

# Utilisation rationnelle

# des TUBES MODERNES en BASSE FREQUENCE

(Utilisation en H.F. et M.F. : voir le numéro 208)

## Introduction

Les tubes Noval pour amplification B.F. présentés au dernier Salon de la Pièce Détachée ont attiré l'attention des amateurs de reproduction musicale fidèle. Des montages très originaux les utilisant ont été décrits dans TOUTE LA RADIO. Toutefois, nombreux sont ceux éprouvant la crainte que leur budget ne leur permette pas la réalisation des raffinements dont ces amplificateurs sont pourvus. Afin de satisfaire les débutants dans le domaine de la haute fidélité, nous avons décrit dans le n° 207, un amplificateur simple et d'exécution facile équipé avec les récents tubes Noval. Nous nous proposons aujourd'hui de revenir sur ce montage, d'en examiner les détails et les améliorations et de donner tous les renseignements permettant d'en mener à bien la réalisation.

## La puissance de sortie

La première question qui se pose est celle de la puissance de sortie. Si l'on se reporte aux articles de R. BESSON (T.L.R. n° 145 et 146), on constate que, pour une pièce de 200 m<sup>3</sup>, la puissance nominale de l'amplificateur doit être de 2,5 W, le haut-parleur monté sur baffle ayant un rendement de 5 %. Le volume d'une pièce d'appartement n'excédant guère 80 m<sup>3</sup>, on voit qu'à priori la puissance de 2,5 W est largement suffisante. Mais, car il y a un mais, puissance et distorsion varient dans le même sens. Le taux de distorsion harmonique de l'amplificateur simple dont nous parlons ci-dessus est de 1 % à 11 W, mais il tombe à 0,5 % à 9 W et à 0,1 % à 4 W. L'intérêt de disposer d'un large excès de puissance apparaît.

## L'étage de sortie

Examinons les caractéristiques et courbes du tube EL 84 publiées dans le n° 207. Puisque nous recherchons la meilleure fidélité possible, c'est-à-dire le plus faible taux de distorsion, choisissons deux de ces tubes en montage

symétrique (en français *push-pull*) classe AB, alimentés sous 300 V. Le tableau nous indique que la puissance maximum de sortie est de 17 W, le taux de distorsion harmonique étant de 4 %. Mais la courbe 6 nous apprend que ce taux passe à 2,5 % à 11 W et à 1 % à 2,5 W. Nous concluons que, pour tendre vers la plus grande fidélité, il est avantageux d'utiliser des tubes de sortie dont une partie de la puissance qu'ils sont susceptibles de fournir sera utilisée. Le dicton « Qui peut le plus peut le moins » et qui résume, en somme, l'antique loi du moindre effort trouve ici sa confirmation.

Notre étage final exigera une tension d'alimentation des anodes et des écrans de 300 V. En l'absence de signal, le courant des plaques sera de 72 mA et celui des écrans de 8 mA. Pour la puissance de 11 W, la valeur de ces intensités sera respectivement de 84 et 12 mA, et la tension à appliquer à chacune des grilles sera de 6 V eff, ainsi que l'indique la courbe 6 précitée. L'impédance de plaque à plaque du transformateur de sortie sera de 8 k $\Omega$ .

Il convient de se souvenir ici que le montage de 2 tubes dont la pente est aussi grande que 11 mA/V oscille avec la plus grande facilité. La soudure, directement sur la paillette grille de chacun des supports, d'une résistance de 4,7 k $\Omega$  et celle, sur la paillette écran, d'une résistance de 47  $\Omega$  remédient à cet inconvénient. Une meilleure stabilisation est obtenue en utilisant une résistance séparée pour chacune des cathodes, et en la découplant par un condensateur électrochimique de 50  $\mu$ F, valeur qu'il y a intérêt à ne pas dépasser. Les résistances de cathode de 270  $\Omega$  seront du type 2 W et étalonnées à  $\pm 5$  %.

Si nous choisissons un transformateur d'alimentation fournissant 2 $\times$ 300 V pour 120 mA, l'ouvrage « Bases du Dépannage » de notre collègue W. SOROKINE (1) nous indique, page 33, que pour un débit de 80 à 90 mA, la ten-

sion redressée aux bornes du condensateur d'entrée sera de 320 V. Dans le cas d'un transformateur de sortie de fabrication « maison », tel que celui décrit dans le n° 207, la résistance de chaque demi-primaire sera de l'ordre de 180  $\Omega$  ; pour un courant de plaque moyen de 40 mA par tube, la chute de tension n'excédera pas 10 V, d'où une tension réelle de plaque de 310 V.

On remarquera sur le schéma général que les plaques sont alimentées en tension redressée sans interposition d'une cellule de filtrage. La charge totale constituée par l'amplificateur est en moyenne de  $300/0,09 = 3$  k $\Omega$ . Le tableau 7, page 36, de « Bases du Dépannage » nous indique que, pour cette charge et un condensateur de 4  $\mu$ F, le ronflement est de 19 %, soit 60,8 V. Si nous adoptons un condensateur d'entrée de 50  $\mu$ F, il sera diminué de 12,5 fois et sera de 4,8 V pour la tension d'alimentation de 320 V. Cette tension de ronflement agissant en sens inverse sur chacun des 2 demi-primaires s'annulera pratiquement. Mais elle subsiste sur les écrans. Ces électrodes ayant avantage à être portées à un potentiel voisin de celui des plaques, nous pourrions, eu égard à leur courant total de 10 mA, utiliser une résistance chutrice de 1,2 k $\Omega$  qui les portera à 305 V environ. En adoptant un condensateur de 50  $\mu$ F, nous déterminerons l'efficacité du filtrage (« Bases du Dépannage », page 48), soit 31,2 fois. La tension de ronflement appliquée aux écrans sera donc de  $4,8/31,2 = 0,15$  V, soit 0,04 % de la tension les alimentant.

## L'étage déphaseur

Très nombreux sont les montages déphaseurs qui ont été mis au point. Leur examen dépasserait les limites que nous nous sommes fixées, d'autant que notre collègue W. SOROKINE en a judicieusement examiné quelques-uns dans l'une des revues-sœurs de TOUTE LA RADIO (2). Le montage

(1) Société des Editions Radio.

(2) Radio Constructeur n° 104 et 105.

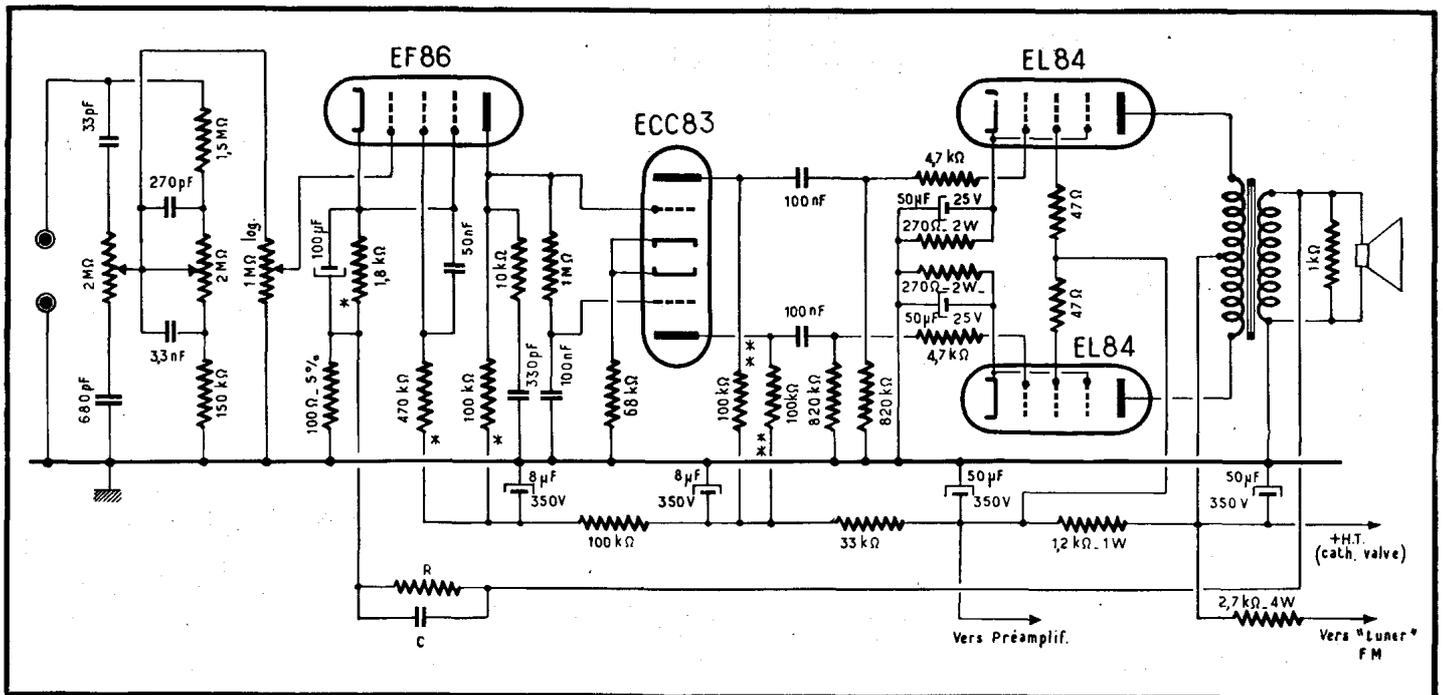


Fig. 1. — Schéma général de l'amplificateur. Les résistances marquées (\*) sont du type à couche de carbone à haute stabilité ainsi que la résistance R du circuit de contre-réaction. Celles marquées (\*\*) sont du même type et doivent être égales à moins de 5 % près, ainsi que les résistances de cathode et de grille des tubes EL 84. Le condensateur C (mica ou céramique) est de 120 pF ; il a pour but d'augmenter le taux de contre-réaction aux fréquences élevées. Les résultats obtenus à l'audition dépendront de la qualité du transformateur de sortie, ainsi que du ou des H.P. et du baffle qui auront été adoptés.

que nous recommandons utilise la double-triode Noval ECC 83/12 AX 7 dont le coefficient d'amplification est de 100 et la pente de 1,2 à 1,6 mA/V. Son originalité réside dans le fait que le signal d'entrée attaque la grille de la première triode, tandis que celle de la seconde est mise à la masse, du point de vue alternatif, par un condensateur. Le couplage entre les 2 triodes s'effectue par la résistance commune de cathode qui, non découplée et de valeur élevée, crée un effet de contre-réaction d'intensité. Le gain de l'ensemble est réduit à 25, mais la distorsion harmonique est seulement de 1,8 %.

Les cathodes étant portées à un potentiel positif élevé, la grille de la première triode peut être reliée *directement* à la plaque du tube préamplificateur si la résistance de charge de ce dernier est convenablement choisie. Il résulte de la suppression de tout condensateur de couplage entre l'étage préamplificateur et l'étage déphaseur une absence totale de déphasage, même aux fréquences les plus basses, d'où une excellente stabilité de fonctionnement. Les valeurs des éléments convenant à ce montage ont été extraites de la brochure : « *Le Chemin de la Fidélité* », laquelle comporte de précieuses indications sur l'utilisation des tubes Noval dans l'amplification B.F. (3).

(3) Editée par La Radiotechnique, 130, avenue Ledru-Rollin, Paris (XI<sup>e</sup>).

Si, dans le but de diminuer la distorsion, nous choisissons des résistances de plaque de 100 kΩ, le courant cathodique total du tube ECC 83 sera de 1,05 mA et la tension sur la cathode de 71,5 V. Afin d'atténuer le ronflement qui, nous l'avons vu, est de 0,15 V au point 305 V, nous utiliserons une cellule de filtrage. En comptant 1 mA pour le tube préamplificateur et admettant une tension d'alimentation des anodes de 230 V, la résistance de filtrage sera de 37 kΩ. Nous pourrions adopter la valeur la plus proche dans la série normalisée, soit 33 kΩ, qui nous donnera une tension de 235 V et portera les plaques à environ 185 V. L'efficacité du filtre, avec un condensateur de 8 μF, sera de 150 et la tension de ronflement de 0,15/150 = 0,001 V ou 1 mV, soit 0,42 % de la tension d'alimentation.

Il est indispensable que les résistances de plaque de 100 kΩ soient du type 1/2 W à couche de carbone, de tolérance maximum ± 5 %. Ces pièces peuvent être aisément procurées par les bons revendeurs avec une tolérance de 2 et même 1 %. Quelle que soit la tolérance, il conviendra de les mesurer grossièrement et d'utiliser la plus forte dans le circuit plaque de la deuxième triode. De même, les résistances de grille des tubes EL 84 auront intérêt à être choisies avec tolérance de ± 5 %.

### L'étage préamplificateur

L'étage préamplificateur utilise l'excellent tube penthode Noval EF 86 à faible niveau de bruit, de ronflement et de microphonie. Pour des raisons de stabilité, la résistance de plaque est de 100 kΩ et la résistance d'écran de 470 kΩ. Dans ces conditions, pour une polarisation de grille de l'ordre de 1,5 V, le courant de plaque sera de 0,75 mA et celui d'écran de 0,15 mA.

Nous avons vu que la grille d'entrée de la première triode du tube ECC 83 est polarisée à - 71,5 V, alors qu'elle devrait être à - 1,5 V. La liaison entre la plaque du tube EF 86 et la grille du tube déphaseur étant directe, la plaque doit être portée à + 70 V. La chute de tension dans la résistance de plaque étant de 75 V, le tube EF 86 doit être alimenté sous 145 V. Il convient donc de ramener la tension disponible de 235 V à cette valeur. Une résistance de 100 kΩ conviendra parfaitement et, avec un condensateur de 8 μF, constituera un filtre dont l'efficacité de 500 fois réduira la tension initiale de ronflement de 1 mV à 2 μV.

Avec les valeurs indiquées, le gain de l'étage sera d'environ 100. Afin de prévenir l'instabilité aux fréquences très élevées, la résistance de plaque sera shuntée par un filtre qui diminuera l'amplification à ces fréquences, inaudibles d'ailleurs. En adoptant pour les résistances de plaque, d'écran et de

cathode des types à couche de carbone, on contribuera à la stabilité et à la réduction du bruit de l'étage préamplificateur.

### Bilan de l'amplification

Le gain total en tension des étages préamplificateur et déphaseur est de 2500. Mais l'étage de sortie est à intégrer dans la chaîne d'amplification. En effet, lorsque la puissance de 11 W est fournie à la bobine mobile du H.P., la tension à ses bornes est fonction de l'impédance de cette dernière. Si cette impédance est de 15 Ω, la tension de sortie sera de racine de 11 × 15, soit 12,84 V. Comme la tension appliquée à chacune des grilles des tubes EL 84 est de 6 V, le gain de l'étage de sortie est, dans ce cas, de 12,84/6 = 2,1 et le gain total de l'amplificateur est de 2500 × 2,1 = 5250. Une tension, appliquée à la grille du tube EF 86, de 12,84/5250 = 0,0025 V ou 2,5 mV suffira pour produire la puissance de sortie de 11 W.

Or, l'amplificateur est destiné à être attaqué par un lecteur, le plus fréquemment du type piézoélectrique, dont la tension de sortie moyenne est de l'ordre de 0,5 V. Si l'on prévoit un réseau de correction des graves et des aigus affaiblissant de 10 fois la ten-

sans contre-réaction et par  $G'$  le gain avec contre-réaction, le taux  $t$  de contre-réaction est donné par la formule :

$$t = \frac{G - G'}{G \times G'}$$

Dans le cas actuel, le taux de contre-réaction est de 0,003, soit 0,3 %. Il suffit donc de réinjecter — avec la phase convenable — dans le circuit de grille du tube EF 86 ou, ce qui revient au même, dans son circuit de cathode, 0,3 % de la sortie pour obtenir le gain de 260. Nous connecterons donc, en série avec la résistance de polarisation de ce tube, une résistance  $R_{C.R.}$  de faible valeur, formant l'une des branches d'un potentiomètre  $R_{C.R.} + R$  branché aux bornes de la bobine mobile.

Le rapport de la résistance  $R_{C.R.}$  à la résistance totale  $R_{C.R.} + R$  étant égal au taux de contre-réaction  $t$ , on peut en se donnant la valeur de  $R_{C.R.}$  calculer  $R$  par la formule :

$$R = \frac{R_{C.R.}}{t} - R_{C.R.}$$

En adoptant  $R_{C.R.} = 100 \Omega$ , on obtient  $R_{21} = 33 \text{ k}\Omega$ , valeur normalisée. On réinjectera donc à l'entrée de l'amplificateur 12,84 × 0,003 = 0,0385 V ou 38,5 mV, tension à laquelle s'ajouteront les 2,5 mV primitifs, ce qui don-

des valeurs de 7 et 5 Ω. Il est clair que, dans ces cas, la tension de sortie étant moindre, le taux de contre-réaction doit être augmenté si l'on veut se trouver dans les mêmes conditions. Si la valeur de l'impédance diminue de  $k$  fois, le taux de contre-réaction devra être augmenté de racine de  $k$  fois. Il convient alors de modifier la valeur de l'une des 2 résistances  $R_{C.R.}$  et  $R$ . En général, on modifie celle de  $R_{C.R.}$ , qui peut être calculée par la formule :

$$R = \frac{t' R_{C.R.}}{1 - t'}$$

si l'on désigne par  $t'$  le nouveau taux de contre-réaction. Un exemple va nous permettre d'en faire l'application.

Soit une bobine mobile de 5 Ω au lieu de 15 Ω. La tension de sortie diminue de racine de 15/5, soit de 1,73 fois et le taux de contre-réaction  $t'$  devient 0,003 × 1,73 = 0,0052, soit 0,52 %. Si nous conservons pour  $R$  la valeur primitive de 33 kΩ, la valeur de  $R_{C.R.}$  devient, d'après la formule ci-dessus, 0,170 kΩ, soit 170 Ω. Il convient d'adopter pour cette résistance une tolérance maxima de ± 5 %. Un calcul facile montrerait que le rapport des gains de l'amplificateur sans contre-réaction et avec contre-réaction est toujours de 20, soit 26 dB.

### L'alimentation

Peu de choses sont à dire sur l'alimentation qui est classique. L'intensité maximum fournie par le secondaire H.T. de 2 × 300 V devra être de 120 mA pour l'amplificateur décrit. Dans le cas où l'on désirerait également alimenter un récepteur A.M./F.M. ou un « tuner » F.M., il conviendrait d'adopter 150 mA. Dans ce cas, la tension destinée à ce récepteur sera prise aux bornes du premier condensateur et chutée à travers une résistance de 2,7 kΩ — 4 W. Un deuxième condensateur de 50 μF devra être intégré au récepteur ou au « tuner ».

Le tube redresseur sera un EZ 80 dans le premier cas. Dans le deuxième, on adoptera de préférence le EZ 81, mais on aura soin de connecter des résistances de protection (± 20 %) en série avec chacune des plaques. La valeur de ces résistances, capables de dissiper 1 W, dépendra de la résistance  $R_p$  du primaire du transformateur, de la résistance  $R_s$  d'un demi-secondaire H.T. et du rapport de transformation  $n$  d'un demi-secondaire au primaire. On en déduira une résistance  $R$ , telle que :

$$R = R_s + n^2 R_p$$

qui, soustraite de 310 Ω, donnera la valeur de chacune des résistances de protection (4).

(4) Souhaitons ici que les fabricants de transformateurs d'alimentation mentionnent, sur les notices et catalogues qu'ils remettent au prochain Salon de la Pièce Détachée, la résistance du primaire et du demi-secondaire H.T., ce qui facilitera la tâche des utilisateurs.

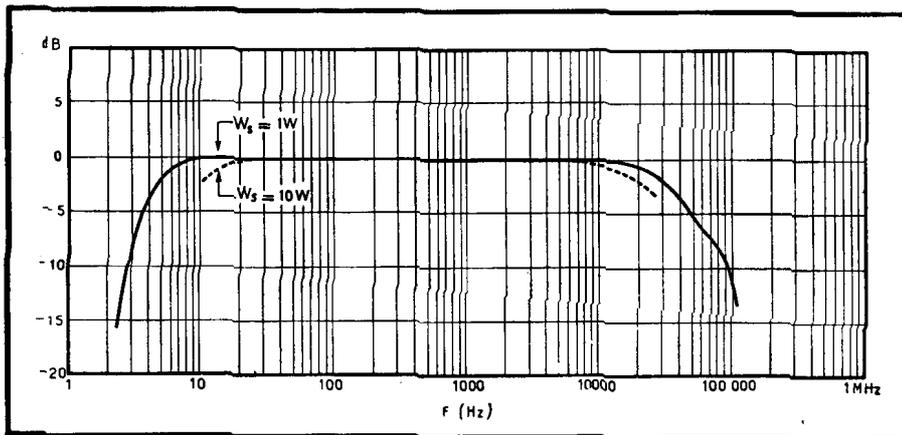


Fig. 2. — Ces deux courbes montrent que, pour une audition d'appartement (1 W), l'amplificateur décrit peut prétendre à la haute fidélité ; à pleine puissance (10 W), sa courbe demeure linéaire à ± 1 dB de 30 Hz à 15 kHz, ce qui est remarquable.

sion fournie par le lecteur, on voit qu'il sera appliqué à la grille du tube EF 86, potentiomètre de volume au maximum, une tension de 0,05 V ou 50 mV. Il y a donc intérêt à réduire le gain total de l'amplificateur grâce à l'utilisation de la contre-réaction de tension, laquelle, comme chacun sait, diminue les distorsions.

### La contre-réaction

Le rapport des tensions précitées est de 50/2,5 = 20, ce qui correspond à 26 dB. Il convient donc de ramener le gain total de l'amplificateur à 5250/20 = 260. Si l'on exprime par  $G$  le gain

nera un total de 41 mV. Nous avons vu que cette tension est aisément fournie par un lecteur piézoélectrique suivi d'un correcteur. Elle s'entend, bien entendu, pour la puissance de sortie de 11 W qui, on le conçoit, ne pourrait être supportée longtemps dans une pièce d'appartement moderne par le néophyte en haute fidélité, pas plus d'ailleurs que par ses voisins immédiats...

### Si l'impédance de sortie est différente

Bien que la valeur d'impédance de bobine de 15 Ω soit courante dans les H.P. de 30 cm, on rencontre également

Un secondaire de  $2 \times 3,15 \text{ V} - 4 \text{ A}$  alimentera les filaments des 4 tubes ; un autre de  $6,3 \text{ V} - 1,5 \text{ A}$  alimentera celui de la valve. Et il y aura avantage à disposer d'un troisième enroulement de  $2 \times 3,15 \text{ V} - 0,3 \text{ A}$ , qui sera utilisé ultérieurement pour le chauffage du tube d'un préamplificateur égaliseur séparé.

### Les résultats

L'examen de chacun des étages de l'amplificateur présenté aujourd'hui n'a eu pour but que de permettre à son réalisateur d'en bien saisir la détermination. Cet amplificateur diffère de celui que nous avons décrit dans le n° 207 par un certain nombre de détails destinés à lui conférer une excellente stabilité et un faible déphasage tant aux fréquences très basses qu'aux fréquences très élevées. Son schéma et les valeurs des éléments qui y sont portées ont été extraits des « *Technical Communications* », de Mullard, forme britannique de Philips.

Les résultats qu'il permet d'obtenir sont résumés ci-après :

*Puissance nominale de sortie* : 10 W ;

*Puissance maximum de sortie* : 14 W ;

*Distorsion harmonique totale* à 400 Hz : 0,3 % à 10 W ; 0,1 % à 1 W ;

*Intermodulation* (40 Hz et 10 kHz) : 2 % ;

*Courbe de réponse* :  $\pm 1 \text{ dB}$  de 30 Hz à 15 kHz à 10 W ;  $\pm 1 \text{ dB}$  de 5 Hz à 20 kHz à 1 W.

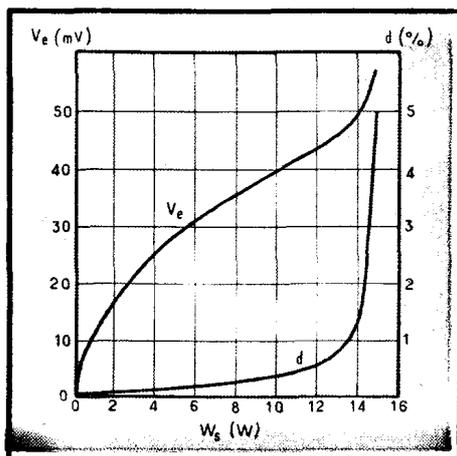


Fig. 3. — Distorsion en fonction de la valeur de la puissance de sortie et tension d'entrée correspondante.

*Déphasage* : environ  $20^\circ$  à 20 Hz et à 10 kHz ;

*Ronflement et bruit* : environ 75 dB au-dessous de 10 W ;

*Sensibilité* (grille EF 86) : 40 mV pour 10 W.

Pour une audition d'appartement, dont nous avons vu qu'elle ne requiert pas la puissance de 10 W susceptible d'être fournie par l'amplificateur, on peut donc, avec une distorsion harmonique de l'ordre de 0,1 %, prétendre à la haute fidélité, et cela, avec des pièces faciles à se procurer dans le commerce et un nombre de tubes réduit à 5, valve comprise.

### Conclusion

L'amplificateur que nous venons de décrire est, d'après les résultats dont nous avons indiqué la source, à classer dans la catégorie haute fidélité. Est-ce à dire qu'il constitue le « nec plus ultra » ? Nous ne saurions le penser si nous nous reportons au « *Panorama de la B.F.* » (T.L.R. n° 207) dans lequel, avec sa légendaire bonhomie, notre rédacteur en chef inocule au néophyte en haute fidélité les poisons les plus subtils. Nous serons donc dans l'obligation, prochainement, de compléter la présente description par celle d'un préamplificateur-correcteur qui permettra l'utilisation d'un lecteur à réluctance variable et reproduira au mieux disques à 78 tr/mn et microsillons, sans parler de la F.M., et de dire quelques mots sur l'étage de sortie ultra-linéaire qui n'équipe *même pas* l'ensemble décrit. Nous y souscrivons, avec l'espoir que les prêtres de la haute fidélité prononceront le « *dignus est intrare* » ouvrant au récipiendaire que nous sommes la porte du sanctuaire.

Tel quel, l'amplificateur examiné constitue une première étape sur la voie du succès. Nous souhaitons que son analyse, que nous nous sommes efforcé d'exposer clairement, nous mérite le sourire indulgent des maîtres ès-B.F. et retienne l'attention de tous ceux qui désirent, comme n'eût pas manqué de le dire notre bon Rabelais, « ouïr de bonne musique ».

J. BOURCIEZ