

## EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

# LES AMPLIS BF INTEGRES

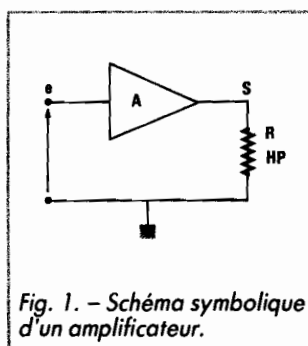
Depuis l'avènement des transistors de puissance, notamment des modèles complémentaires (NPN et PNP de caractéristiques comparables) et, mieux encore, de leurs versions « Darlington », les amplificateurs BF traditionnels s'articulent autour de ces composants. Leurs schémas, d'ailleurs, tendent à s'uniformiser.

Pourtant, dans ce domaine aussi, l'intégration progresse. On trouve, à des coûts étonnamment faibles, des circuits capables de délivrer des puissances de quelques dizaines de watts, avec des performances approchant celles que réclame le label « haute fidélité ». Nous nous proposons, ici, d'analyser les conditions générales d'emploi de ces circuits. Pour cerner de près la pratique, nous en appliquerons les conclusions à un exemple typique : celui du TDA 2030, qui nous semble une excellente illustration de la catégorie.

### PUISSANCE MAXIMALE ET TENSION D'ALIMENTATION

L'intégration impose des limites de puissance essentiellement liées à deux facteurs : la possibilité d'évacuer la chaleur dissipée dans un boîtier monobloc, d'une part ; d'autre part, la tension maximale d'alimentation, nécessairement assez faible sur une « puce » de petites dimensions. Intéressons-nous à ce deuxième paramètre. Ramené à sa plus simple expression, un amplificateur se réduit au schéma symbolique

de la figure 1. L'alimentation s'effectue sous une différence de potentiel totale E dont il importe peu de préciser, pour l'instant, si elle est unipolaire (entre 0 et + E) ou symétrique (entre - E/2 et + E/2). On ap-



plique le signal sur l'entrée e et, après amplification en tension et en courant, donc en puissance, on le recueille sur la sortie S, chargée par le haut-parleur que nous assimilerons à une simple résistance R.

Plaçons-nous en régime sinusoïdal. Nous définissons, assez arbitrairement, la puissance maximale comme celle qui correspond à l'apparition de l'écrêtage (en fait, elle est donnée pour un taux de distorsion harmonique totale de 10 %). Les différences de potentiel collecteur-émetteur des transistors de sortie à la limite de la saturation, les pertes dans les résistances d'émetteurs, et divers autres facteurs, introduisent une tension de déchet  $\epsilon$  dont la valeur typique s'élève aux alentours de 3 à 4 V. L'excursion maximale en sortie,  $V_{cc}$ , de crête à crête, se limite à :

$$V_{cc} = E - \epsilon$$

il lui correspond une tension efficace maximale :

$$V_{eff} = \frac{E - \epsilon}{2\sqrt{2}}$$

donc une puissance efficace :

$$P_{eff} = \frac{(E - \epsilon)^2}{8R}$$

Prenons un exemple pratique : le TDA 2030 supporte une tension d'alimentation de 36 V. Si son impédance de sortie était nulle, et avec une tension de déchet de 4 V et une charge de 8  $\Omega$ , on aboutirait à la puissance :

$$P_{eff} = \frac{(36 - 4)^2}{8 \times 8} = 16 \text{ W}$$

En pratique, il faut tenir compte de l'impédance de sortie de l'amplificateur, qui n'a d'ailleurs pas ici de signification bien réelle, et qu'on doit plutôt remplacer par la notion de facteur d'amortissement. Il en résulte une nouvelle réduction de la puissance effectivement appliquée à la charge. Dans les conditions indiquées, celle-ci n'atteint que 11 W sur 8  $\Omega$  et 18 W sur 4  $\Omega$ .

### UNE STRUCTURE D'ENTREE DIFFERENTIELLE

La configuration interne du TDA 2030, qu'on trouve en figure 2, ressemble beaucoup à celle d'un amplificateur opérationnel, du moins pour ce qui concerne les étages d'entrée. Ceux-ci utilisent un amplificateur différentiel alimenté à courant constant et attaqué par les bases des transistors. On dispose donc d'une entrée non inverseuse (broche 1) et d'une entrée inverseuse (broche 2). La première sert à l'injection des signaux, alors que la seconde, puisqu'elle déphase de 180°, reçoit les tensions de contre-réaction en provenance de la sortie.

Les schémas d'utilisation qui en découlent, pour une alimentation symétrique d'abord (+ E et - E par rapport à la masse, figure 3), puis pour une alimentation unipolaire (+ E, figure 4), exploitent directement ces propriétés. Les différences apparaissent au niveau du filtrage et dans la méthode de définition du

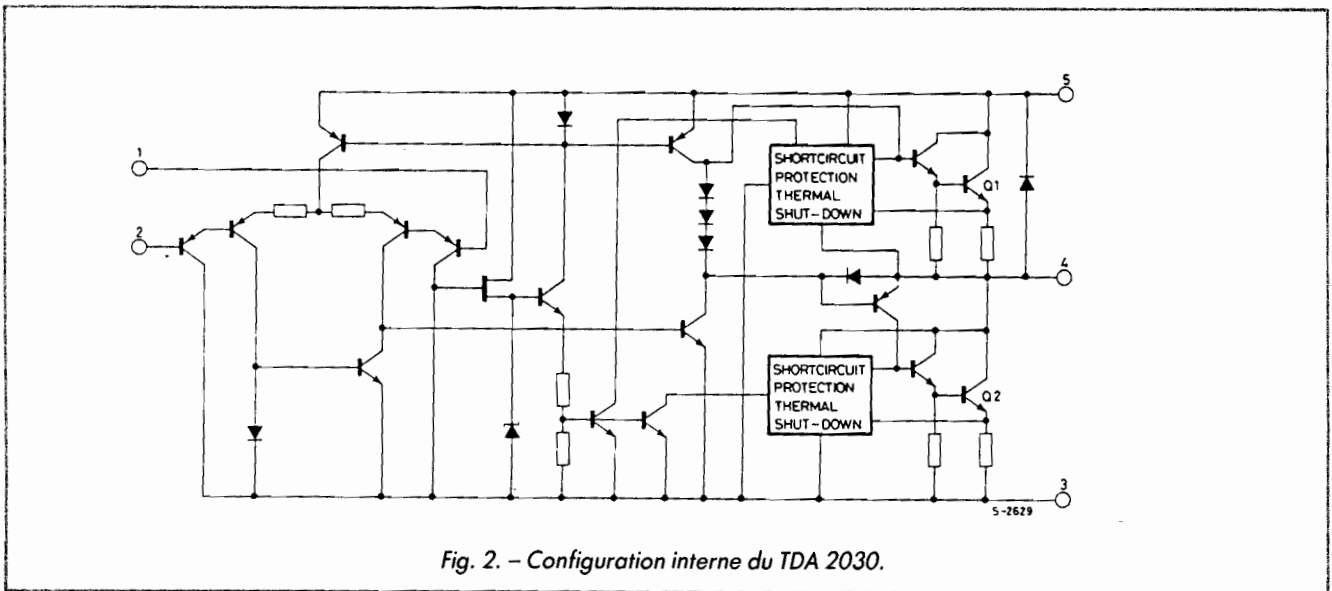


Fig. 2. - Configuration interne du TDA 2030.

point de repos. Le premier met en jeu deux couples de condensateurs ( $C_3, C_4, C_5$  et  $C_6$ ) dans le premier cas, et naturellement un seul ( $C_4, C_5$ ) dans le deuxième. Pour une alimentation symétrique, le potentiel de polarisation est celui de la masse, à laquelle la résistance  $R_3$  ramène la broche 1. L'alimentation unipolaire nécessite un pont ( $R_1, R_2$

découplé par  $C_2$  et relié à la broche 1 par  $R_3$ , afin de préserver l'impédance d'entrée. La contre-réaction s'effectue, pour la plage des fréquences audibles, à travers le diviseur  $R_1, R_2$  (ramené à la masse par  $C_2$ ) dans la figure 3, et par  $R_4, R_5$  et  $C_3$  dans la figure 4. Dans chaque cas, le rapport des résistances détermine le taux de contre-réaction, puisque la

tension  $v_2$  retournant à l'entrée 2, en fonction de la tension de sortie  $v_s$ , est (cas de la figure 3) :

$$v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_s$$

Le gain en tension, de 90 dB en boucle ouverte, est ramené à 30 dB en boucle fermée, avec les valeurs données en nomenclature.

### PROTECTIONS INTERNES ET PROTECTIONS EXTERNES

La figure 2 fait apparaître, sans en détailler la structure, deux types de protections internes au circuit. Les unes limitent à 3,5 A l'intensité de

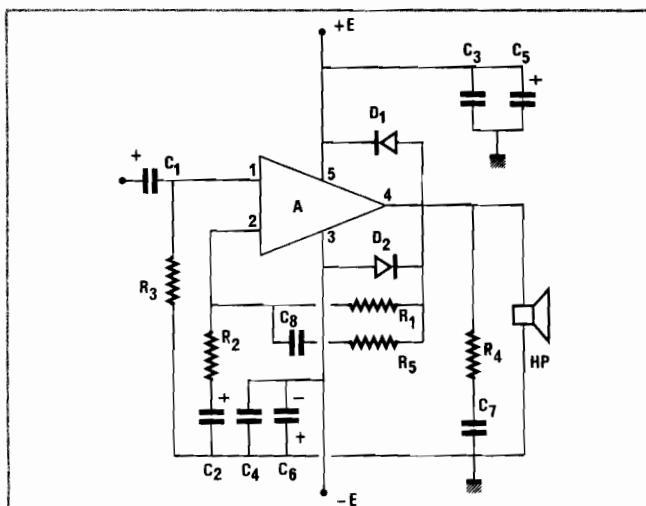


Fig. 3. - Schéma d'utilisation pour une alimentation symétrique du TDA 2030.

$R_1$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_2$  : 680  $\Omega$  ;  $R_3$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_4$  : 1  $\Omega$  ;  $R_5$  : 2,2 k $\Omega$ .  
 $C_1$  : 1  $\mu$ F ;  $C_2$  : 22  $\mu$ F ;  $C_3$  : 100 nF ;  $C_4$  : 100 nF ;  $C_5$  : 100  $\mu$ F ;  $C_6$  : 100  $\mu$ F ;  $C_7$  : 220 nF ;  $C_8$  : 100 pF.  
 $D_1, D_2$  : 1N4002.

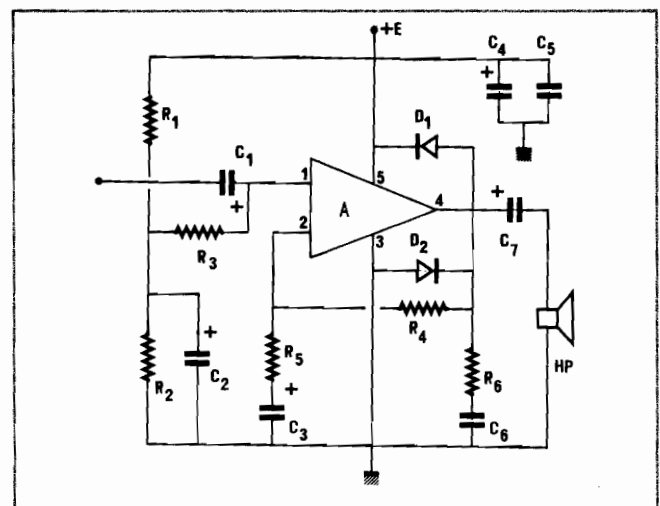


Fig. 4. - Schéma d'utilisation pour une alimentation unipolaire du TDA 2030.

$R_1$  : 100 k $\Omega$  ;  $R_2$  : 100 k $\Omega$  ;  $R_3$  : 100 k $\Omega$  ;  $R_4$  : 150 k $\Omega$  ;  $R_5$  : 4,7 k $\Omega$  ;  $R_6$  : 1  $\Omega$ .  
 $C_1$  : 1  $\mu$ F ;  $C_2$  : 22  $\mu$ F ;  $C_3$  : 2,2  $\mu$ F ;  $C_4$  : 100  $\mu$ F ;  $C_5$  : 100 nF ;  $C_6$  : 220 nF ;  $C_7$  : 2 200  $\mu$ F.  
 $D_1, D_2$  : 1N4002.

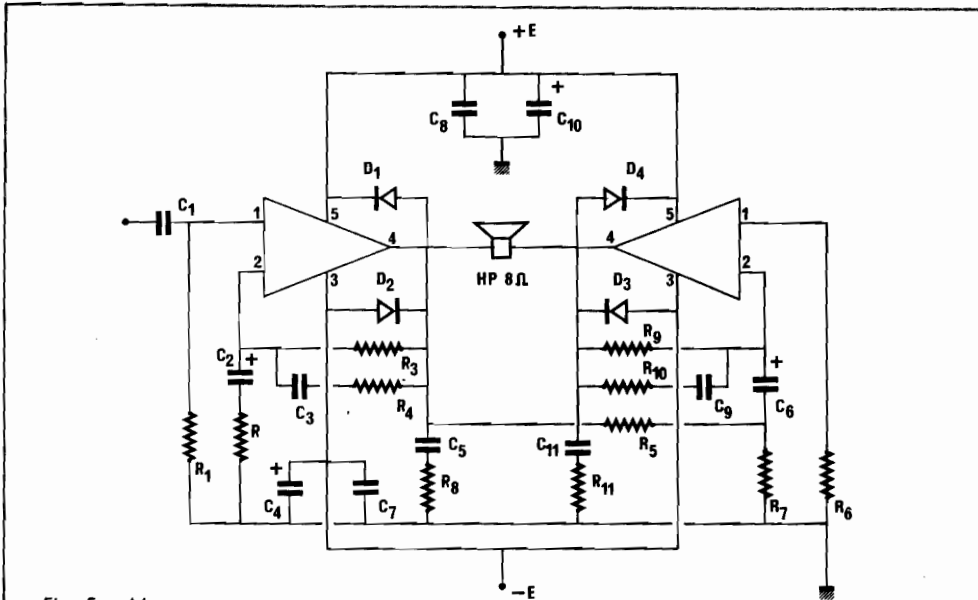


Fig. 5. - Montage en pont.

$R_1$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_2$  : 680  $\Omega$  ;  $R_3$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_4$  : 2,2 k $\Omega$  ;  $R_5$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_6$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_7$  : 680  $\Omega$  ;  $R_8$  : 1  $\Omega$  ;  $R_9$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_{10}$  : 2,2 k $\Omega$  ;  
 $C_1$  : 1  $\mu$ F ;  $C_2$  : 22  $\mu$ F ;  $C_3$  : 100 pF ;  $C_4$  : 100  $\mu$ F ;  $C_5$  : 220 nF ;  $C_6$  : 22  $\mu$ F ;  $C_7$  : 100 nF ;  
 $C_8$  : 100 nF ;  $C_9$  : 100 pF ;  $C_{10}$  : 100  $\mu$ F ;  $C_{11}$  : 220 nF.

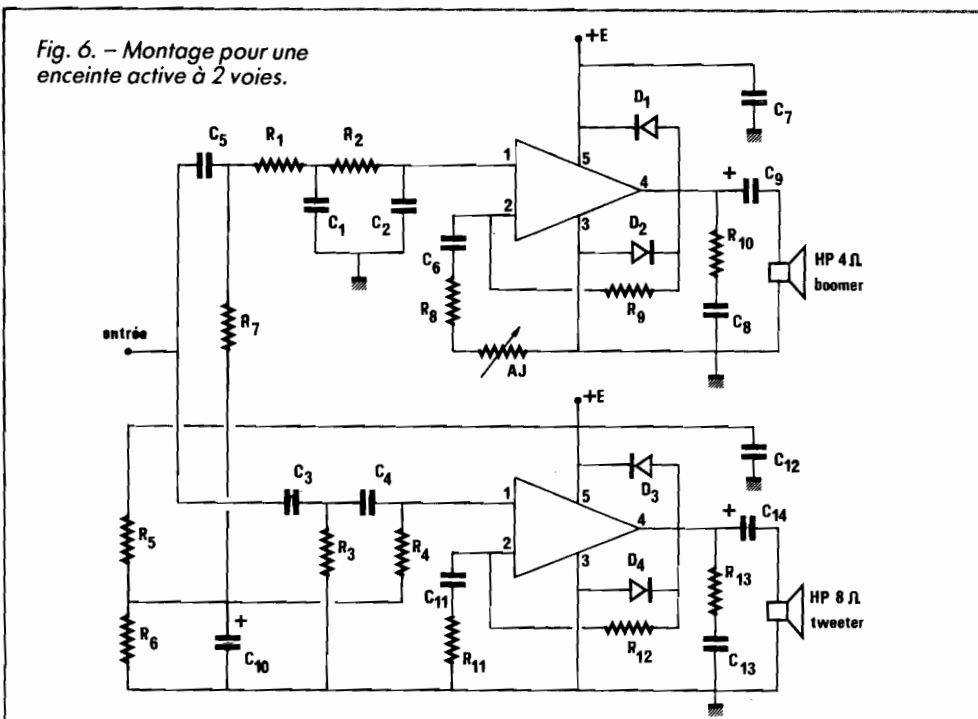


Fig. 6. - Montage pour une enceinte active à 2 voies.

$R_1$  : 10 k $\Omega$  ;  $R_2$  : 33 k $\Omega$  ;  $R_3$  : 10 k $\Omega$  ;  $R_4$  : 56 k $\Omega$  ;  $R_5$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_6$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_7$  : 22 k $\Omega$  ;  $R_8$  : 1 k $\Omega$  ;  $R_9$  : 68 k $\Omega$  ;  $R_{10}$  : 1  $\Omega$  ;  $R_{11}$  : 1 k $\Omega$  ;  $R_{12}$  : 27 k $\Omega$  ;  $R_{13}$  : 1  $\Omega$  ; AJ : 1 k $\Omega$  ;  
 $C_1$  : 5,6 nF ;  $C_2$  : 1 nF ;  $C_3$  : 10 nF ;  $C_4$  : 33 nF ;  $C_5$  : 220 nF ;  $C_6$  : 47  $\mu$ F ;  $C_7$  : 100 nF ;  $C_8$  : 100 nF ;  $C_9$  : 2 200  $\mu$ F ;  $C_{10}$  : 47  $\mu$ F ;  $C_{11}$  : 47  $\mu$ F ;  $C_{12}$  : 100 nF ;  $C_{13}$  : 100 nF ;  $C_{14}$  : 100  $\mu$ F ;  
 $D_1, D_2, D_3, D_4$  : 1N4002.

court-circuit. Les autres constituent une protection thermique et réduisent la puissance dissipée dès que la température de jonction atteint 145 °C. Le TDA 2030, dans ces conditions, se révèle pratiquement indestructible. En revanche, si on exige d'en extraire la puissance maximale possible, il convient de dimensionner correctement les dissipateurs thermiques : nous y reviendrons en fin d'article.

A ces protections internes, il convient d'en ajouter d'autres, par l'intermédiaire de composants externes.

Les premiers, sous forme des diodes  $D_1$  et  $D_2$ , limitent l'excursion en sortie, qui ne peut dépasser + E ou - E dans la figure 3, ou + E et 0 dans la figure 4.

Un autre danger inhérent à tous les amplificateurs audio, mais particulièrement aux amplificateurs intégrés à cause de leur compacité et de la proximité des sorties et des entrées, est celui des oscillations parasites à fréquence élevée (au-delà de 100 kHz). Deux procédés permettent de les juguler. Le premier, par  $R_4$  et  $C_7$  en parallèle sur le haut-parleur, relève de techniques très classiques pour les charges inductives. Le deuxième ( $R_5$  et  $C_8$  dans la figure 3) introduit une contre-réaction supplémentaire en haute fréquence, limitant ainsi la bande passante aux alentours de 100 kHz, à - 3 dB.

## UN MONTAGE EN PONT

Avec une tension d'alimentation E donnée, la technique du montage en pont, qui double les différences de potentiel efficaces appliquées aux bornes de la charge, permet théoriquement de multiplier la puissance (proportionnelle à  $V^2$ ) par un facteur 4. En réalité, les limitations en courant ne permettent guère d'exploiter ces possibilités. Ainsi, avec le TDA 2030, on ne devra pas descendre au-dessous de 8  $\Omega$

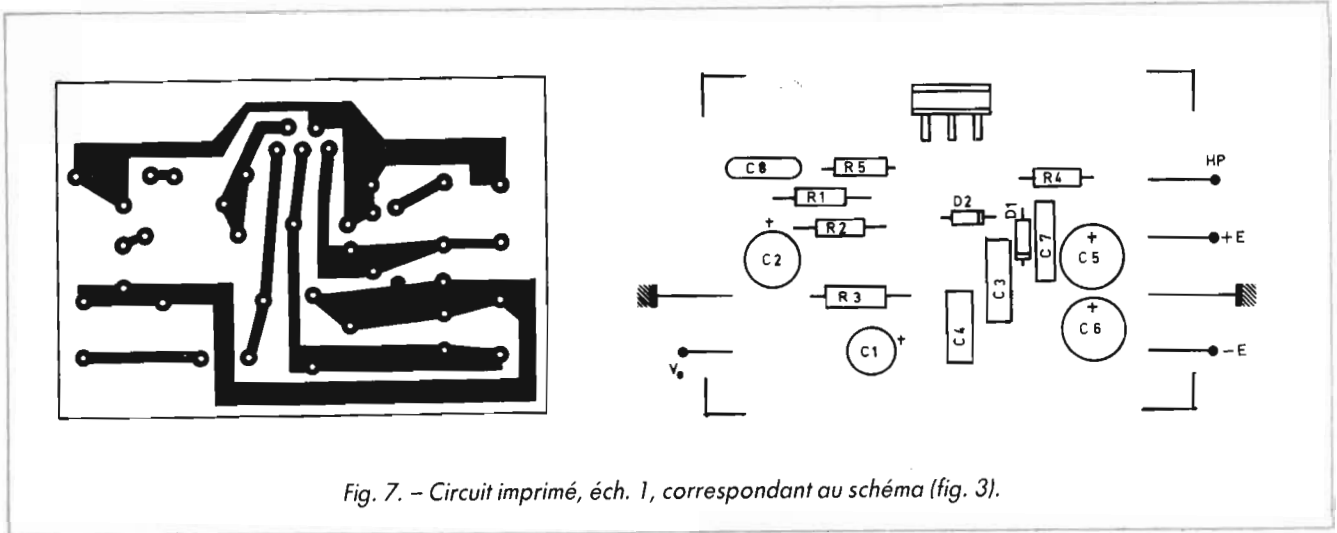


Fig. 7. - Circuit imprimé, éch. 1, correspondant au schéma (fig. 3).

pour l'impédance du haut-parleur, dans l'exemple de la figure 5. Une alimentation symétrique sous  $\pm 14$  V permet alors d'atteindre 28 W, ce qui est déjà très confortable.

On reconnaîtra, dans la figure 5, les éléments dont le rôle a déjà été expliqué. Il faut, en plus, exciter le deuxième amplificateur en opposition de phase par rapport au premier. Celui-ci reçoit donc le signal de source sur sa broche 1 (non-inverseuse), alors que sa sortie, par l'intermédiaire de  $R_5$ , attaque l'entrée 2 (inverseuse) de celui-là.

### ENCEINTE ACTIVE A DEUX VOIES

Le recours aux enceintes actives, qui intègrent l'amplificateur, offre bien des avantages. Notons au passage qu'il règle élégamment - et sans snobisme coûteux ni considérations farfelues - le problème des câbles de liaison. Au prix de l'argent, de l'or, du caviar et de la plaisanterie de mauvais goût, cela n'est pas négligeable.

La figure 6 propose un schéma pour une enceinte active à deux voies, d'une puissance totale de 22 W (14 W sur les graves et 8 W sur le tweeter). Le filtrage s'opère évidemment dès l'entrée, ce

qui supprime selfs et capacités des filtres passifs habituels. On trouve une cellule passe-bas ( $R_1, R_2, C_1, C_2$ ) pour les graves et un filtre passe-haut ( $R_3, R_4, C_3, C_4$ ) pour les aigus. La résistance ajustable de  $1\text{ k}\Omega$  dans les graves règle le taux de contre-réaction, donc le gain en boucle fermée. Pour obtenir les 14 W annoncés sur  $4\ \Omega$  (avec un taux de distorsion de 0,5 %), il faut alimenter l'ensemble sous 28 V.

### QUELQUES PROBLEMES DE CIRCUITS IMPRIMES

Comme avec tous les amplificateurs en circuits intégrés, et pour les raisons déjà dites, le dessin du circuit doit respecter certains impératifs, hors desquels on risquerait des accrochages. En particulier, les points de masse des entrées 1 et 2 seront soigneusement découplés vis-à-vis du retour de masse de la sortie, qui véhicule d'importantes intensités.

A titre d'exemple, nous fournissons quelques dessins et implantations proposés par le constructeur lui-même. Ils se rapportent respectivement, pour la figure 7, au schéma de la figure 3 ; pour la figure 8, à celui de la figure 4 ; pour la figure 9, enfin, à l'amplificateur en pont de la figure 5.

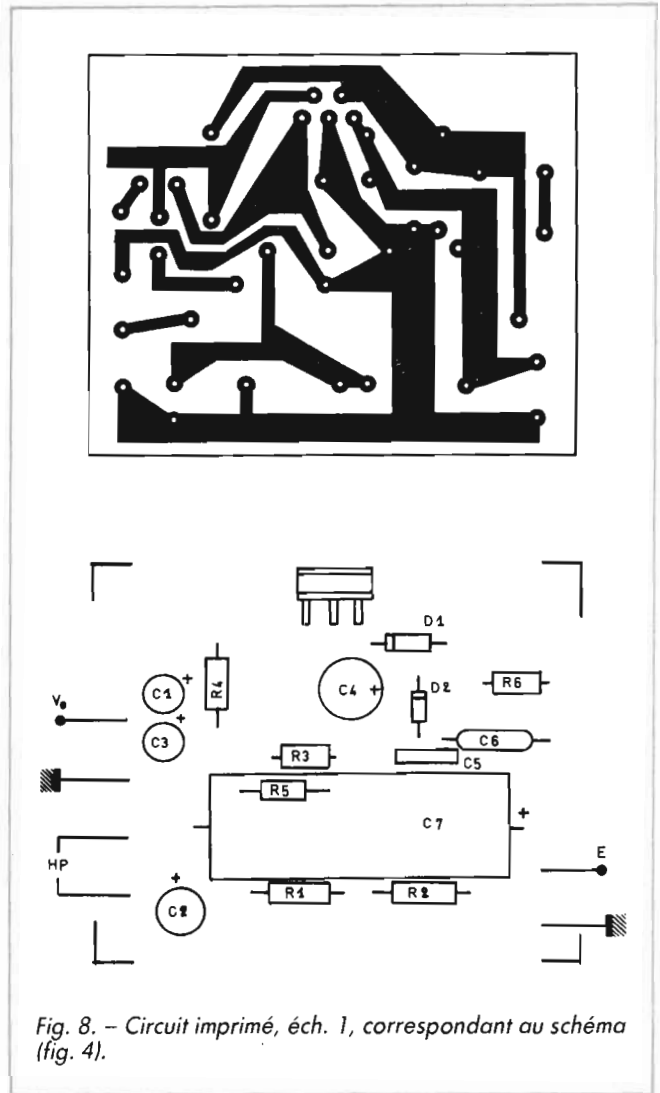


Fig. 8. - Circuit imprimé, éch. 1, correspondant au schéma (fig. 4).

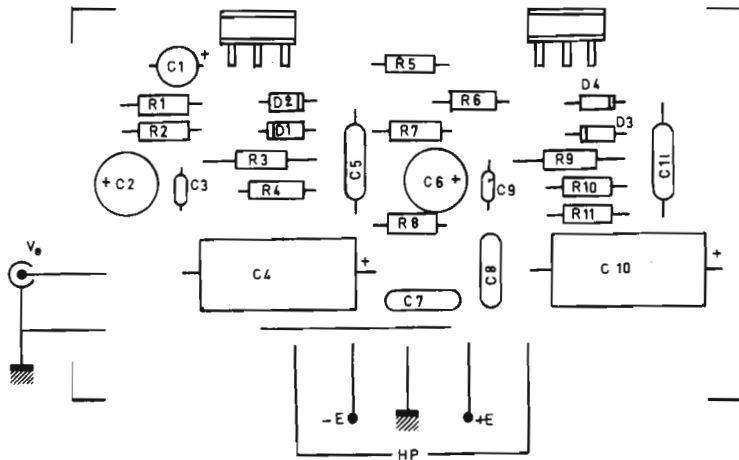
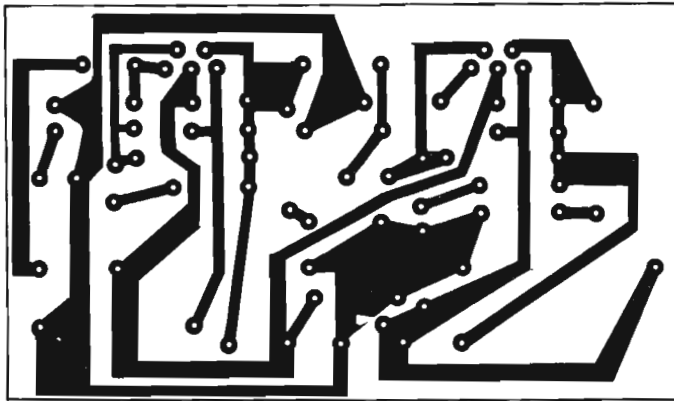


Fig. 9. - Circuit imprimé, éch. 1, correspondant au schéma (fig. 5).

### REFROIDISSONS !

La température maximale de jonction, au-dessus de laquelle se déclenche le circuit de protection, avoisine, comme nous l'avons vu, les 150 °C. Plus précisément, les courbes de la figure 10 donnent, en fonction de la température **ambiante**, la puissance maximale dissipable par le circuit, pour diverses résistances thermiques  $R_{TH}$  du dissipateur, entre 8 °C/W et un radiateur infini. Pour trois puissances (12,8 et 6 W), le tableau joint donne les longueurs nécessaires des radiateurs dont la figure 11 représente la section, avec les cotes en millimètres.

P (w)	12	8	6
L (mm)	60	40	30
$R_{TH}$ (°C/w)	4,2	6,2	8,3

### CONCLUONS

Haute fidélité et intégration : voilà qui, maintenant, n'est plus incompatible. On y trouvera à la fois la simplicité de construction et la certitude d'une parfaite reproductibilité des caractéristiques, le tout pour un prix tout à fait intéressant.

**R. RATEAU**

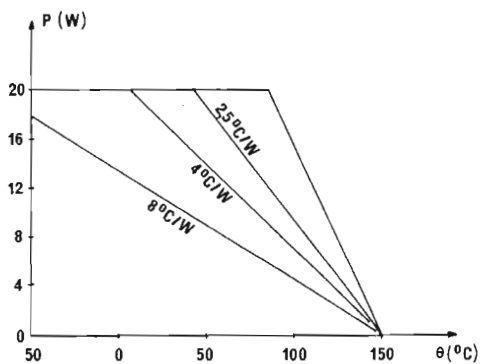


Fig. 10. - courbes de puissances maximales dissipées par le TDA 2030 pour diverses résistances thermiques  $R_{TH}$ .

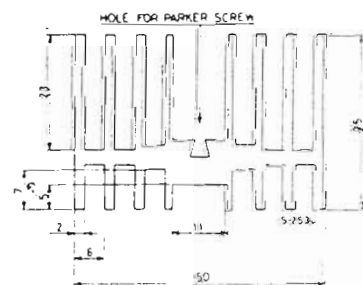


Fig. 11. - Section d'un radiateur.