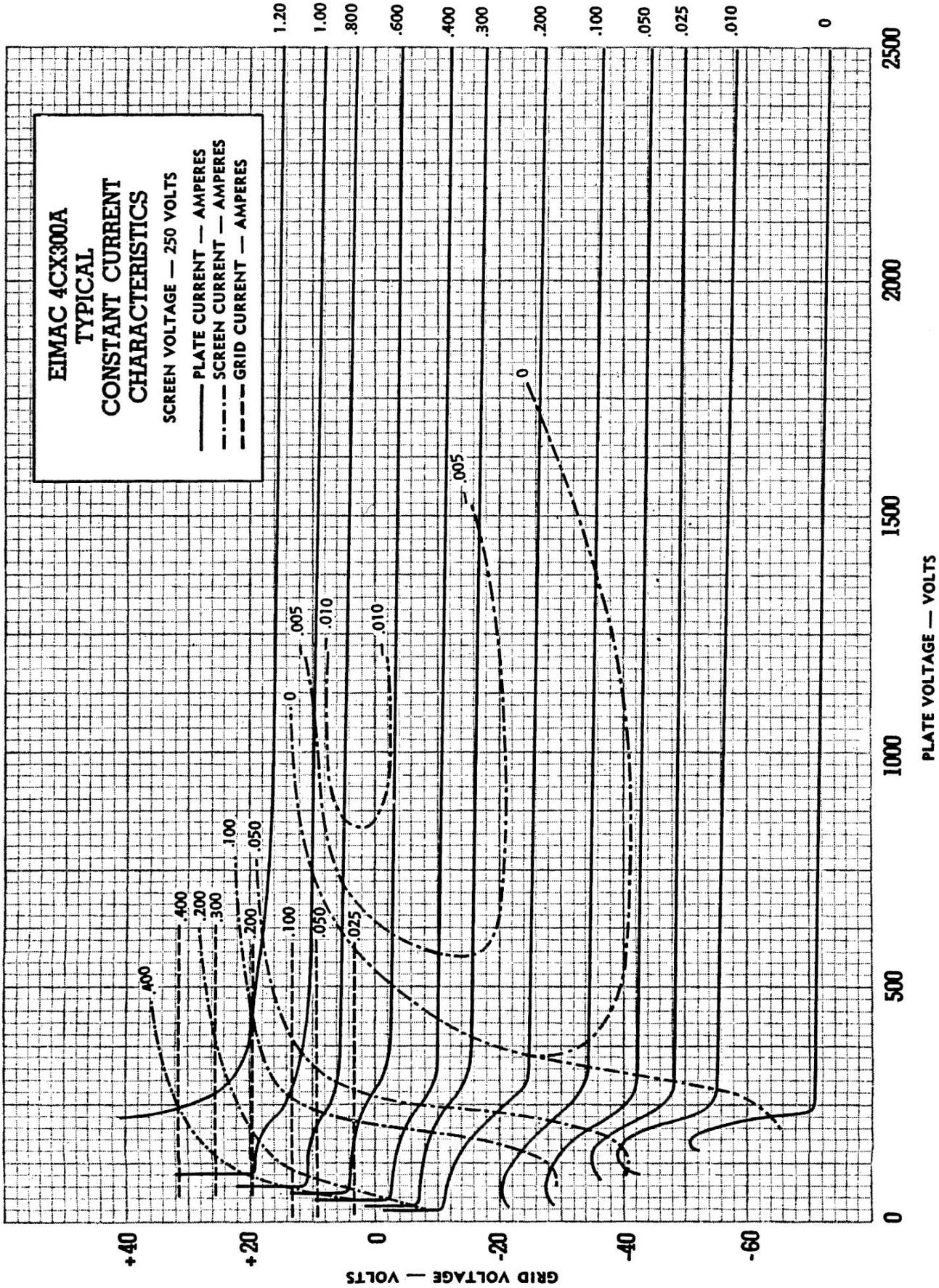




**EIMAC 4CX300A
TYPICAL
CONSTANT CURRENT
CHARACTERISTICS**

SCREEN VOLTAGE — 250 VOLTS

- PLATE CURRENT — AMPERES
- - - - SCREEN CURRENT — AMPERES
- - - - GRID CURRENT — AMPERES





The 4CX350A Radial Beam Tetrode

The Eimac 4CX350A is a radial beam tetrode having over twice the transconductance of the 4CX250 type tube. Maximum plate dissipation of the new tube is rated at 350 watts and use of the 4CX350A in new equipments can often eliminate an amplifier stage in practical circuit design while allowing greater safety factor in operation.

The 4CX350A tube is designed for linear amplifier, broadband operation, and distributed amplifier service. It is normally operated with zero grid current and grid dissipation is limited to zero watts. The design features which make the 4CX350A capable of maximum operation without driving the grid into the positive region also make it necessary to avoid positive grid operation. This tube family, therefore, is not rated for class B or class C operation.

The accompanying data sheets compare the 4CX350A with the 4CX250B. Note that the 4CX350A requires less than half the grid drive of the 4CX250B for maximum output signal. On the other hand, higher screen voltage is required for the 4CX350A and more cooling air is required to attain the higher plate dissipation level. Filament current of the 4CX350A is higher than that of the 4CX250B. In addition, the input capacitance of the 4CX350A is appreciably greater than that of the 4CX250B because of the modified grid structure.

Under proper circumstances, substitution of the 4CX350A for the 4CX250B in existing equipment may be done to achieve a substantial saving in grid driving voltage. Such substitution, however, cannot be considered unilaterally, because of the different screen and grid electrode voltages, higher filament current, and difference in interelectrode capacitance between the two styles of tubes. The 4CX350A, therefore, should not be considered as a "high power" substitute for the 4CX250B but as a unique, high transconductance tetrode useful in broadband, low drive devices where high power gain, and maximum plate dissipation are desired. Substitution of one tube type for the other in existing equipment must be decided by a complete study of the system to see if such a change is feasible or justified.



E I M A C

8321
4CX350A

8322
4CX350F

RADIAL-BEAM
POWER TETRODES

The Eimac 8321/4CX350A and 8322/4CX350F are compact radial beam tetrodes with maximum plate dissipation of 350 watts and are intended for Class-AB, audio or rf amplifier service. These tubes are externally identical to the 4CX250B but contain rugged internal construction features. Amplification factor and cathode area have been increased over the 4CX250B to give higher transconductance and figure of merit.

The 8321/4CX350A and 8322/4CX350F differ only in heater voltage and current; the 8321/4CX350A is used at 6.0 volts while the 8322/4CX350F is rated at 26.5 volts. Both types are of ceramic and metal construction and are recommended for new equipment design.



GENERAL CHARACTERISTICS

ELECTRICAL

Cathode:	Oxide-Coated, Unipotential	Min.	Nom.	Max.		
	Heating Time - - - - -	30		60	secs	
	Cathode-to-Heater Potential - - - - -			±150	volts	
Heater:	4CX350A Voltage - - - - -		6.0		volts	
	4CX350A Current - - - - -	2.9		3.6	amps	
	4CX350F Voltage - - - - -		26.5		volts	
	4CX350F Current - - - - -	0.66		0.81	amps	
				Min.	Nom.	Max.
Amplification Factor (Grid-to-Screen) - - - - -					13	
Transconductance ($I_b = 150$ mA) - - - - -					22,000	umhos
Direct Interelectrode Capacitances, Grounded Cathode:						
Input - - - - -				22.2		26.2 uuf
Output - - - - -				5.0		6.0 uuf
Feedback - - - - -						0.05 uuf
Direct Interelectrode Capacitances, Grounded Grid and Screen:						
Input - - - - -				17.9		21.9 uuf
Output - - - - -				5.0		6.0 uuf
Feedback - - - - -						0.01 uuf

MECHANICAL

Base - - - - -						Special 9-pin
Maximum Operating Temperatures:						
Ceramic-to-Metal Seals - - - - -						250° C
Anode Core - - - - -						250° C
Recommended Socket - - - - -						Eimac SK-600 Series
Operating Position - - - - -						Any
Maximum Dimensions:						
Height - - - - -						2.464 inch
Seated Height - - - - -						1.910 inch
Diameter - - - - -						1.640 inch
Cooling - - - - -						Forced air
Net Weight - - - - -						4 ounces
Shipping Weight (approximate) - - - - -						1.6 pounds

**AUDIO-FREQUENCY AMPLIFIER
OR MODULATOR**Class-AB₁

MAXIMUM RATINGS (Per tube)

DC PLATE VOLTAGE	-	2500 MAX. VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	-	400 MAX. VOLTS
DC PLATE CURRENT	-	300 MAX. MA
PLATE DISSIPATION	-	350 MAX. WATTS
SCREEN DISSIPATION	-	8 MAX. WATTS
GRID CURRENT	-	2 MAX. MA

*Approximate values.

¹Adjust grid bias to obtain listed zero-signal plate current.

TYPICAL OPERATION (Sinusoidal wave, two tubes unless noted)

DC Plate Voltage	-	-	-	-	1000	1500	2200	volts
DC Screen Voltage	-	-	-	-	400	400	400	volts
DC Grid Voltage ¹	-	-	-	-	-27	-27	-27	volts
Zero-Signal DC Plate Current	-	-	-	-	200	200	200	mA
Max-Signal DC Plate Current	-	-	-	-	520	530	580	mA
Max-Signal DC Screen Current	-	-	-	-	-8	-10	-6	mA
Effective Load, Plate to Plate	-	-	-	-	2600	5000	7800	ohms
Peak AF Grid Input Voltage (per tube)*	-	-	-	-	21	21	50	volts
Driving Power	-	-	-	-	0	0	0	watts
Max-Signal Plate Input Power	-	-	-	-	560	800	1260	watts
Max Signal Plate Output Power	-	-	-	-	190	400	770	watts

RADIO-FREQUENCY LINEAR AMPLIFIERClass-AB₁ (Single-Sideband Suppressed-Carrier Operation)

MAXIMUM RATINGS

DC PLATE VOLTAGE	-	2500 MAX. VOLTS
DC SCREEN VOLTAGE	-	400 MAX. VOLTS
DC PLATE CURRENT	-	300 MAX. MA
PLATE DISSIPATION	-	350 MAX. WATTS
SCREEN DISSIPATION	-	8 MAX. WATTS
GRID CURRENT	-	2 MAX. MA

*Approximate values

¹Adjust grid bias to obtain listed zero-signal plate current.

TYPICAL OPERATION (Peak-envelope conditions except where noted)

DC Plate Voltage	-	-	-	-	1000	1500	2200	volts
DC Screen Voltage	-	-	-	-	400	400	400	volts
DC Grid Voltage ¹	-	-	-	-	-27	-27	-27	volts
Zero-Signal DC Plate Current	-	-	-	-	100	100	100	mA
Peak RF Grid Voltage*	-	-	-	-	21	21	25	volts
DC Plate Current	-	-	-	-	260	265	290	mA
DC Screen Current*	-	-	-	-	-4	-5	-3	mA
Plate Input Power	-	-	-	-	260	400	630	watts
Plate Output Power	-	-	-	-	95	200	385	watts
Two-Tone Average DC Plate Current	-	-	-	-	210	215	195	mA
Two-Tone Average DC Screen Current*	-	-	-	-	-7	-8	-3	mA
Resonant Load Impedance	-	-	-	-	1300	2500	3900	ohms

NOTE: "TYPICAL OPERATION" data are obtained by calculation from published characteristic curves. No allowance is made for circuit losses of any kind. Adjustment of the rf grid drive to obtain the specified plate current at the specified grid bias, screen voltage, and plate voltage is assumed. If this procedure is followed, there will be little variation in output power when tubes are changed, even though there may be some variations in grid and screen currents. The grid and screen currents which result when the desired plate current is obtained are incidental and vary from tube to tube. These current variations cause no difficulty so long as the circuit maintains the correct voltage in the presence of the variations in current. If grid bias is obtained principally by means of a grid resistor, the resistor must be adjustable to obtain the required bias voltage when the correct rf driving voltage is applied.

APPLICATION**MECHANICAL**

MOUNTING — The 4CX350A and 4CX350F may be operated in any position. An Eimac Air-System Socket, SK-600 series, or a socket having equivalent characteristics, is required. Sockets are available with or without built-in screen by-pass capacitors and may be obtained with either grounded or ungrounded cathode terminals.

COOLING — Sufficient cooling must be provided for the anode, base seals and body seals to maintain operating temperatures below the rated maximum values. Air requirements to maintain seal temperatures at 225°C in 50°C ambient air are tabulated on page 3. These requirements apply when the Eimac

SK-600 or SK-610 socket is used with the SK-606 chimney and air-flow in the base-to-anode direction.

At 500 mc or below, base-cooling air requirements are satisfied automatically when the tube is operated in an Eimac Air-System Socket and the recommended air-flow rates are used. Experience has shown that if reliable long-life operation is to be obtained, the cooling air flow must be maintained during standby periods when only the heater voltage is applied to the tube. The anode cooler should be inspected periodically and cleaned when necessary to remove any dirt, which might interfere with effective cooling.

The blower selected in a given application must be capable of supplying the desired air flow at a back pressure equal to the pressure drop shown below, plus any drop encountered in ducts and filters. The blower must be designed to deliver the air at the desired altitude.

MINIMUM COOLING AIR-FLOW REQUIREMENTS				
	SEA LEVEL		10,000 FEET	
Plate Dissipation (Watts)	Air-Flow (CFM)	Pressure Drop (Inches of water)	Air-Flow (CFM)	Pressure Drop (Inches of water)
250	5.3	0.6	7.7	0.85
300	6.5	0.9	9.5	1.25
350	7.8	1.2	12.0	1.9

If cooling methods other than forced air are used, if the recommended air-flow rates are not supplied or if there is any doubt that the cooling is adequate, it should be borne in mind that operating temperature is the sole criterion of cooling effectiveness. One method of measuring the surface temperatures is by the use of a temperature-sensitive lacquer. When temperature-sensitive materials are used, extremely thin applications must be used to avoid interference with the transfer of heat from the tube to the air stream, which would cause inaccurate indications.

VIBRATION — These tubes are capable of satisfactorily withstanding ordinary shock and vibration, such as encountered in shipment and normal handling. The tubes will function well in automobile and truck mobile installations and similar environments.

ELECTRICAL

HEATER — The rated heater voltages for the 4CX350A and 4CX350F are 6.0 volts and 26.5 volts respectively and these voltages should be maintained as closely as practicable. Short-time variations of the voltage of $\pm 10\%$ of the rated value will not damage the tube, but variations in performance must be expected. The heater voltage should be maintained within $\pm 5\%$ of its rated value to minimize variations in performance and to obtain maximum tube life.

CATHODE OPERATION — The cathode is internally connected to the four even-numbered base pins, and all four of the corresponding socket terminals should be used to make connection to the external circuits. At radio frequencies it is important to keep the cathode leads short and direct and to use conductors with large areas to minimize the inductive reactances in series with the cathode leads.

It is recommended that rated heater voltage be applied for a minimum of 30 seconds before other operating voltages are applied. Where the circuit design requires the cathode and heater to be operated at different potentials, the rated maximum heater-to-cathode voltage is 150 volts regardless of polarity.

CONTROL-GRID OPERATION — The grid dissipation rating of the 4CX350A and 4CX350F is zero watt. The design features which make the tubes capable of maximum power operation without driving the grid into the positive region also make it necessary to avoid positive grid operation. The grid current rating of 2.0 milliamperes allows the flow of positive grid current for peak-signal monitoring purposes.

SCREEN-GRID OPERATION — The maximum rated power dissipation for the screen grid is 8 watts, and the screen input power should be kept below that level. The product of the peak screen voltage and the indicated dc screen current approximates the screen input power except when the screen current indication is near zero or negative.

In the usual tetrode amplifier, where no signal voltage appears between cathode and screen, the peak screen voltage is equal to the dc screen voltage.

When signal voltages appear between screen and cathode, as in the case of screen-modulated amplifiers or cathode-driven tetrode amplifiers, the peak screen-to-cathode voltage is the sum of the d-c screen voltage and the peak ac or rf signal voltage applied to screen or cathode.

Protection for the screen can be provided by an over-current relay and by interlocking the screen supply so that the plate voltage must be applied before screen voltage can be applied.

The screen current may reverse under certain conditions, and produce negative current indications on the screen milliammeter. This is a normal characteristic of most tetrodes. The screen power supply should be designed with this characteristic in mind, so that the correct operating voltage will be maintained on the screen under all conditions. A current path from screen to cathode must be provided by a bleeder resistor or shunt regulator connected between screen and cathode and arranged to pass approximately 15 milliamperes per connected screen. An electron tube series regulator can be used only when an adequate bleeder resistor is provided.

PLATE OPERATION — The maximum rated plate-dissipation power is 350 watts. The maximum dissipation rating may be exceeded for brief periods during circuit adjustment without damage to the tube.

At frequencies up to approximately 30 megacycles the top cap on the anode cooler may be used for a plate terminal. At higher frequencies a circular clamp or spring-finger collect encircling the cylindrical outer surface of the anode cooler should be used.

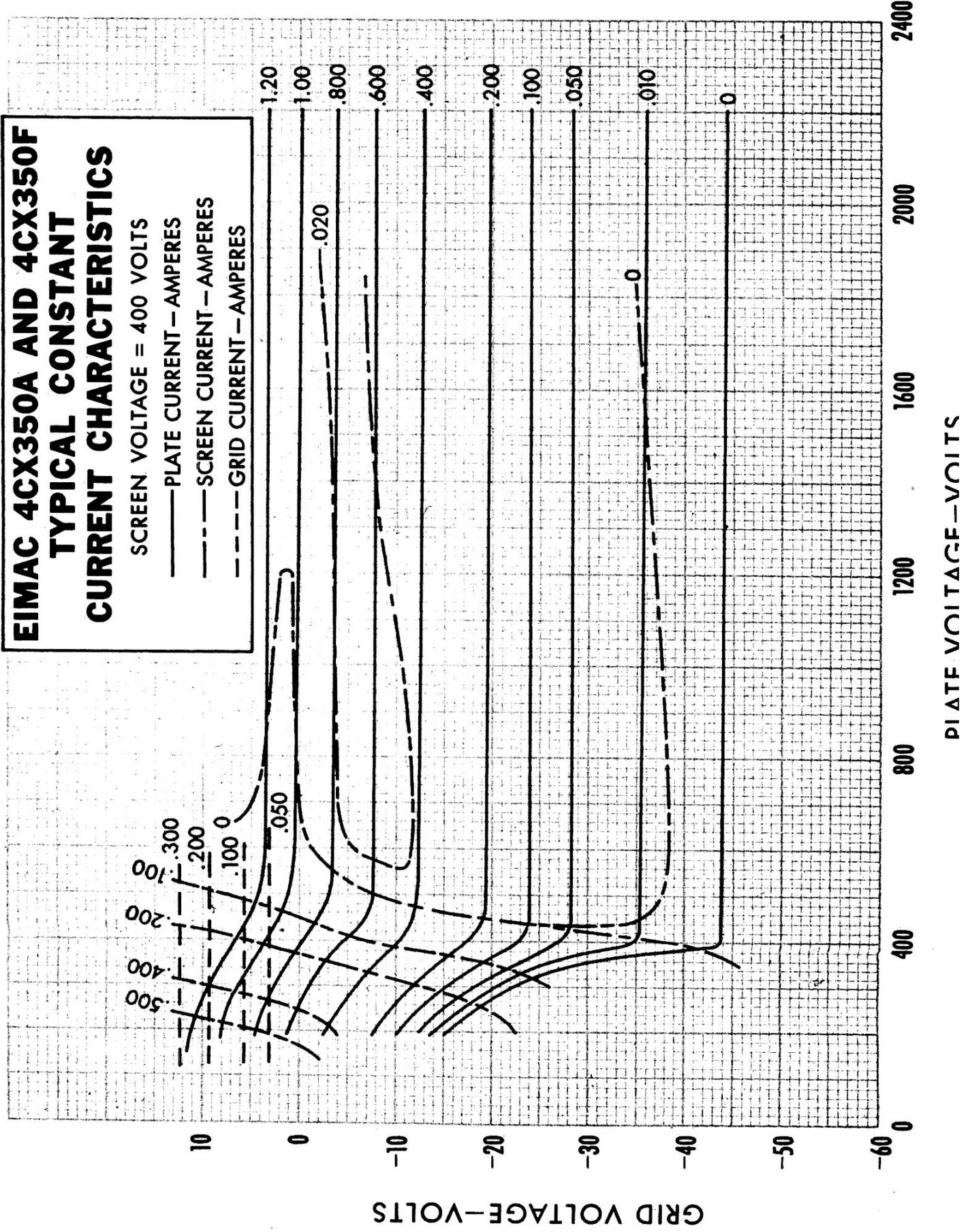
MULTIPLE OPERATION — Tubes operating in parallel or push-pull must share the load equally. It is good engineering practice to provide for individual metering and individual adjustment of the bias or screen voltage to equalize the inputs.

Where overload protection is provided, it should be capable of protecting the surviving tube/s in the event that one tube should fail.



EIMAC 4CX350A AND 4CX350F TYPICAL CONSTANT CURRENT CHARACTERISTICS

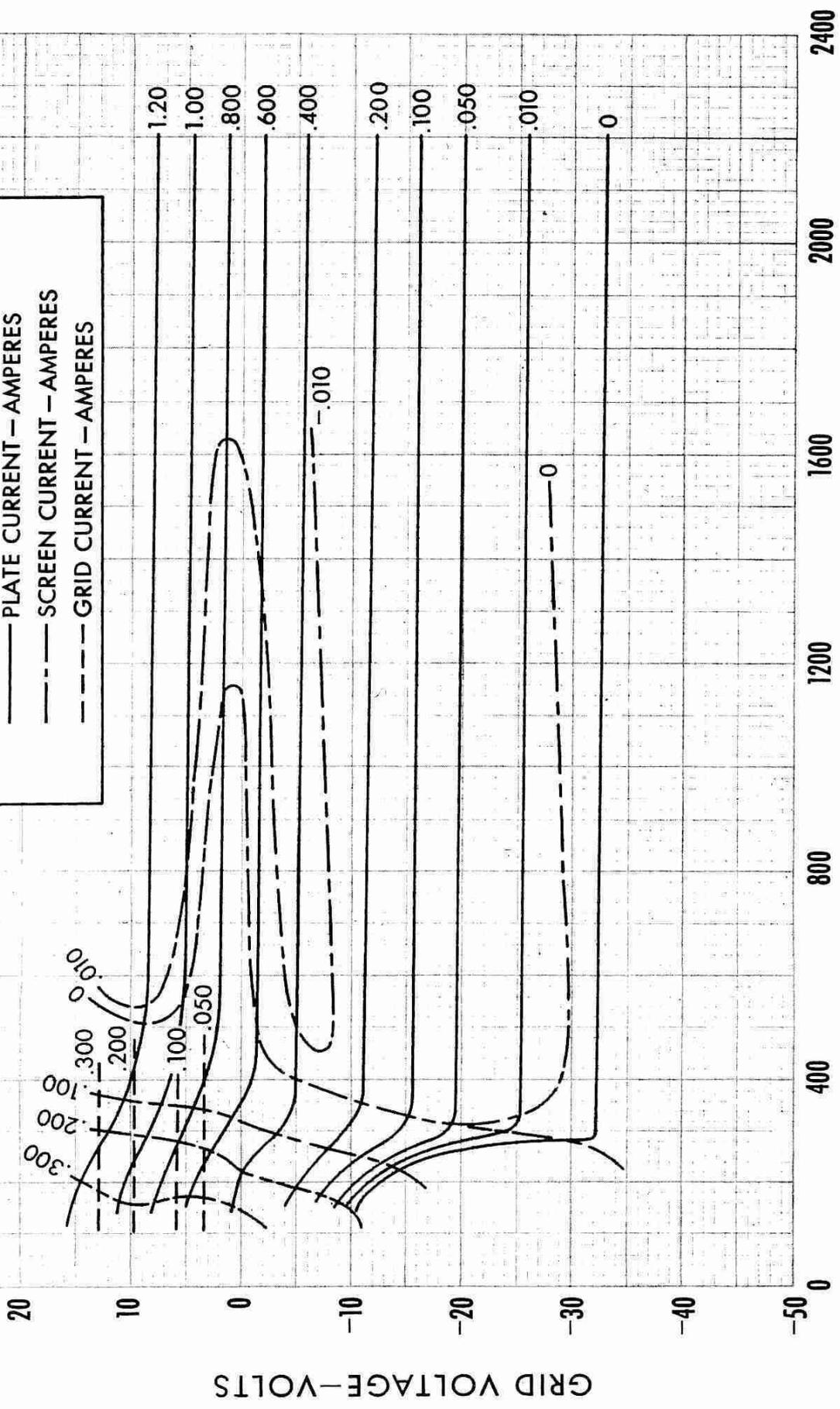
SCREEN VOLTAGE = 400 VOLTS
—— PLATE CURRENT — AMPERES
- - - SCREEN CURRENT — AMPERES
- - - GRID CURRENT — AMPERES



**EIMAC 4CX350A AND 4CX350F
TYPICAL CONSTANT
CURRENT CHARACTERISTICS**

SCREEN VOLTAGE = 300 VOLTS

- PLATE CURRENT — AMPERES
- - - SCREEN CURRENT — AMPERES
- - - GRID CURRENT — AMPERES





UHF OPERATION — The 4CX350A and 4CX350F are useful in the UHF region. UHF operation should be conducted with heavy plate loading, minimum bias and the lowest driving power consistent with satisfactory performance. It is often preferable to operate at a sacrifice in efficiency to obtain increased tube life.

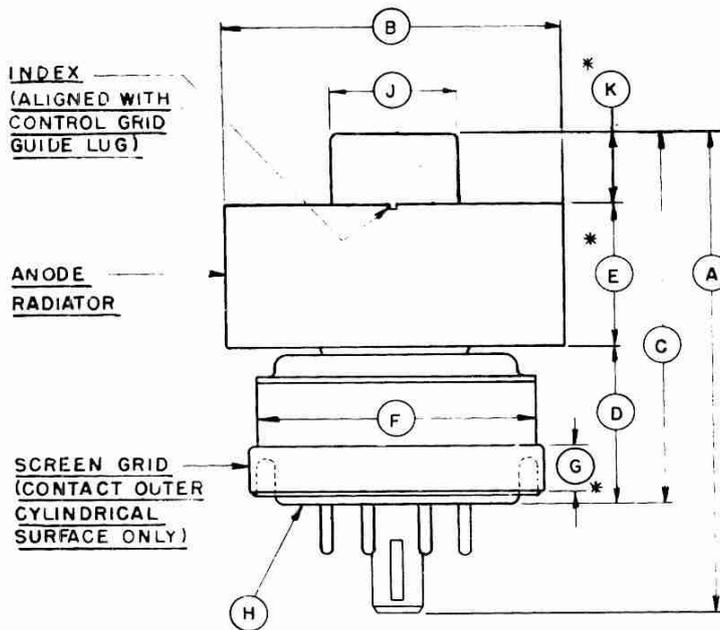
Some of the added circuit loss observed in UHF operation is in the base insulator of the tube. It is sometimes necessary to use more than the recommended minimum air-flow rates to maintain safe operating base temperatures at UHF.

These tubes may be used in frequency multiplier applications. Such operation results in low plate efficiency and requires high driving voltages. If the frequency multiplier is used as an output power stage, it is preferable to operate the final tube as a frequency doubler rather than a frequency tripler.

SPECIAL APPLICATIONS — If it is desired to operate these tubes under conditions widely different from those given here, write to Application Engineering Department, Eimac, Division of Varian, San Carlos, California for information and recommendations.

- PIN NO. 1. SCREEN GRID
- PIN NO. 2. CATHODE
- PIN NO. 3. HEATER
- PIN NO. 4. CATHODE
- PIN NO. 5. I.C. DO NOT USE FOR EXTERNAL CONNECTION
- PIN NO. 6. CATHODE
- PIN NO. 7. HEATER
- PIN NO. 8. CATHODE
- CENTER PIN - CONTROL GRID

DIMENSIONS IN INCHES			
DIMENSIONAL DATA			
DIM.	MIN.	MAX.	REF.
A	2.324	2.464	
B	1.610	1.640	
C	1.810	1.910	
D	.750	.810	
E	.710	.790	
F		1.406	
G	.187		
H	BASE: B8-236 (JEDEC DESIGNATION)		
J	.559	.573	
K	.240		



NOTES

- 1 * CONTACT SURFACE
2. REF. DIMENSIONS ARE FOR INFORMATION ONLY & ARE NOT REQUIRED FOR INSP. PURPOSES.

TOUS
LES
ANS

EN
OCTOBRE



**SALON
INTERNATIONAL
DU
RADIOAMATEURISME**

Syndicat d'initiative

AUXERRE
YONNE — FRANCE

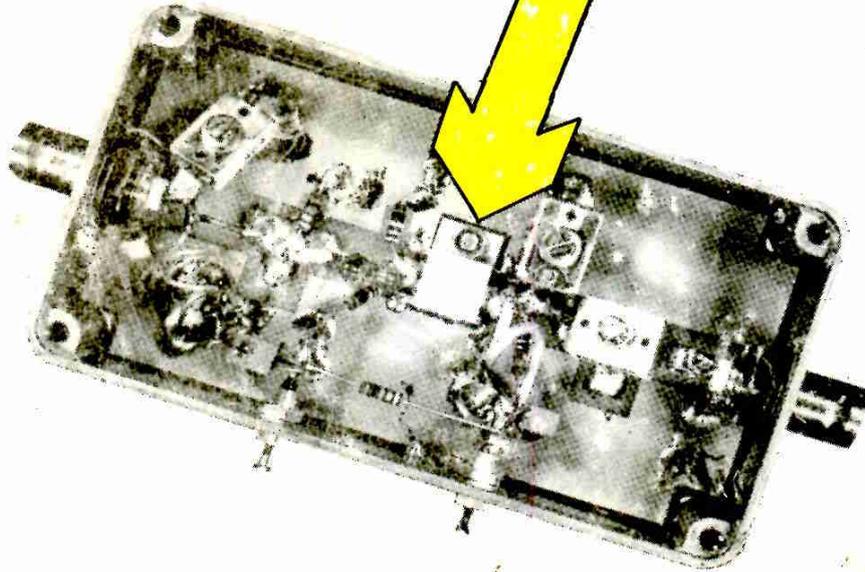
Deux jours à ne pas manquer ! Nombreux exposants : Des affaires... Des affaires...!
Radio-guidage sur RB bis — Marché de l'occasion — ATV — DÉMONSTRATION
METEOSAT — Venez nombreux — Dossier SALON sur demande avant le 25/9/85
contre 2 timbres à 2 F 10 à :
SM ELECTRONIC 20 bis, Avenue des Clairions 89000 AUXERRE — Tél: (86) 46.96.59

12 et 13
octobre
1985

VHF AMPLIS

Des amplificateurs, de 144 MHz à 2.4 GHz ! L'amplificateur est un étage complémentaire d'une station radio-amateur VHF/UHF, souvent indispensable dans certaines conditions et facile à réaliser. VHF-AMPLIS propose une vingtaine de montages tant à partir des classiques tubes de puissance, qu'avec les modernes transistors V-MOS.

V-MOS
100 W / 2 M



PRIX : 178 F

Numéro ISBN 2.904336.09.5

Dépôt légal-n° 156 — Octobre 1985

IMP. MODERNE - AUXERRE