

- niveau de sortie plus élevé
  - large bande passante.
  - Etage de puissance :
  - similaire au 20 W classe A
  - choix orienté vers d'autres transistors de sortie, moins puissants, mais supérieurs en qualité subjective.
- Pour les améliorations souhaitées sur le plan subjectif, elles ont été décrites auparavant. Certaines paraissent assez contradictoires mais, mis à part le résultat qui le prouve, la façon de procéder dans le choix des différents paramètres montre comment cela est possible. A part l'imprévisible, ce serait de la sonorité

sur mesure. L'écoute finale ne devant pas surprendre, à part, peut-être, de très petits détails.

La figure 2 montre le circuit général, où l'on reconnaît l'étage de sortie « Darlingnot », en Darlington inversé. On note que l'ancienne combinaison 2SC 1096/2SA 634 et 2SD 188/2SA 627 passe à une nouvelle combinaison, un peu moins puissante mais beaucoup plus performante. Le choix des drivers est à la fois subjectif et objectif. La valeur du  $C_{ob}$ , de 75 pF sur le 2SA 634 passe à seulement 1,8 pF sur le 2SB 716. Par con-

tre, on note un  $P_c$  beaucoup plus faible (seulement 750 mW) sur le nouveau driver, valeur cependant suffisante pour driver l'étage de sortie. Les paires de sortie 2SD 844 et 2SB 754 sont de type moulé, en nouveau boîtier. Cette paire complémentaire possède un  $P_c$  de 60 W, ce qui est suffisant pour un travail en classe A sous une puissance modulée de 8 à 15 W. Cette paire peut travailler sous une tension d'entrée deux fois plus faible que sur la paire 2SD 188/2SA 627, ce qui explique l'emploi d'un étage driver plus petit. La figure 3 montre les différences existant

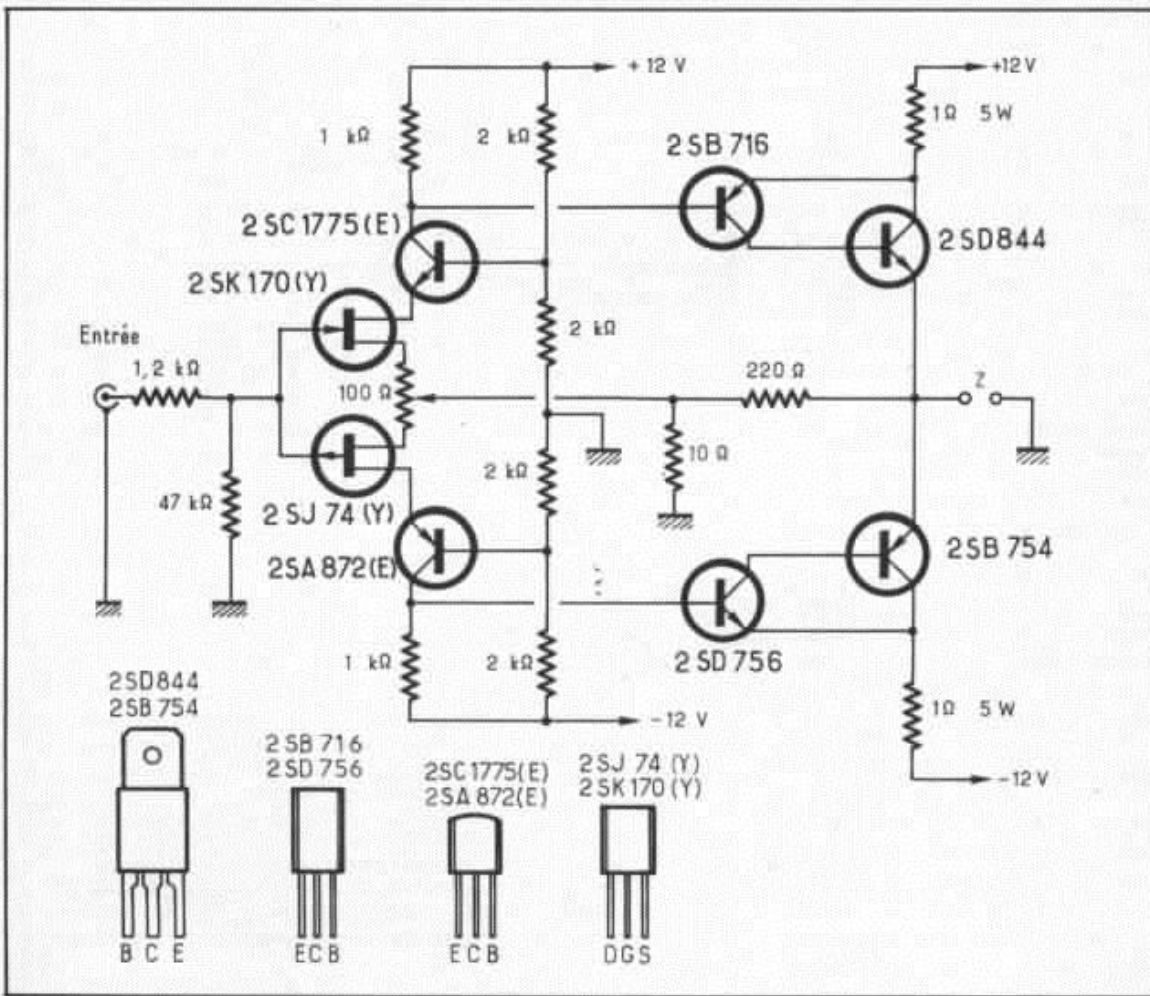


Fig.2 : Circuit de l'amplificateur classe A 8 watts

entre ces transistors. Noter que pour un travail en classe A jusqu'à 20 W, ces transistors n'auraient pu convenir. L'étage de sortie ainsi monté avec les 2SB 716/2SD 756 et 2SD 844/2SB 754 procure, par rapport aux 2SC 1096/2SA 634 et 2SD

un temps de montée extrêmement rapide (moins de 0,5  $\mu$ s). Noter qu'une telle performance sur transistors Mos-Fet ne pourrait être aussi stable sur charge capacitive. Un autre avantage est la possibilité de réduire la longueur des liaisons driver/

qualités subjectives : le WE 310A, un tube pentode absolument remarquable sur la voix, la guitare, le piano, bref exceptionnel dans la bande 200 - 5 000 Hz. L'emploi de transistors bipolaires peut produire facilement de la distorsion par harmoniques

Transistors	V <sub>CEO</sub> V	V <sub>EB0</sub> V	I <sub>C</sub> <sup>m</sup> A	P <sub>C</sub> W	H <sub>F</sub>	V <sub>CE</sub> V	I <sub>C</sub> A	V <sub>CB</sub> V	I <sub>E</sub> mA	F <sub>T</sub> MHz	R <sub>bb</sub> $\Omega$
2SD 188	100	7	7	60	60	2	3	10	-200	10	7,5
2SD 844	50	5	7	60	70 ~ 240	1	1	5	-1A	15	3,5

Fig.3 : Tableau de comparaison des transistors 2SD 188 et 2SD 844

188/2SA 627 :

- un peu moins de distorsion entre 0,1 et 3 W, aux fréquences élevées (effet de C<sub>ob</sub> plus faible des drivers) ;
- aigu plus défini ;
- bas médium plus ample ;
- grave encore mieux tenu (R<sub>bb</sub> des transistors de sortie de 3,2  $\Omega$  au lieu de 7  $\Omega$ ) ;
- son plus ouvert (taux de C.R. plus faible) ;
- médium plus « chaud » mais aussi détaillé.

Les autres avantages ne changent pas. Contrairement aux amplificateurs courants, la puissance de sortie n'augmente pas quand l'impédance de charge diminue. La caractéristique puissance/impédance n'est pas descendante (amplificateurs courants) mais arrondie, comme sur un amplificateur à tubes OTL. Entre 7 et 20  $\Omega$  la variation de puissance est minima et à 30  $\Omega$ , elle est encore importante ce qui avantage le travail sur des enceintes à haut rendement, l'impédance de celles-ci à la résonance pouvant dépasser 100  $\Omega$ .

Le circuit reste de stabilité inconditionnelle, même chargé par 1  $\mu$ F en parallèle sur 8  $\Omega$  (voir photos). L'ensemble permet d'obtenir une très large bande passante (plus de 4 MHz),

transistor de puissance. D'environ 18 cm sur le 20 W classe A, elle est cette fois directe, les transistors de puissance pouvant se monter directement sur le circuit imprimé. Ce qui réduit les capacités de liaison et les éventuels risques d'instabilité.

Comme mentionné au préalable, on constate qu'il jectif exactement conformes à ce qui était souhaité ainsi que l'inconvénient d'une puissance de sortie limitée à environ 8 W.

Comme le mentionnions au préalable, on constate qu'il existe des relations très étroites entre les performances subjectives et les configurations de schéma utilisés. Un travail systématique et rigoureux permet ainsi d'atteindre le but recherché, au sacrifice cependant d'un paramètre qui est, dans le cas présent, la puissance limitée aux environs de 8 W.

#### L'étage d'entrée

Il n'est pas du tout similaire celui qui était employé sur le 20 W classe A.

Dans ce circuit, le choix de l'étage d'entrée était primordial. Aussi curieux que cela puisse paraître, il s'agissait de retrouver ici un son proche d'un tube driver réputé au Japon pour ses

impairs tandis qu'une paire complémentaire à effet de champ produira un peu trop d'harmoniques impairs (son dur et désagréable, ce qu'explique sommairement la figure 4. Dans le cas du circuit du 20 W, le compromis consistait à employer des transistors bipolaires de très bonne qualité subjective, les 2SA 872(E) et 2SC 1775(E) dont le montage procurait un taux de distorsion plus élevé, mais un dégradé en distorsion harmoni-

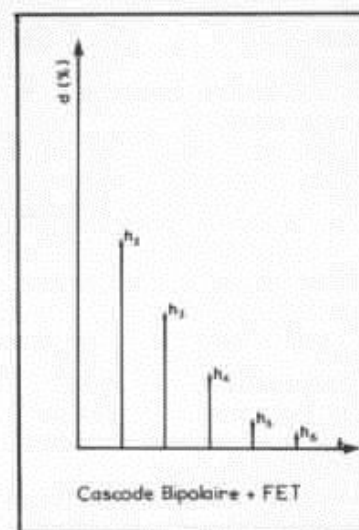


Fig.4 (a) : Spectre de distorsion sur montage cascode FET-Bipolaire.

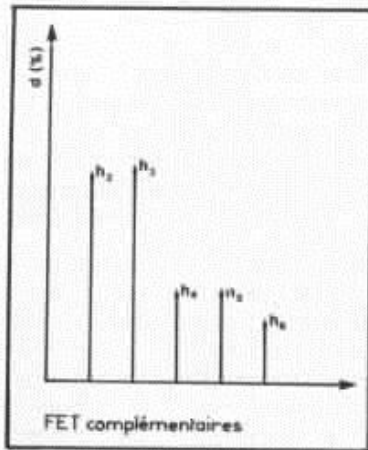


Fig. 4 (b) : Spectre de distorsion sur paire complémentaire FET.

que particulièrement bon. Le second étage attaquant d'ailleurs le driver à la limite de la saturation, ce qui ne posa heureusement pas trop de problème, après les réglages divers (voir n° 15) et ajustage de la tension d'alimentation à  $\pm 21$  V.

Les caractéristiques Id/Vds d'un transistor à effet de champ étant de même configuration que celles d'un tube triode d'une part, les caractéristiques de spectre de distorsion d'un tube 310A ne ressemblant pas tout à fait à celles d'un transistor bipolaire d'autre part, un montage combiné de transistors va apporter simultanément ce que l'on recherche :

- sortie à basse impédance ;
- gain très élevé ;
- faible distorsion ;
- faible courant de fuite en entrée ;
- circuit à très faible effet Miller ;
- niveau de saturation d'entrée élevé.

Il s'agit d'une paire complémentaire cascode « panachée » FET/bipolaire pour laquelle le choix des transistors sera fait méticuleusement, afin d'obtenir les résultats souhaités.

Sans ce montage cascode complémentaire, ces résultats n'auraient pu être obtenus d'une autre façon.

Le montage cascode permet en effet l'obtention d'un gain très élevé et les risques d'instabilité, dans le cas du présent montage sont pratiquement inexistantes. Dans le cas de tubes triodes à grand gain, ce n'aurait sans doute pas été le cas. Ensuite, la combinaison FET/bipolaire produit une caractéristique combinée proche d'un tube pentode. Ce qui équivaut à un spectre de distorsion avec prédominance d'harmoniques impaires. Ceci est volontaire, vu que le montage en push-pull se chargera de réduire ceux-ci d'où une combinaison d'ensemble devant apporter un bon résultat.

Un montage cascode de ce type, à sortie basse impédance apportera les améliorations subjectives souhaitées, c'est-à-dire plus d'ampleur dans le bas-médium, mais également un grave ferme et bien tenu (dû aussi aux circuits d'alimentation). Mais son avantage décisif sera un gain important en transparence. Mais l'obtention de ces résultats dépend étroitement du choix des transistors. Une condition obligatoire : utiliser en entrée un transistor à effet de champ à  $G_m$  très élevé, de 20 à 30 fois plus élevé que celui d'un transistor Fet du genre 2SK 30 AGR. Employé seul, ce genre de transistor, à très faible bruit ne pourrait convenir que pour des pré-préamplificateurs et des préamplificateurs. Seul, les Fet employés ici, la paire complémentaire 2SK 170/2SJ 74 dont les deux seuls avantages ont un très faible bruit

$$(e_n = 0,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})$$

et un  $G_m$  élevé : 2,2 mMho. Mais les défauts de ces transistors sont nombreux :

- courant de fuite de gate important (perte de transparence sonore) ;

— capacités parasites  $C_{in}$  et  $C_{rs}$  (entrée et retour) importantes : 30 pF et 6 pF (au lieu de 8 et 2 pF environ sur le 2SK 30 AGR) ;

- courant de fuite de gate augmentant très rapidement lorsque la tension de travail  $V_{DS}$  augmente ;

— tension de saturation d'entrée très basse, due au gain élevé (0,2 V environ).

Un montage en cascode améliore considérablement ces caractéristiques. On aurait pu monter en cascode des transistors Fet, comme sur la figure 5(a) mais la combinaison bipolaire NPN/Fet canal N est préférable (b). Les avantages décisifs sont :

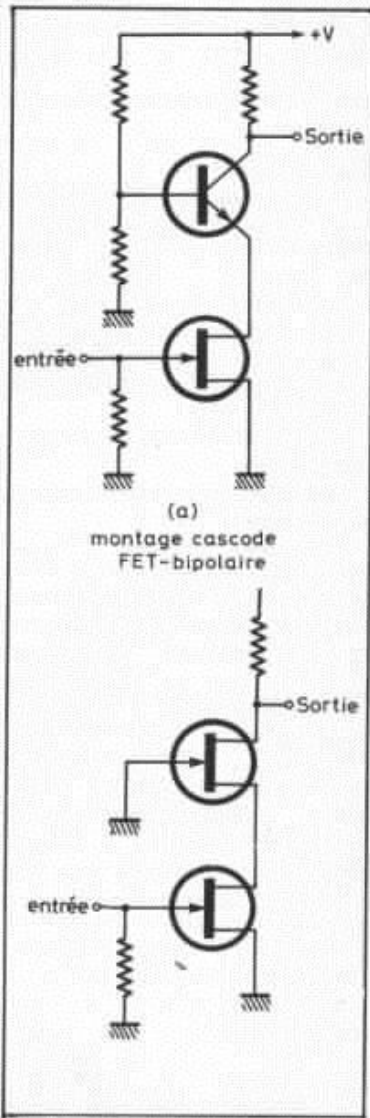


Fig. 5 : Montages cascode.

— réduction considérable de la capacité parasite  $C_{gs}$  (capacité de « retour » drain-gate) qui passe au  $1/10^e$  de sa valeur initiale, soit 0,06 pF au lieu de 6 pF, soit une réduction importante de l'effet Miller (figure 6);

— abaissement de la tension de travail  $V_{ds}$  (le montage étant en série), réduction conséquente de  $I_{gx}$  (courant de fuite de gate), comme le montre la figure 7.

— niveau de saturation d'entrée plus élevée (près de 1 V au lieu de 0,2 V).

La figure 8 montre schématiquement le circuit d'entrée et l'équivalent électrique.

Ce montage s'est montré, par ailleurs, plus intéressant qu'un transistor FET standard monté avec régulateur de courant : moins de gain, impédance de sortie élevée, perte de dynamique subjective, effet de la capacité de sortie sur la distorsion.

Dans ce montage, l'impédance d'entrée, qui est élevée est chargée par 47 k $\Omega$  et une résistance d'arrêt de 1,2 k $\Omega$  est montée en série dans le circuit d'entrée. Le circuit cascode complémentaire est chargé par seulement 47 k $\Omega$ , le courant étant de l'ordre de 0,9 à 1 mA. Les bases sont polarisées par les quatre résistances de 2 k $\Omega$  et les divers essais de régulation (diodes zeners) se sont montrés inférieurs à l'écoute. Le choix de la combinaison 2SK 170 -2SJ 74/2SC 1775-2SA 872 a encore été effectué sur des critères subjectifs, en fonction, bien sûr, du résultat global.

Dans le prochain numéro, le montage et d'autres éventuels réglages seront détaillés, ainsi que l'imposante alimentation de  $\pm 14$  V, sur batterie au plomb montées en tampon. Le lecteur trouvera par contre sur la figure 10 le circuit imprimé de ce montage.

#### Mesure et écoute

Ce circuit a été soigneusement mis au point, à la mesure comme à l'écoute, en avril 1982. Il avait été « mis de côté » pour une

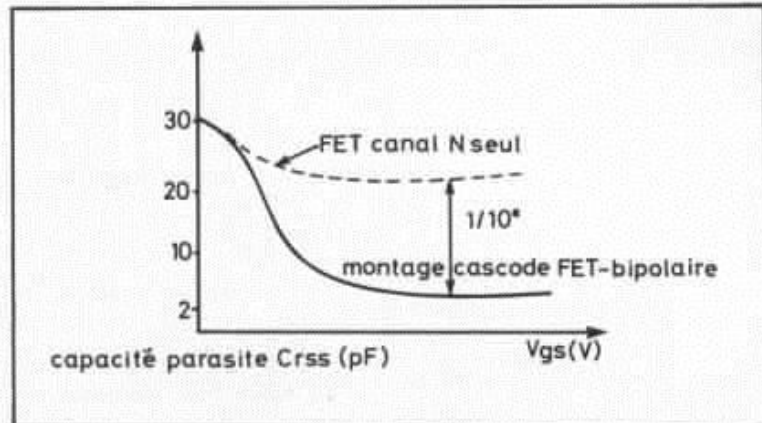


Fig.6 : Réduction de l'effet Miller, grâce à l'emploi du montage cascode

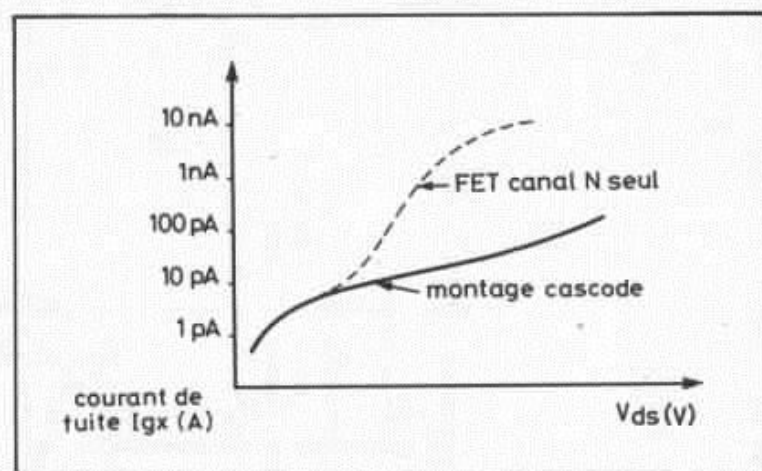


Fig.7 : Réduction du courant de fuite  $I_{gx}$ , par l'emploi du montage cascode, par rapport à celui d'un transistor FET seul.

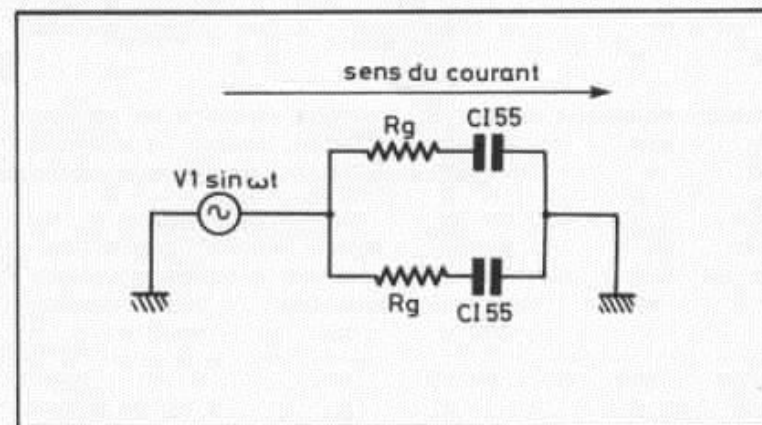


Fig.8 (a) : Schéma électrique équivalent d'un montage cascode complémentaire.

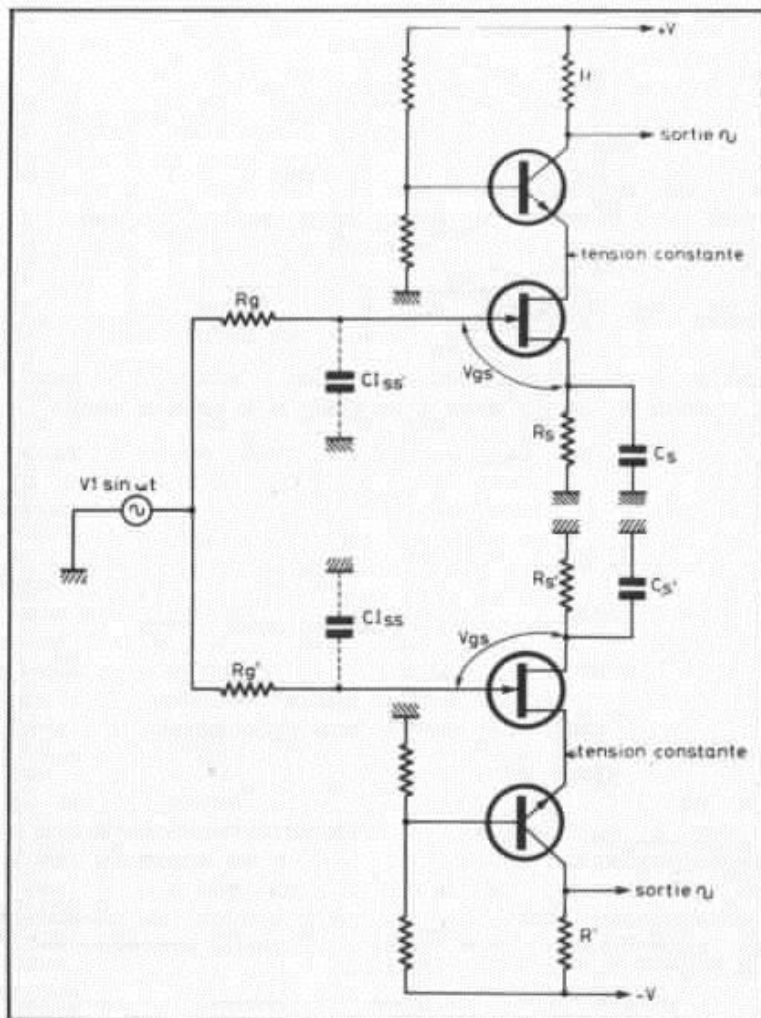
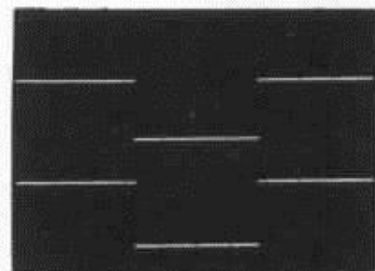


Fig.8 (b) : Circuit cascode complémentaire.

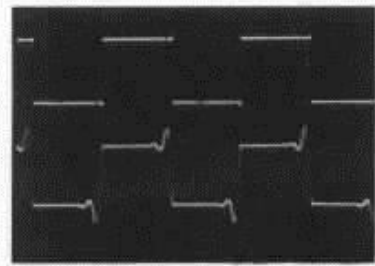
question de transistors dont le choix apportait un résultat dépassant même les prévisions, sur le plan de l'écoute mais qui étaient encore très difficiles à se procurer sur le marché japonais. La paire 2SD 844/2SB 754 était particulièrement difficile à trouver, le Hfe ne correspondant pas aux valeurs souhaitées. Ce Hfe, de 60 sur les 2SA 627/2SD 188 est ici compris suivant les lots (K, L, M, N, O) entre 70 et 240 et seuls les lots K et L (2SD 844 K et 2SB 754 L) peuvent convenir. Quant aux 2SK 170/2SJ 74, ce

sont des transistors encore assez difficiles à trouver, car récents et fabriqués seulement en petite série par la firme Toshiba.

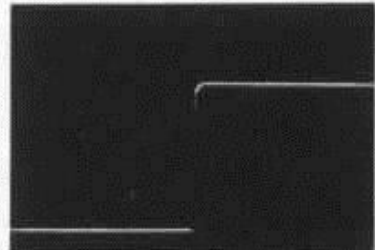
Pour l'écoute, dont le résultat dépend aussi de l'alimentation, on arrive au curieux mais étonnant compromis tubes triodes/ amplificateur Hiraga 20 W classe A, où seule la puissance de sortie représente une petite ombre sur le tableau de performances. Dans l'ensemble, on obtient un son particulièrement défini, aéré, des sons de réverbération, d'échos plus libres, alors



Réponse sur signal carré à 20 Hz  
En haut, sortie amplificateur, en bas, sortie générateur.



Réponse sur signal carré à 20 kHz  
sur charge capacitive, 0,47 μF en parallèle sur 8 Ω.



Allure du front de montée à 10 kHz.  
Le temps de montée est inférieur à 0,5 μs. Il est difficilement mesurable avec le banc de mesure qui était employé.

que les sons directs sont encore plus présent, mieux timbrés et plus « chauds ». Le paradoxe se situe dans le grave qui, avec l'imposante alimentation, peut enfin se comparer à celui des amplificateurs Kanéda classe A 30 W et 50 W : fermeté exceptionnelle, superposition de sons extrêmement fermes sur des sons infiniment doux et légers. Superposition de sons infiniment flous sur des sons aux contours finement ciselés.

Même sur des systèmes de rendement moyen, cet amplificateur

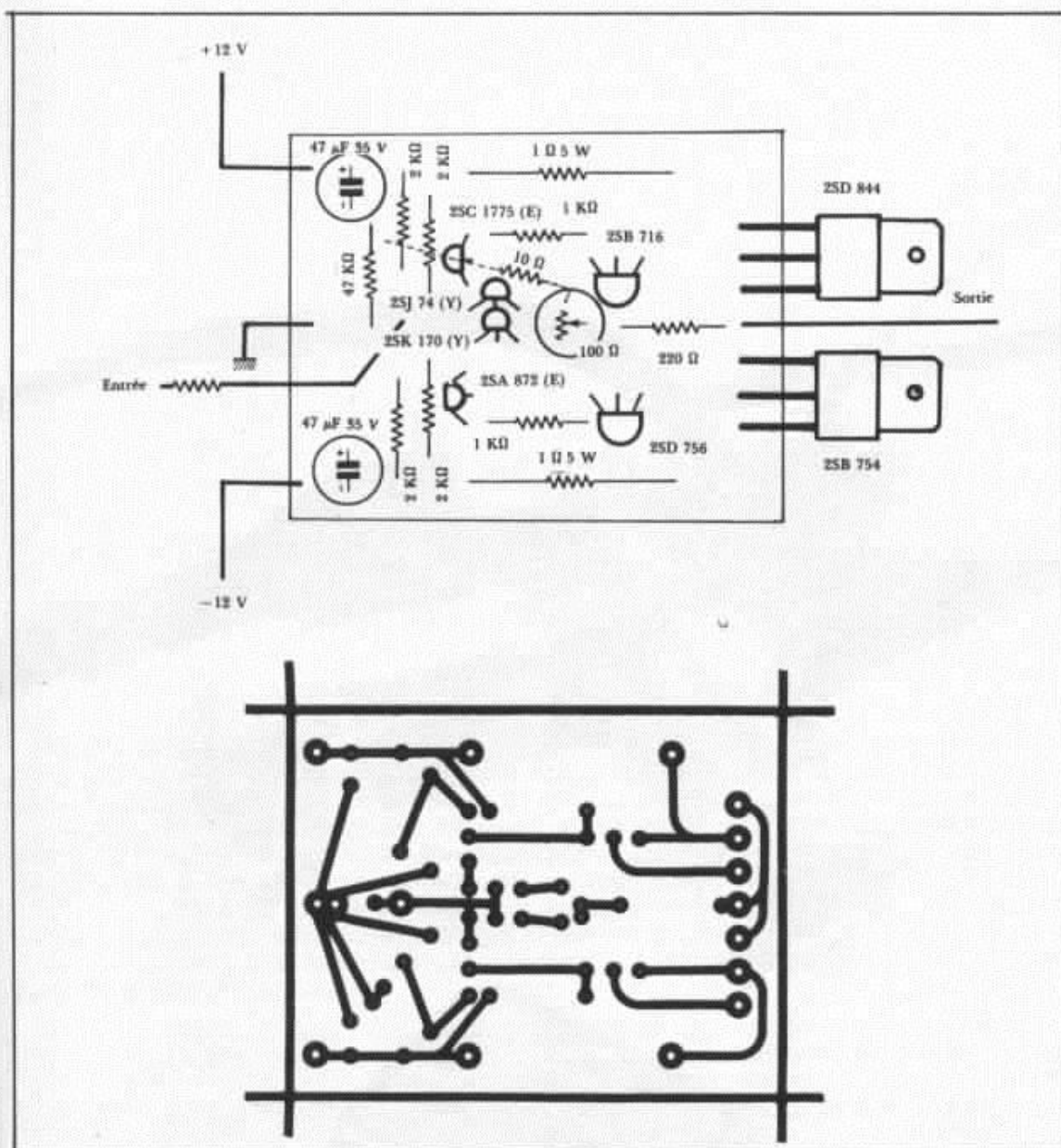


Fig.10 : Circuit imprimé et implantation.

s'est très bien comporté, l'impression équivalente d'espace, de réserve de puissance ne pouvant normalement être obtenue qu'avec de rares amplificateurs cités plus haut.

Baptisé « Le Monstre », en

raison de sa taille anormalement grande par rapport à sa puissance de sortie, il aurait pu encore être baptisé « Tube Memory », à cause de son timbre propre à quelques rares amplificateurs à tubes triodes

qui étaient jusqu'ici employés dans des montages dits « à très haute définition ». Cet appareil trouvera sa place idéale en bas-médium, en médium ou dans l'aigu, dans des systèmes bi, tri ou quadri amplifiés.