



ses@sem

NOTE D'APPLICATION TECHNIQUE

151

Amplificateur BF
de Puissance
(300W)

M. HELBERT



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS

de M. HELBERT

DESCRIPTION GENERALE

Le montage décrit ci-après ne constitue pas à proprement parler un amplificateur haute-fidélité, bien que ses performances soient assez proches de celles d'un amplificateur Hi-Fi. Il est capable de fournir en permanence 250 Watts modulés à une charge de 5 Ohms avec un taux de distorsion inférieur à 2 %. Pour une distorsion harmonique un peu supérieure la puissance modulée peut atteindre 300 Watts. Sous certaines conditions, l'alimentation peut être non régulée. L'amplificateur est protégé contre les courts-circuits de la charge aussi bien que contre la mise à la masse accidentelle de l'une ou l'autre de ses sorties. Le rendement global est de l'ordre de 72 % à pleine charge ; cela signifie qu'il y a une partie non négligeable de la puissance consommée à l'alimentation qui est dissipée sous forme de chaleur. Celle-ci est dégagée en majeure partie dans les dispositifs de sortie, d'où la nécessité de disposer de refroidisseurs efficaces.

La figure 1 montre le schéma synoptique de l'amplificateur à configuration en H. Il est constitué par la réunion de deux amplificateurs à Push série classique, la charge étant réunie directement aux points milieu de ces amplificateurs. Les attaques de ces amplificateurs doivent être déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre.

Pour une charge et pour une tension d'alimentation imposées, ce type de montage permet d'obtenir quatre fois plus de puissance de sortie que celle disponible lorsque l'on emploie un Push série classique. La puissance de sortie est notablement augmentée parce que l'on applique la totalité de la tension d'alimentation aux bornes de la charge à chaque demi-période en inversant alternativement les polarités. La charge est alors connectée directement aux points milieu des amplificateurs sans l'intermédiaire de condensateurs encombrants et coûteux.

L'emploi d'une structure en H permet, pour une même puissance de sortie, d'alimenter l'amplificateur par une tension deux fois plus faible que celle qui serait nécessaire avec un simple Push série. De ce fait il est donc possible d'utiliser des transistors présentant une tension de claquage moins élevée que dans le cas d'un Push série.

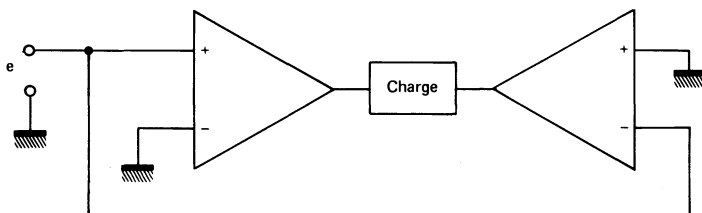


Figure 1 — Schéma de principe de l'amplificateur à configuration en H. La charge est située entre les sorties des deux amplificateurs qui sont attaqués par des signaux en opposition de phase. Ce type de montage permet d'obtenir, pour une tension d'alimentation identique, quatre fois plus de puissance qu'avec un push série classique.

ÉTAGE DE SORTIE

La figure 2 représente l'étage de sortie d'un amplificateur en H comportant quatre transistors ; la charge est connectée entre les points milieu. Lorsque ce montage est correctement attaqué, T1 et T2 sont rendus conducteurs pour une alternance du signal de commande, tandis que T3 et T4 restent bloqués. Aux bornes de la charge R_L , on trouve donc la totalité de la tension d'alimentation V_{AL} (en négligeant les pertes dues aux différents $V_{CE(sat)}$ et à la chute de tension occasionnée par R_1). A ce moment, la tension aux bornes de la charge présente un + en A et un - en B. Lors de l'alternance suivante du signal d'attaque, ce sont T3 et T4 qui seront rendus conducteurs alors que T1 et T2 seront bloqués. Nous retrouverons également la totalité de la tension d'alimentation appliquée à la charge, mais cette fois avec un + en B et un - en A. On remarquera que dans un tel montage, la valeur maximale de la tension présente aux bornes des transistors est celle de la tension d'alimentation.

En examinant les possibilités comparées d'un amplificateur Push série et d'un amplificateur à configuration en H, on s'aperçoit que la puissance de sortie maximale théorique P_s est, pour le premier type :

$$P_s = V_{AL}^2 / 8 R_L$$

tandis que le courant de crête dans la charge, donc dans les transistors, est :

$$I_{cr} = V_{AL} / 2 R_L$$

avec V_{AL} la valeur de la tension d'alimentation et R_L la résistance de charge.

Dans le cas d'un amplificateur en H, ces formules deviennent respectivement :

$$P_s = V_{AL}^2 / 2 R_L$$

et $I_{cr} = V_{AL} / R_L$

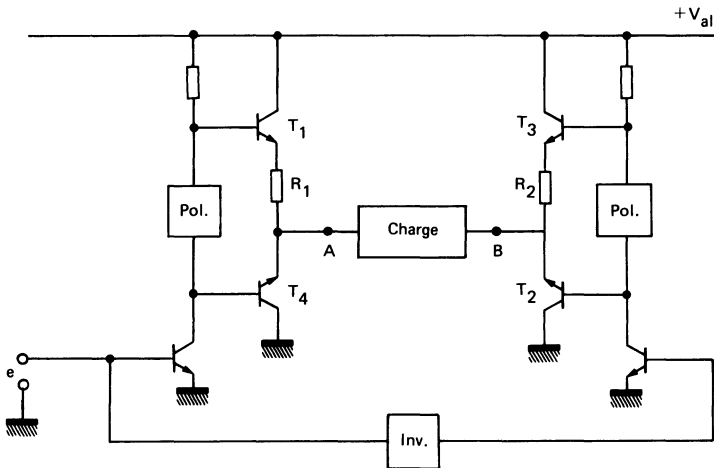


Figure 2 — Schéma de principe des étages de sortie d'un amplificateur à configuration en H. Les groupes de transistors T1, T2 et T3, T4 sont rendus alternativement conducteurs. Aux bornes de la charge la tension crête-crête peut atteindre deux fois la tension d'alimentation.

Cette comparaison met en évidence l'accroissement de puissance obtenu par l'adoption de la structure en H, puisque la puissance de sortie est multipliée par un facteur quatre, toutes choses égales par ailleurs.

Si l'on souhaite pouvoir disposer d'une puissance de sortie maximale de 300 Watts (donc à la limite de l'écrêtage du signal) dans une résistance de charge de 5 Ohms, il suffit en théorie d'une tension d'alimentation de :

$$V_{AL} = \sqrt{2 P_s \cdot R_L}$$

soit dans notre cas :

$$V_{AL} = \sqrt{2 \cdot 300 \cdot 5} \cong 55 \text{ Volts.}$$

ce qui conduit à un courant crête dans la charge de :

$$I_{cr} = 55 / 5 = 11 \text{ Ampères.}$$

Étant donné l'ordre de grandeur des courants collecteur et les tensions mises en jeu, le choix des transistors de sortie s'est porté sur le type 2 N 3773. Ce dispositif présente un gain en courant compris entre 15 et 60 (à 8 A et 4 Volts) et son $V_{CE(sat)}$ est au maximum de 1,4 Volt à 8 Ampères pour un gain forcé de 10. Nous pouvons estimer le $V_{CE(sat)}$ à environ 2 Volts pour $I_C = 11 \text{ A}$. Cela conduit à réévaluer la tension d'alimentation. A la valeur précédemment déterminée il faut en effet ajouter deux fois la tension de saturation ainsi que la chute de tension aux bornes de la résistance d'émetteur (environ 0,5 Volt), ce qui impose une valeur de tension d'alimentation de :

$$55 + 2 + 2 + 0,5 = 59,5 \text{ Volts.}$$

La valeur maximale de la tension d'alimentation sera donc de 59,5 Volts, mais comme le $V_{CE(sat)}$ indiqué est également une valeur maximale, dans la pratique il arrivera souvent que l'on puisse se contenter d'une tension d'alimentation inférieure à celle calculée plus haut, et qui, en tous cas, sera comprise entre 55 et 59,5 Volts.

Le transistor de sortie doit laisser passer une intensité pouvant s'élever à 11 Ampères. Il nécessite alors, pour être porté au voisinage de la saturation, un courant base relativement important. Un moyen couramment utilisé pour lui fournir ce courant base consiste à employer le montage «Darlington».

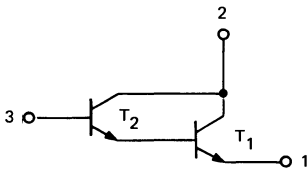


Figure 3 – Association de deux transistors NPN en montage "Darlington". Le tout est équivalent à un transistor unique dont le gain est égal au produit des gains de T1 et de T2.

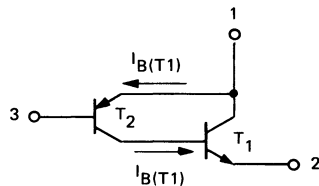


Figure 4 – Association d'un transistor PNP de puissance moyenne et d'un NPN de grosse puissance. L'ensemble se comporte comme un transistor PNP de forte puissance.

En effet, un transistor de puissance monté de telle sorte, comme indiqué sur la figure 3, est équivalent à un transistor unique, de type NPN, dont le gain en courant est le produit des gains en courant de T1 et de T2, et dont la connexion de base est (3), celle de collecteur (2) et celle d'émetteur (1). Cette configuration convient parfaitement pour les transistors T1 et T3 de la figure 2. En revanche, les transistors T2 et T4 doivent être de polarité PNP et il est souhaitable d'obtenir les mêmes caractéristiques pour les groupes supérieurs que pour les groupes inférieurs. Pour ce faire, on utilisera pour les groupes inférieurs un transistor de puissance NPN (le même type que celui employé dans les groupes du haut), mais on lui associera un dispositif PNP de petite puissance pour le commander, comme indiqué sur la figure 4. Si l'on utilise un montage tel que celui représenté sur la figure 4 on remarquera que le courant collecteur de T2 sort par cette électrode, tandis que le courant base de T1 entre par celle-ci. La tension collecteur-émetteur de T2 est dans le sens convenable puisque le collecteur de T1 est positif par rapport à sa base, ce qui polarise positivement l'émetteur de T2 par rapport à son collecteur. A la tension de seuil base-émetteur près (0,6 Volt environ), la tension collecteur-émetteur de T2 est pratiquement égale à celle de T1, mais en sens inverse. Le montage de la figure 4 est équivalent à un transistor unique, de type PNP, dont le gain en courant est égal au produit des gains en courant des deux transistors. Il faut remarquer que ce transistor composite est assez paradoxal puisque son émetteur équivalent est la connexion (1), et que l'électrode correspondant à son collecteur est la connexion (2) qui est l'émetteur de T1. Enfin, dans la configuration représentée sur la figure 4, la tension de seuil base-émetteur entre (3) et (1) est d'environ 0,6 Volt, comme dans tout transistor classique au silicium. Le transistor composite de la figure 4 est donc parfaitement identique à un PNP de puissance à grand gain.

Si l'on se reporte au schéma complet de l'amplificateur représenté sur la figure 5, on remarque qu'il comporte deux amplificateurs Push série à symétrie quasi complémentaire, T4, T7 et T5, T8 pour une voie, et T9, T12, ainsi que T10, T13 pour l'autre voie. Chaque voie est pilotée par un transistor driver, T3 pour l'amplificateur situé à gauche du schéma, tandis que celui situé à droite est attaqué par le transistor T14. On reconnaît, sur la figure 5, le transistor PNP composite précédemment évoqué (T5, T8 et T10, T13). Par contre le montage «Darlington» n'est pas tout à fait conforme à celui décrit plus haut, puisque le collecteur de T4 n'est pas directement relié à celui de T7. Ceci est dû au fait qu'il s'est avéré nécessaire de «bootstraper» T4. En effet il a fallu porter son collecteur à une tension supérieure à celle du collecteur de T7 de telle sorte qu'il puisse vraiment mettre T7 en saturation. C'est la raison de la présence du réseau D7, R23 et C8. Comme on rencontre le même problème dans l'étage d'attaque, nous en reparlerons plus en détail à cette occasion.

ÉTAGE D'ATTAQUE

Son rôle est de fournir aux étages de sortie le signal de commande qui leur est nécessaire et d'assurer le décalage de tension permettant d'obtenir le courant de repos voulu dans les transistors finals.

L'examen de la variation du courant de repos des transistors de sortie permet de mettre en évidence une des causes de distorsion du signal de sortie appelée «distorsion de raccordement» ou parfois «cross over distortion». La stabilité thermique de ce courant de repos, bien qu'elle ne soit pas trop critique, doit néanmoins être suffisante pour que les transistors de sortie aient toujours un certain courant de repos et que ce dernier ne devienne pas prohibitif quand la température s'élève.

Il faut donc commander les bases de T4 et de T5 par deux tensions en phase, de même amplitude et présentant l'une par rapport à l'autre un décalage de tension continue qui assure la polarisation des transistors finals de façon correcte. C'est le transistor d'attaque T3 qui fournira ces tensions de commande.

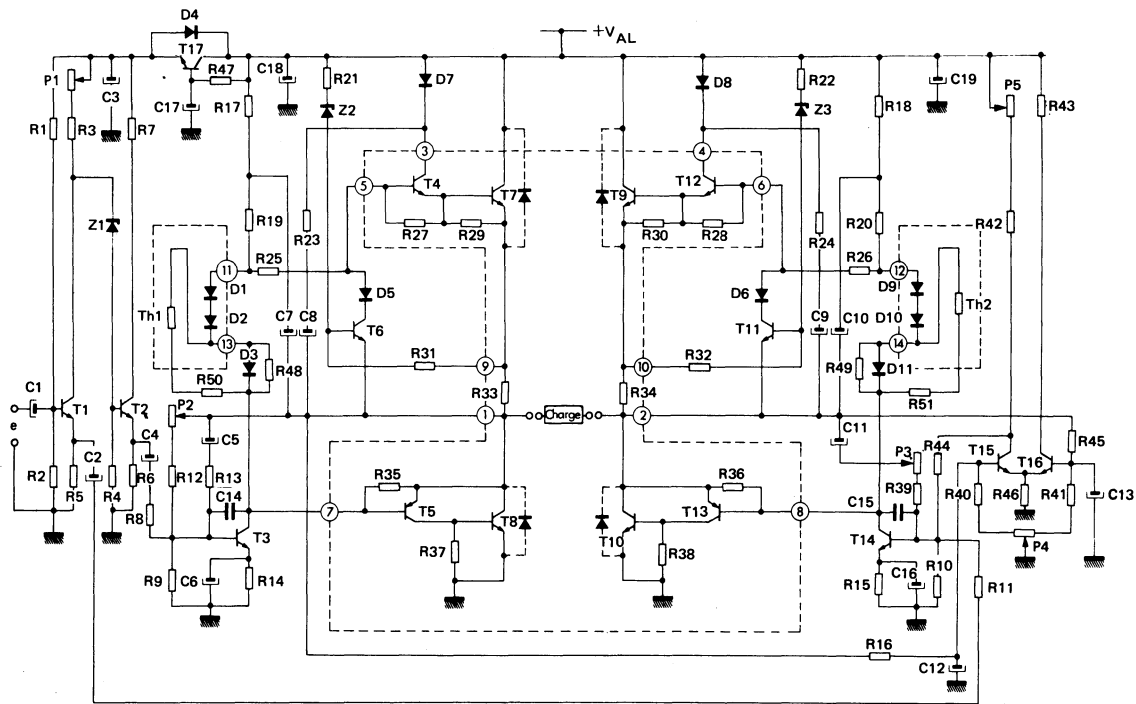


Figure 5 - Schéma de détail de l'amplificateur MH 74 B.

NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 5

R1 =	18 k Ω	5%	1/2 W	R27 =	390 Ω	5%	1/2 W	
R2 =	12 k Ω	5%	1/2 W	R28 =	390 Ω	5%	1/2 W	
R3 =	2200 Ω	5%	1/2 W	R29 =	22 Ω	5%	1/2 W	
R4 =	3900 Ω	5%	1/2 W	R30 =	22 Ω	5%	1/2 W	
R5 =	5600 Ω	5%	1/2 W	R31 =	330 Ω	5%	1/2 W	
R6 =	3300 Ω	5%	1/2 W	R32 =	330 Ω	5%	1/2 W	
R7 =	1800 Ω	5%	1/2 W	R33 =	0,05 Ω	10%	3 W	
R8 =	2700 Ω	5%	1/2 W	R34 =	0,05 Ω	10%	3 W	
R9 =	2700 Ω	5%	1/2 W	R35 =	390 Ω	5%	1/2 W	
R10 =	2700 Ω	5%	1/2 W	R36 =	390 Ω	5%	1/2 W	
R11 =	2700 Ω	5%	1/2 W	R37 =	22 Ω	5%	1/2 W	
R12 =	8200 Ω	5%	1/2 W	R38 =	22 Ω	5%	1/2 W	
R13 =	39 k Ω	5%	1/2 W	R39 =	12 k Ω	5%	1/2 W	
R14 =	56 Ω	5%	1/2 W	R40 =	33 k Ω	5%	1/2 W	
R15 =	56 Ω	5%	1/2 W	R41 =	33 k Ω	5%	1/2 W	
R16 =	150 k Ω	5%	1/2 W	R42 =	2200 Ω	5%	1/2 W	
R17 =	470 Ω	5%	1/2 W	R43 =	22 k Ω	5%	1/2 W	
R18 =	470 Ω	5%	1/2 W	R44 =	47 k Ω	5%	1/2 W	
R19 =	1000 Ω	10%	1 W	R45 =	150 k Ω	5%	1/2 W	
R20 =	1000 Ω	10%	1 W	R46 =	1800 Ω	5%	1/2 W	
R21 =	15 k Ω	5%	1/2 W	R47 =	33 k Ω	5%	1/2 W	
R22 =	15 k Ω	5%	1/2 W	R48 =	voir texte (environ 100 Ω)			
R23 =	10 Ω + 12 Ω	10%	2 W	R49 =	voir texte (environ 100 Ω)			
R24 =	10 Ω + 12 Ω	10%	2 W	R50 =	5,6 Ω	10%	1/2 W	
R25 =	120 Ω	5%	1/2 W	R51 =	5,6 Ω	10%	1/2 W	
R26 =	120 Ω	5%	1/2 W					
Th1 – Th2 = Thermistances CICE type A/T				27 Ω à 25 °C				20%
P1 =	10 k Ω	type 3009 Bourns		P4 =	4700 Ω	type 3009 Bourns		
P2 =	100 k Ω	type 3009 Bourns		P5 =	10 k Ω	type 3009 Bourns		
P3 =	22 k Ω	type 3009 Bourns						

NOMENCLATURE FIGURE 5 (suite)

<p>T1, T2, T15, T16, T17 = X BCW 95 B T5, T13 = BDX 14 T4, T12 = BDY 72</p>	<p>T3, T14, = BC 211 A avec refroidisseur T6, T11 = 2N 2219 A T7, T8, T9, T10 = 2N 3773</p>
<p>D1, D2, D3, D5, D6, D9, D10, D11 = 1N 4148 D7, D8 = ESM 181 - 300 R D4 = 1N 4003</p>	<p>Z1 = BZX 46 C 20 Z2, Z3 = BZX 46 C 13</p>
<p>C1 = 50 μF 25 V C3 = 50 μF 63 V C5 = 5 μF 63 V C7 = 100 μF 63 V C9 = 470 μF 63 V C11 = 5 μF 63 V C13 = 10 μF 12 V C15 = 150 pF 63 V (voir texte) C17 = 100 μF 63 V C19 = 100 μF 63 V</p>	<p>C2 = 50 μF 25 V C4 = 50 μF 25 V C6 = 50 μF 6 V C8 = 470 μF 63 V C10 = 100 μF 63 V C12 = 10 μF 12 V C14 = 150 pF 63 V (voir texte) C16 = 50 μF 6 V C18 = 100 μF 63 V</p>

Le décalage pratiquement constant entre le potentiel de la base de T4 et celui de la base de T5 est obtenu au moyen d'une chaîne de diodes (D1, D2 et D3) montées de telle façon qu'elles maintiennent à leurs bornes une tension de l'ordre de 1,9 Volt, assez indépendante du courant qui les traverse. L'impédance dynamique relativement faible présentée par ces diodes assure aux bases de T4 et de T5 un signal de commande identique. Cette tension de décalage est ajustée au moyen de la résistance R48, ce qui permet de régler le courant de repos des transistors T7 et T8 à environ 20 mA. L'utilisation de diodes au silicium pour l'obtention de cette tension de décalage présente, en outre, l'avantage d'offrir une compensation du courant de repos des transistors finals en fonction de la température. La compensation est plus effective si l'on assure un contact thermique entre les diodes et le radiateur commun à T7 et à T8 ; elle est encore améliorée si l'on emploie, concurremment avec la résistance R48, une thermistance $Th\ 1$, comme indiqué sur la figure 5. Pour qu'elle assure son emploi, il est bien évident que cette thermistance doit être également en contact thermique étroit avec le radiateur de T7 et de T8.

Grâce à l'association des diodes au silicium et de la thermistance, il est possible de maintenir le courant de repos des dispositifs de sortie dans des limites raisonnables pour une gamme de températures usuelles (voir courbes).

Si la source d'alimentation présente des variations de tension par trop excessives, le courant de repos des transistors T7 et T8 peut évoluer dans des proportions relativement importantes. Dans ce cas, on peut remédier à cet état de fait en remplaçant les diodes et la thermistance par le montage représenté sur la figure 5bis. Il se compose d'une association de trois diodes et de trois transistors complémentaires, le courant base d'un transistor étant fourni par le précédent. L'ensemble possède un gain très élevé, et de ce fait, son impédance dynamique est très faible. La variation de tension aux bornes de ce réseau est de l'ordre de 15 à 20 mV quand le courant qui y circule passe de 10 à 20 mA. Le réglage du courant de repos des transistors de sortie se fait en agissant sur le potentiomètre de 10k Ω .

De même que dans le montage à diodes, il faut assurer un contact thermique aussi bon que possible entre le radiateur et les éléments entourés d'un pointillé sur la figure 5bis, afin que la compensation du courant de repos en fonction de la température puisse s'effectuer correctement (voir courbes). Le capot du transistor BC 108 B étant métallique, il sera nécessaire de l'isoler électriquement du refroidisseur par une lamelle de mica, ou mieux par une petite bande de Terphane souple enroulée une seule fois autour du boîtier. Il serait souhaitable de se servir d'une graisse spéciale à base d'oxyde de béryllium pour parfaire encore le contact thermique avec le radiateur. Dans ce but également, on peut prévoir, dans le radiateur, un trou de diamètre légèrement plus grand que celui du boîtier du transistor BC 108 B afin de pouvoir y loger ce dernier et la petite bande de Terphane enduite de graisse spéciale dont on vient de parler. A noter que l'efficacité de la stabilisation du courant de repos dépend en partie de l'endroit du radiateur où sont situés les éléments de compensation. Il est toujours possible de modifier un peu le réseau de compensation si les résultats étaient jugés par trop différents de ceux indiqués ici.

L'examen du signal de sortie présent au point A du montage de la figure 2 permet de déterminer la commande nécessaire au transistor T1. La tension du point A, à grands signaux, est représentée sur la figure 6. Les tensions V_1 et V_2 représentent les pertes qui existent sur l'amplitude du signal maximum par rapport à la tension d'alimentation. Ces tensions de déchet sont préjudiciables au rendement de l'amplificateur. La tension V_1 de la figure 6 est produite en partie par la tension de saturation du

transistor T1 de la figure 2, et en partie par les deux tensions de seuil dues aux transistors T1 et à son étage de commande «Darlington». En effet, si l'on se reporte à la figure 3, le potentiel du point (1) est égal à celui du point (3) diminué des deux tensions de seuil des transistors T1 et T2. Comme le potentiel du point (3) est égal, au plus, à celui de la tension d'alimentation, on conçoit donc que la tension du point (1) est toujours inférieure à celle de la tension d'alimentation. Pour améliorer le fonctionnement du montage on utilise la technique du «Bootstrap». Pour ce faire, on fractionne la résistance de charge du transistor driver, puis on relie le point milieu de ces deux résistances à la sortie de l'amplificateur au moyen d'une capacité de valeur élevée. C'est ce qui est réalisé sur le schéma de la figure 5 par les résistances R17, R19 et le condensateur C7. Au repos, le point milieu de l'amplificateur de droite est à une tension voisine de $V_{AL} / 2$. Le condensateur C7 est donc chargé à une tension comprise entre V_{AL} et $V_{AL} / 2$, et qui est fonction du rapport des résistances R17 et R19.

Quand T3 va avoir tendance à se bloquer, son potentiel collecteur va remonter ainsi que la base de T4. Le potentiel du point milieu (point 1) suit la même variation que la base de T4. De ce fait, le condensateur C7 transmet cette variation de tension au point de jonction des résistances R17 et R19, mais en conservant le décalage de tension correspondant à la charge qu'il avait emmagasiné quand l'amplificateur était au repos. Ainsi, dans les alternances positives de grande amplitude, le transistor T3 peut être alimenté par une tension plus élevée que celle fournie par la source d'alimentation, ce qui permet à ce dispositif de continuer à fonctionner dans une région à caractéristiques linéaires et qui augmente considérablement l'excursion possible du signal de sortie.

Il est apparu également intéressant d'appliquer la même technique au transistor T4 ; vu l'ordre de grandeur des courants de crête mis en jeu, il était en effet assez difficile d'assurer à T4 un courant base suffisant pour le porter au voisinage de la saturation. Ce courant base était fourni par le transistor T4 qui devait travailler avec une tension émetteur-collecteur de plus en plus réduite au moment précis où il lui fallait donner de plus en plus de courant à T7. Là encore, le montage «Bootstrap» a permis de conserver à T4 une tension collecteur toujours supérieure à celle du collecteur de T7. Ce deuxième réseau de «Bootstrap» est réalisé par la diode D7, la résistance R23 et par la capacité C8.

Pour que l'amplificateur puisse délivrer une puissance de sortie aussi grande que possible, il faut que l'écrêtage du signal de sortie se produise simultanément sur les deux alternances, ce qui est le cas lorsque le potentiel moyen du point milieu reste stable et voisin de $V_{AL} / 2$. On obtient cette stabilité par une contre-réaction en continu appliquée à la base de T3 depuis le point (1) par l'intermédiaire de la résistance R12 et du potentiomètre P2, dont le réglage permet l'ajustage du potentiel moyen du point (1). La base de T3 reçoit également une autre contre-réaction, mais celle-là uniquement alternative, amenée par le réseau C5, R13. La valeur de cette dernière résistance dose le taux de contre-réaction.

On a parfois intérêt à diminuer la bande passante de l'amplificateur, principalement du côté des fréquences élevées, par exemple pour supprimer un accrochage Haute Fréquence éventuel. Pour cela, il suffit de placer une capacité de contre-réaction C14 entre collecteur et base de T3.

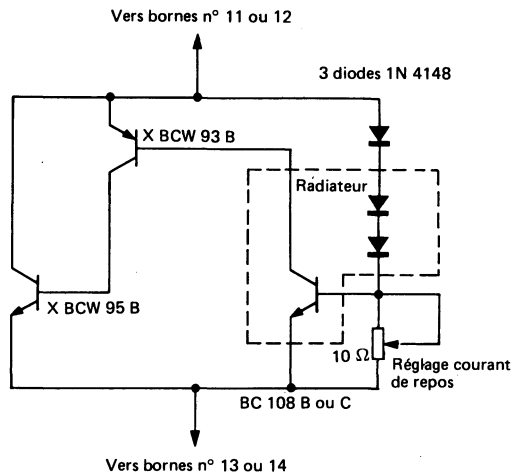


Figure 5 bis – En remplaçant l'ensemble diodes-thermistance par le montage ci-dessus, on améliore la stabilité du courant de repos en fonction des variations de la tension d'alimentation.

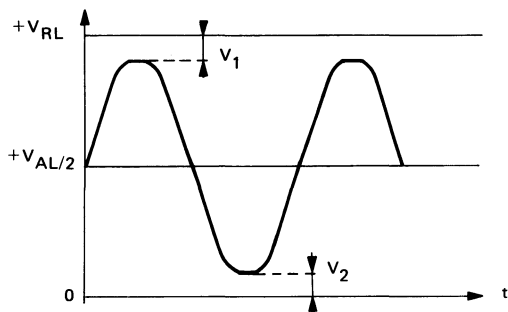


Figure 6 – Forme d'onde du signal de sortie d'un amplificateur montrant un écrêtage dû aux tensions de déchet V_1 et V_2 .

ÉTAGE D'ENTRÉE DÉPHASEUR

Destiné à fournir aux bases de T3 et de T14 des signaux de commande déphasés de 180° , il doit en outre délivrer ces signaux sous une faible impédance de sortie. L'entrée se fait sur la base de T1, à travers le condensateur C1 ; sur son émetteur, on retrouve la tension d'entrée à basse impédance que l'on envoie vers le transistor driver T14 pilotant l'amplificateur de droite. Le signal déphasé présent sur le collecteur de T1 est appliqué sur la base de T2 par l'intermédiaire de la diode Zener Z1 qui assure le décalage de tension nécessaire. Sur l'émetteur du transistor T2, on recueille, à basse impédance, le signal destiné à la commande de T3, signal en opposition de phase avec celui existant sur l'émetteur de T1. Le potentiomètre P1 permet de réaliser l'égalité d'amplitude entre le signal d'émetteur de T1 et celui de T2.

Pour des questions de vitesse d'établissement du potentiel moyen des points 1 et 2, la mise sous tension de T1 et de T2 est différée et rendue progressive par le transistor T17, dont la base est commandée par le réseau R47, C17. La diode D4 procure un chemin au courant de décharge de la capacité C3 quand on coupe la tension d'alimentation, évitant ainsi le claquage en inverse de la jonction émetteur-base du transistor T17.

ASSERVISSEMENT DU POINT DE REPOS

L'un des principaux obstacles rencontrés dans l'étude d'amplificateurs à configuration en H est le déséquilibre qui peut se produire entre les deux potentiels moyens des points milieux des deux amplificateurs. Si, en l'absence de signal de commande, la tension au point 2 n'est pas exactement la même que celle du point 1, il circule alors, dans la charge, un courant continu dont le sens et l'intensité dépendent du sens du déséquilibre et de la différence entre les deux potentiels. On pourrait évidemment prévoir pour l'amplificateur de droite un réglage équivalent à celui effectué par P2 pour l'amplificateur de gauche et ajuster une fois pour toutes l'équilibre entre les sorties 1 et 2. Malheureusement cet équilibre ne se conserve pas toujours : il est affecté par les fluctuations de la tension d'alimentation ainsi que par les variations de la température.

La solution adoptée consiste à asservir la tension de repos de l'amplificateur de droite à celle de l'amplificateur de gauche. Cette dernière reste toujours réglable par le moyen du potentiomètre P2, mais elle commande, par la même occasion, le potentiel du point 2. Pour réaliser cet asservissement, il faut disposer d'une tension proportionnelle à la différence de potentiel existant entre les sorties 1 et 2. Une fraction de chacune de ces deux tensions est envoyée, par l'intermédiaire de ponts diviseurs (R16, R40 et R45, R41), sur les bases des transistors T15 et T16 qui constituent un amplificateur différentiel. L'exacte symétrie des deux diviseurs de tension est obtenue par action sur le potentiomètre P4. Sur le collecteur de T15 on dispose d'un signal d'erreur qui est fonction de l'écart existant entre les tensions moyennes des sorties 1 et 2. C'est cette tension qui, à travers la résistance R44, vient piloter en continu la base de T14, réalisant ainsi l'asservissement souhaité. La tension collecteur de T15 est rendue ajustable par le potentiomètre P5 qui permet d'obtenir l'équilibre exact des deux points milieux. Une fois ce réglage effectué, le potentiel continu de la sortie 2 doit suivre celui de la sortie 1, aussi bien quand on fait varier la tension d'alimentation que lorsque l'on agit sur P2.

SÉCURITÉ

Un facteur important, dans les caractéristiques d'un amplificateur, est son aptitude à subir les courts-circuits en sortie. Si aucune précaution n'est prise, un court-circuit de la charge, même temporaire, peut occasionner le passage d'un courant excessif dans les transistors T7 à T10 et provoquer leur destruction soit par claquage secondaire, soit par une élévation anormale de la température de jonction due à une trop grande dissipation de puissance.

On a donc introduit un système de protection constitué par deux transistors T6 et T11. Lorsqu'il y a court-circuit ou surcharge en sortie, il circule un courant très important dans les transistors T7 et/ou T9, donc également dans les résistances R33 et R34. Cette intensité produit une différence de potentiel aux bornes de chacune de ces résistances. Ces tensions sont appliquées sur les bases des deux transistors de protection T6 et T11 qui sont alors rendus conducteurs et court-circuitent ainsi le signal d'attaque des transistors T7 et T9.

Les transistors de protection sont normalement bloqués tant que l'amplificateur n'est soumis à aucune surcharge. Dans ce cas, les signaux de commande issus de T3 et de T14 attaquent normalement les bases de T4 et de T12 à travers les résistances R25 et R26. Si pour une raison quelconque (court-circuit de la charge ou mise à la masse de l'une ou l'autre sortie), le courant dans les transistors de sortie dépasse la limite prescrite, le potentiel existant aux bornes de R33 et de R34 rend les transistors de protection conducteurs. A ce moment, les signaux de commande de T4 et de T12 sont pratiquement écrêtés ou même supprimés, et l'intensité du courant collecteur de T7 et/ou de T9 reste maintenue à une valeur compatible avec les possibilités de ces deux transistors. En série dans les collecteurs de T6 et de T11 sont placées deux diodes qui ont pour but de permettre aux transistors de sécurité de ne devenir conducteurs que lors des alternances positives du signal d'attaque.

Le réglage du courant collecteur maximal des transistors finals, à partir duquel la limitation doit intervenir est déterminé par la valeur des résistances R33 et R34. Le circuit commence à entrer en œuvre quand la tension émetteur-base de T6 et de T11 atteint environ 0,6 Volt.

Cependant la protection des dispositifs de sortie doit tenir compte de leur aire de sécurité. En effet, si ces transistors sont à même d'accepter, par exemple, un courant collecteur maximum de 16 Ampères, cette intensité ne peut être maintenue dès que la tension collecteur-émetteur dépasse 10 Volts. Pour des valeurs supérieures de la tension V_{CE} , il faut diminuer l'intensité maximale admissible de façon à ce que cette dernière reste toujours conforme à l'aire de fonctionnement de sécurité prescrite. Les résistances R21, R22 et les diodes Zéner Z2 et Z3 ont été ajoutées aux circuits de sécurité pour tenir compte de cette dernière remarque. Pour des valeurs de V_{CE} inférieures à la tension de la diode Zéner (13 Volts) la limitation est déterminée uniquement par le courant qui circule dans les résistances R33 et R34. Dès que la tension collecteur-émetteur des transistors T7 et/ou T9 excède la tension des diodes Zéner Z2 et Z3, une tension, proportionnelle au V_{CE} , est appliquée sur les bases des transistors T6 et T11. Cette tension s'ajoute à celle engendrée par la circulation du courant dans les résistances R34 et R33 ; elle déclenche la limitation pour une intensité d'autant moins élevée que la tension collecteur-émetteur est plus importante.

La valeur des résistances R31 et R32 demande à être choisie soigneusement, car ces deux résistances forment le pont de base des transistors de sécurité. Si ces valeurs sont trop élevées, on risque de rendre le système de sécurité trop sensible à la tension collecteur-émetteur de T7 et de T9 parce que le potentiel des bases des transistors T6 et T11 devient de plus en plus positif au fur et à mesure que la valeur des résistances R31 et R32 augmente. Par contre, une valeur trop faible de ces deux résistances conduirait le circuit de sécurité à ne répondre uniquement qu'aux surintensités. Une valeur incorrecte de R31 et R32 peut rendre l'amplificateur bi-stable, ce qui se traduit par le fait que, dans certaines conditions, il ne puisse pas reprendre son fonctionnement normal après que le circuit de sécurité ait fonctionné et que l'on ait remédié à la cause qui avait provoqué son entrée en action. Il convient, dans ce cas, de supprimer momentanément le signal de commande et de couper la tension d'alimentation quelque temps pour que tout rentre dans l'ordre. Cependant il semble préférable de donner à R31 et R32 des valeurs telles que l'amplificateur reprenne son fonctionnement normal une fois le court-circuit supprimé.

Notons au passage que le fonctionnement de l'amplificateur avec un court-circuit en sortie n'est pas un fonctionnement normal. Il faut donc se garder de le laisser longtemps sous tension dans cet état, sous peine d'arriver à un échauffement exagéré des dispositifs de sortie, pouvant aller jusqu'à leur destruction, si l'on persiste trop dans ces conditions anormales.

Dans ce qui précède on a considéré que la charge était à caractère purement résistif. Si celle-ci présentait une composante inductive plus ou moins importante, il serait alors nécessaire de protéger les étages de sortie contre les surtensions éventuelles qui pourraient se développer, particulièrement quand le signal de sortie est écrêté ou que l'amplificateur est attaqué par des signaux à fronts raides. A cet effet, il convient d'ajouter, aux bornes des transistors finals T7 à T10, des diodes de protection à temps de recouvrement rapide du genre ESM 181 300R ou encore BYX 61 100. Leur emplacement est indiqué, en pointillé, sur le schéma de la figure 5. Ces diodes sont situées sur le radiateur même, le plus près possible des transistors T7 à T10, et leurs fils de connexion doivent être très courts. Si l'on utilise des diodes BYX 61 100, il faut savoir que ces dispositifs existent en deux versions : cathode au boîtier (BYX 61 100) ou anode au boîtier (BYX 61 100 R). En choisissant judicieusement, pour chaque transistor, le type de polarité de la diode associée, on facilitera grandement le montage mécanique de l'ensemble.

REFROIDISSEMENT DES ÉTAGES DE SORTIE

Un facteur important, dont il faut examiner avec soin les conséquences dans un amplificateur de cette puissance, est la température atteinte par les transistors de sortie en fonctionnement permanent. En régime établi, chaque transistor de l'étage de sortie (T7, T8 et T9, T10) dissipe, sous forme de chaleur, une certaine puissance. Celle-ci contribue à augmenter la température de jonction. Si la résistance thermique de l'ensemble jonction-air ambiant est trop élevée, cette puissance ne parviendra pas à s'évacuer totalement à l'extérieur ; l'effet peut devenir cumulatif et les transistors être détruits par échauffement exagéré.

Il est donc nécessaire de prévoir un refroidissement auxiliaire, sous forme d'un radiateur à ailettes qui, en abaissant la résistance thermique jonction-air ambiant, permet une meilleure dissipation calorifique.

Il est bien connu que, dans un amplificateur Push Série fonctionnant en classe B, la puissance maximale dissipée sous forme de chaleur par les deux transistors (T7, T8 et T9, T10) est :

$$P_{\text{dis(max)}} \geq 0,404 P_{\text{s(max)}}$$

Cela signifie que la dissipation simultanée des deux transistors est égale ou supérieure à 0,404 fois la puissance modulée de sortie maximale. Cette dissipation maximale se produit quand :

$$P_s / P_{\text{s(max)}} = (2/\pi)^2$$

soit pour environ 40 % de la puissance de sortie maximale. A ce moment, le rendement de l'étage de sortie est de 50 %.

Si la tension d'alimentation est égale, par exemple à 58 Volts, on peut escompter, compte tenu des pertes, une tension effective de 55 Volts crêtes aux bornes de la charge ; celle-ci étant fixée à 5Ω , cela permet une puissance modulée maximale d'environ 300 Watts. La puissance dissipée maximale est théoriquement, au moins égale à 40 % de $P_{\text{s(max)}}$; par précaution on prendra 50 %. Il y a donc, à dissiper :

$$\frac{300 \times 50}{100} = 150 \text{ Watts.}$$

Du fait que la puissance de sortie est fournie par deux amplificateurs, chacun de ceux-ci dissipe : $150 / 2 = 75$ Watts. Ces 75 Watts sont dégagés par deux transistors (T7 et T8 pour le premier ampli - ficateur, et T9 et T10 pour le second) fixés mécaniquement sur le même radiateur.

Si l'on admet que la résistance thermique de ce dernier est de $0,8 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$ (cas du radiateur N 5 de Sescosem, par exemple), l'élévation de température du radiateur sera de :

$$T_r = R_{th(amb-rad)} \cdot P_{dis(max)}$$

soit : $T_r = 0,8 \times 75 = 60 \text{ }^\circ\text{C}$ au dessus de la température ambiante. Si celle-ci est de $25 \text{ }^\circ\text{C}$, la température atteinte par le radiateur sera : $25 + 60 = 85 \text{ }^\circ\text{C}$.

Le raisonnement est identique en ce qui concerne l'élévation de température du boîtier du transistor par rapport à la température atteinte par le refroidisseur, élévation due à la présence d'une rondelle isolante en mica entre ces deux composants. La résistance thermique d'une rondelle de mica est de l'ordre de $0,6 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$.

Comme la dissipation de 75 Watts est le fait de deux transistors, on peut considérer qu'en fait chacun dissipe 37,5 Watts. On trouve alors une élévation de température du boîtier par rapport au radiateur :

$$T_c = R_{th(rad-boît)} \cdot P_{dis(max)}$$

$$\text{soit : } 0,6 \times 37,5 = 22,5 \text{ }^\circ\text{C}.$$

La température atteinte par le boîtier du transistor sera supérieure de $22,5 \text{ }^\circ\text{C}$ à celle du refroidisseur. Enfin, la température à laquelle sera portée la jonction du transistor pour la dissipation maximale est donnée par la relation :

$$T_j = R_{th(boît-jonct)} \cdot P_{dis(max)}$$

La résistance thermique du transistor 2 N 3773, est de $1,17 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$ au maximum, soit :

$$1,17 \times 37,5 \cong 44 \text{ }^\circ\text{C}.$$

La jonction se trouve donc portée à une température supérieure de $44 \text{ }^\circ\text{C}$ à celle du boîtier du transistor. Pour finir, la température atteinte par la jonction dans le cas où la dissipation est maximale et pour une température ambiante de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ est :

$$25 \text{ }^\circ\text{C} + 60 \text{ }^\circ\text{C} + 22,5 \text{ }^\circ\text{C} + 44 \text{ }^\circ\text{C} = 151,5 \text{ }^\circ\text{C}.$$

ce qui est correct puisque la température de jonction doit toujours rester inférieure à $200 \text{ }^\circ\text{C}$. Les conditions limites seront atteintes quand la température ambiante atteindra :

$$200 \text{ }^\circ\text{C} - 151,5 \text{ }^\circ\text{C} = 48,5 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Le refroidisseur et ses éléments associés peuvent être représentés par un schéma établissant une analogie entre la dissipation calorifique et la circulation d'un courant dans des résistances. Les résistances thermiques sont assimilées à des résistances électriques, la puissance dissipée à un courant et les élévations de température à des chutes de tension ; le schéma équivalent est donné figure 7.

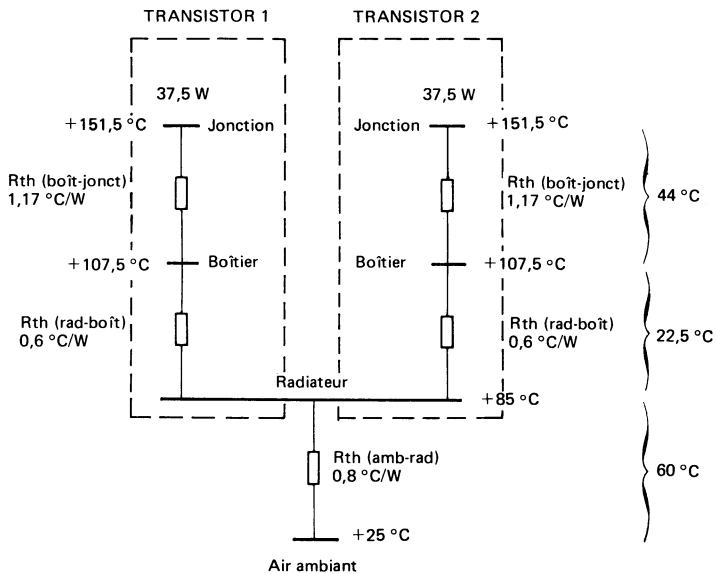


Figure 7 — Schéma établissant une analogie entre la dissipation calorifique des transistors fixés sur un radiateur et un circuit électrique.

On peut donc mesurer, par ce qui précède, l'importance du refroidissement des transistors de puissance. Il faudra maintenir les différentes résistances thermiques aussi faibles que possible, du moins celles sur lesquelles il est possible d'agir, essentiellement la résistance thermique du radiateur et celle de l'isolateur de mica situé entre boîtier et radiateur. Ce dernier sera choisi pour qu'il présente une résistance thermique égale ou inférieure à $0,8 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Il sera disposé verticalement afin que l'air chaud puisse monter et que l'air frais circule des deux côtés du radiateur. Si le refroidisseur est traité en noir mat, on obtiendra un meilleur rayonnement de la chaleur.

Les deux transistors de commande des dispositifs finals sont également fixés sur le même radiateur, si bien qu'il y a, en fait, quatre boîtiers à refroidir. Les transistors de commande ont une dissipation réduite (quelques Watts à eux deux) : ils ne contribuent que fort peu à augmenter la puissance à dissiper par le radiateur. Néanmoins un refroidissement forcé par un ventilateur soufflant sur les ailettes des radiateurs améliorera la résistance thermique de ces derniers ; il contribuera à diminuer la température de jonction et par là même assurera au montage une sécurité de fonctionnement accrue. Pour les mêmes raisons, on enduira les deux faces de l'isolateur de mica de graisse à base d'oxyde de béryllium, pour assurer une meilleure conductibilité thermique.

ALIMENTATION

Si l'on se reporte à l'étage de sortie représenté sur la figure 2, on remarque que la source d'alimentation doit faire circuler un courant dans la charge à chaque demi-alternance du signal. Pour la première demi-alternance ce sont T1 et T2 qui sont conducteurs ; pendant la demi-alternance suivante, le courant emprunte le chemin passant par T3 et T4. Au début de l'écrêtage du signal de sortie, le courant maximal dans la charge est : $I_{cr} = V_{AL} / R_L$.

L'alimentation fournit du courant à l'étage de puissance à chaque demi-alternance du signal de sortie. Le courant moyen consommé est donc : $I_{AL} (\text{moy}) \cong 2 I_{cr} / \pi$

soit dans notre cas (nous souvenant que $I_{cr} = 11 \text{ A}$)

$$I_{AL} (\text{moy}) = 2 \times 11 / \pi \cong 7 \text{ A.}$$

L'alimentation devra donc être à même de pouvoir fournir des intensités de crête de 11 A, la valeur moyenne étant de 7 Ampères. C'est cette dernière valeur que l'on peut lire en intercalant un ampèremètre continu en série dans l'alimentation.

Bien que ce type d'amplificateur accepte parfaitement une composante alternative de ronflement importante sur sa tension d'alimentation, sans qu'il en résulte un son audible dans le haut-parleur (à condition toutefois que le minimum de cette tension de ronflement reste au dessus de la tension V_{AL} minimale nécessaire), il nous a paru souhaitable, sinon de réguler la source d'alimentation, du moins de limiter sa tension maximale ainsi que son ondulation résiduelle. En effet, si à pleine puissance de sortie la tension d'alimentation doit être de 55 Volts, par exemple, et ceci même si le secteur est à sa valeur minimale, il y a lieu de craindre, en utilisant une alimentation non limitée, que la tension fournie par celle-ci atteigne une valeur prohibitive pour un fonctionnement à faible puissance et un secteur à sa valeur maximale.

Avec une limitation de tension, on peut toujours disposer, si nécessaire, de la puissance de sortie maximale de l'amplificateur sans que celui-ci risque d'être endommagé par une tension d'alimentation trop élevée.

Le schéma de l'alimentation est représenté sur la figure 8. Elle ne comporte pas de régulation de tension à proprement parler ; les diodes Zéner Z1, Z2 et Z3 se contentent de limiter sa valeur à environ 56 Volts. Le transistor ballast T1 est commandé par les étages «Darlington» T2 et T3. La base de T3 est portée à un potentiel continu, déterminé par les diodes Zéner et soigneusement filtré par la capacité C2. L'ensemble se comporte comme un élément de filtrage ; il diminue fortement le taux d'ondulation résiduelle du secteur qui se trouve superposée à la tension continue de sortie V_S . Le montage de la figure 8 filtre parfaitement cette ondulation secteur à condition que, sur le collecteur de T1, la tension redressée instantanée ne soit jamais inférieure à la tension continue de sortie V_S . Pour un fonctionnement correct, le facteur de réduction du ronflement secteur dû au redressement est de l'ordre de 100 ou plus à pleine charge.

Le transistor ballast T1 conduit de fortes intensités ; entre son collecteur et son émetteur existent des tensions qui peuvent parfois atteindre 10 à 20 Volts : c'est dire que ce dispositif doit dissiper, sous forme de chaleur, une puissance non négligeable. Il est donc impératif de lui prévoir, ainsi que pour T2, un refroidisseur adéquat capable de maintenir sa jonction à une température largement inférieure à 200 °C.

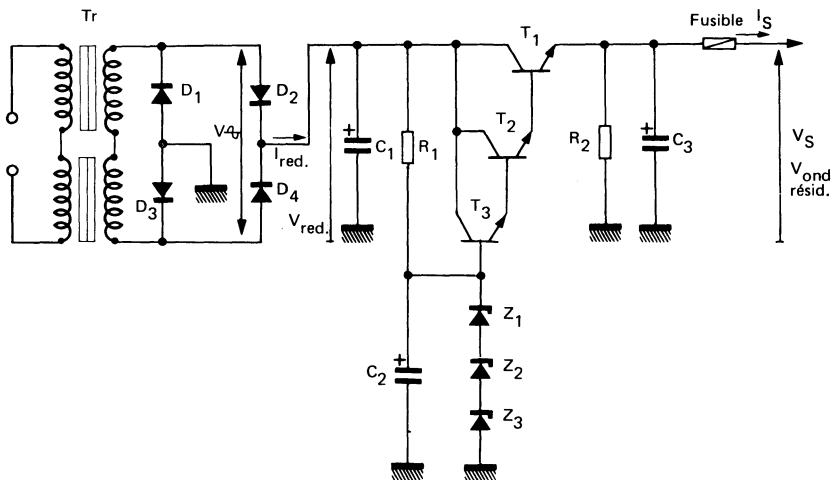


Figure 8 — Schéma de l'alimentation utilisée pouvant fournir 7 ampères. Elle permet de filtrer la tension de sortie sans faire appel à un bobinage lourd et volumineux.

NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 8

R1 = 2400 Ω 5% 1 W	R2 = 6800 Ω 10% 2 W
C1 = 12000 μF 100 V C3 = 1000 μF 80 V	C2 = 100 μF 63 V
T1 = 2N 3773 T3 = 2N 3441	T2 = 2N 3442 D2 - D4 = 42 R2 D1 - D3 = 42 R2 R
Z1, Z2 = BZX 85 C 20	Z3 = BZX 85 C 16
Tr = Transformateur (voir texte et courbes).	

Le condensateur tampon C1 est chargé de fournir les pointes d'intensité demandées par l'amplificateur ; il les débite à travers le transistor T1. Pour parfaire la réponse de l'alimentation aux transitoires, on a ajouté la capacité C3, située directement aux bornes de sortie du montage.

Les redresseurs D1 à D4 sont caractérisés par un courant moyen redressé maximum I_O . Cependant il est possible d'appliquer au redresseur, pendant des temps très courts, des intensités de surcharge considérablement plus élevées que le courant moyen maximum admissible. En fonctionnement permanent, il se crée un état d'équilibre entre la puissance dissipée à l'intérieur de la jonction et la puissance évacuée à l'extérieur par la conduction thermique du boîtier. En régime transitoire, l'énergie dissipée sous forme de chaleur dans la jonction par une brève impulsion de courant n'aura pas le temps d'être évacuée à l'extérieur. Elle se traduira par une élévation de la température de jonction. L'énergie maximale, donc l'amplitude de l'impulsion de courant et sa durée, que pourra supporter le redresseur, sera déterminée par la température maximale de jonction. Il est évident que plus la durée d'application est grande, plus la surcharge admissible est faible, et inversement. De même, si l'impulsion de courant est répétitive, la surcharge admissible diminue quand le nombre de cycles augmente.

Le courant de surcharge se produit notamment lors de la mise sous tension de l'alimentation, alors que C1 est complètement déchargé : à ce moment et pour quelques dizaines de millisecondes, le transformateur et les diodes de redressement travaillent sur un court-circuit, du moins tant que C1 n'a pas pris une partie de sa charge.

On aura donc intérêt à se reporter aux courbes publiées par le constructeur qui indiquent les possibilités de surcharge de ces dispositifs de redressement. Au besoin, si la résistance ohmique du transformateur n'est pas suffisante pour limiter le courant d'appel à une valeur correcte, on ajoutera en série dans l'enroulement secondaire une petite résistance additionnelle.

PERFORMANCES

Les relevés des mesures effectuées sur l'amplificateur MH 74 B sont indicatifs. Ils peuvent varier légèrement d'une réalisation à l'autre en fonction de la dispersion des éléments et de la précision des réglages, entre autres.

- **Distorsion** - La distorsion harmonique en fonction de la fréquence est représentée sur le graphique de la figure 9. Ces mesures ont été effectuées pour différents niveaux de sortie (5, 50, 200 et 250 Watts) sur une résistance de charge de 5Ω . Le relevé à faible puissance a pour but de mettre en évidence la distorsion de raccordement si elle existe. La distorsion harmonique à 250 Watts permet de se rendre compte des possibilités de l'amplificateur au voisinage de la pleine puissance. L'augmentation du taux de distorsion vers les fréquences basses est dû à l'influence des capacités de «bootstrap» et de contre-réaction, dont la réactance n'est plus négligeable à ces fréquences. Vers les fréquences élevées, l'élévation du taux de distorsion est causée, en partie, par le temps de stockage des transistors de sortie.

Sur la figure 10 est indiquée l'évolution du taux de distorsion harmonique, mesuré à fréquence constante (1000 Hz), mais pour différentes puissances de sortie et sur une résistance de charge de 5Ω . On remarquera que la distorsion au voisinage de la pleine puissance s'élève rapidement, ce qui indique que le signal de sortie commence à être écrêté.

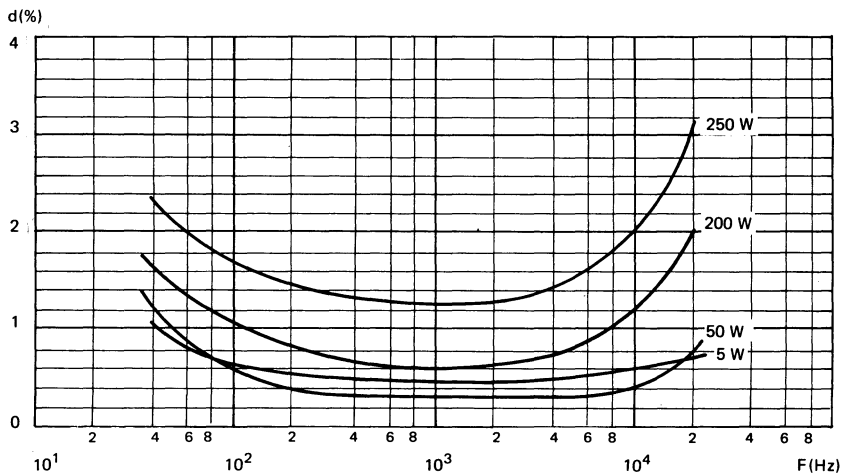


Figure 9 — Distorsion harmonique en fonction de la fréquence pour différentes puissances de sortie.

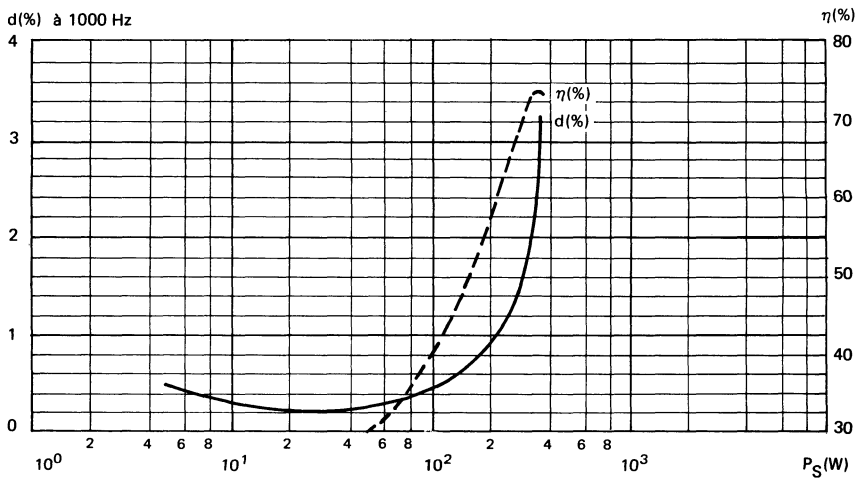


Figure 10 — Distorsion harmonique (d) en fonction de la puissance de sortie. Rendement (η) également en fonction de la puissance de sortie.

- **Bande passante** - La bande passante globale de l'amplificateur est représentée sur la figure 11. Celle-ci a été relevée pour une puissance de sortie modeste ($P_s = 10$ Watts). La raison en est que, notamment du côté des fréquences élevées, la bande passante intrinsèque est très étendue (environ 100 kHz). Cependant, le temps de stockage des dispositifs de sortie ainsi que la fréquence de transition relativement basse des transistors à structure Homobase ne permettent pas d'exploiter entièrement cette possibilité. Rappelons que pendant la durée du temps de stockage, les deux transistors de la même branche verticale du H conduisent simultanément. Le temps de stockage reste habituellement inférieur à $10 \mu s$; il se manifeste après chaque conduction du transistor. Ce phénomène prend une importance accrue lors du fonctionnement en commutation. Tant que la fréquence de répétition de ce «court-circuit» virtuel, c'est-à-dire la fréquence du signal de sortie, reste modérée, ce phénomène n'est pas trop gênant. Cependant, comme il est lié à la fréquence, il se reproduit de plus en plus souvent au fur et à mesure que celle-ci augmente. Une fraction de plus en plus importante du courant consommé par l'étage de sortie ne circule plus dans la charge mais traverse directement les deux transistors, avec comme corollaire un échauffement exagéré de ces derniers. Il ne faut donc pas tenter de faire fonctionner l'amplificateur à forte puissance aux fréquences élevées.

Si cela s'avérait nécessaire, et c'est le cas lorsqu'on doit fonctionner en commutation, il faudrait alors changer le type des transistors de sortie et remplacer les dispositifs à structure Homobase par des structures Méso triple diffusées (du type BUX 10 par exemple) qui sont plus rapides mais présentent une aire de sécurité un peu plus restreinte.

Si l'on équipe les étages de sortie de transistors triple diffusés, il y aura lieu également de prévoir des diodes de protection à temps de recouvrement rapide dont on a déjà parlé (Cf. Sécurité). Cela est encore plus impératif si l'amplificateur doit être attaqué par des signaux carrés ou bien par des impulsions et/ou fonctionner avec une charge présentant un caractère inductif.

La bande passante globale de l'amplificateur peut être réduite du côté haut en augmentant la valeur des capacités de contre-réaction C14 et C15. C'est l'influence de ces deux derniers condensateurs qui est représentée sur la figure 11. Pour les raisons évoquées ci-dessus, il est préférable d'avoir $C14 = C15 = 150$ pF.

- **Sensibilité** - Le gain en tension de l'amplificateur est de l'ordre de 12 (environ 22 dB). On obtient donc la pleine puissance en sortie pour une tension d'entrée d'environ 3,3 Volts efficaces.

L'impédance d'entrée est voisine de 7500Ω à 1000 Hz. Le gain en puissance de l'amplificateur est d'environ 53 dB pour 250 Watts de sortie. Bien entendu, le gain est fonction de la valeur des résistances de contre-réaction (R12, P2 ; R13 ; R39, P3).

- **Rendement global** - Cette caractéristique, qui n'est pas de première importance, renseigne néanmoins sur la dissipation calorifique de l'ensemble. On trouvera l'évolution du rendement global η de l'amplificateur en fonction de la puissance de sortie représenté également sur la figure 10.

- **Courant de repos** - La variation du courant de repos de l'étage de sortie en fonction de la température est indiqué sur la figure 12 pour les deux types de réseaux évoqués dans l'«Étage d'attaque» et se rapportant aux montages de la figure 5 et de la figure 5 bis. Dans les deux cas, le réglage de départ a été effectué pour $I = 20$ mA à $25^\circ C$.

L'évolution du courant de repos de l'étage de sortie en fonction cette fois de la tension d'alimentation est représentée sur la figure 13, pour le montage à trois transistors de la figure 5 bis. Le circuit a été réglé à l'origine pour une tension d'alimentation de 58 Volts et un courant de 20 mA.

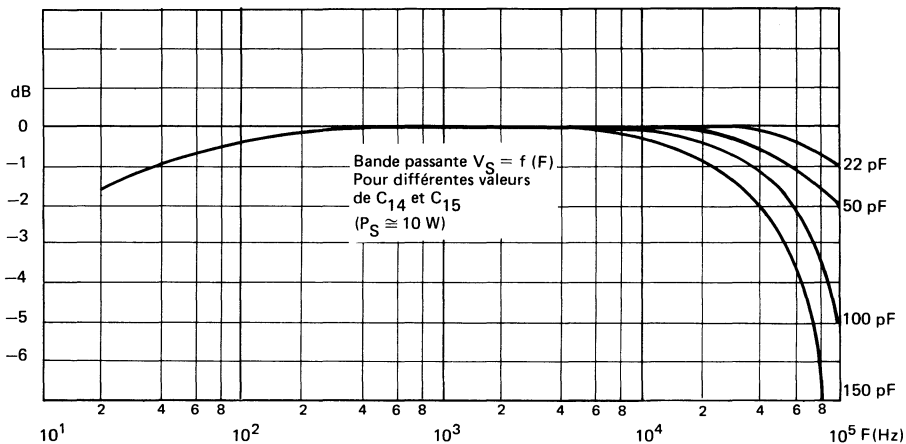


Figure 11 — Bande passante globale de l'amplificateur : elle peut être réduite du côté haut en utilisant des valeurs plus élevées pour les capacités de contre-réaction C_{14} et C_{15} .

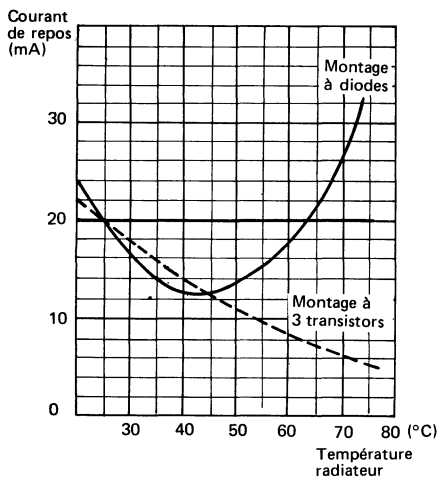


Figure 12 — Evolution du courant de repos d'un étage de sortie en fonction de la température du radiateur, pour les deux types de montage décrits.

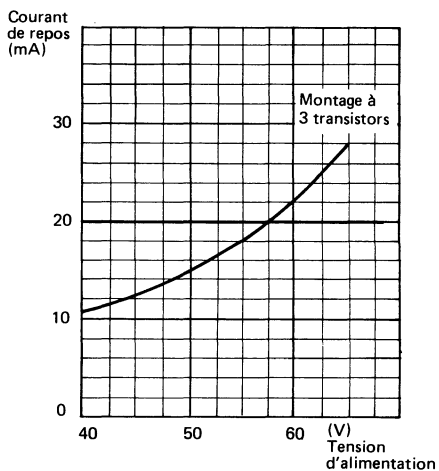


Figure 13 — Variation du courant de repos d'un étage de sortie en fonction de la tension d'alimentation pour le montage à trois transistors.

- **Dérive des sorties** - La dérive en tension du point milieu de l'amplificateur asservi par rapport à celui de l'amplificateur pilote est indiqué sur le graphique de la figure 14. La tension différentielle a été mesurée aux bornes d'une résistance de charge de 5Ω . Le réglage initial a été effectué pour une tension d'alimentation d'environ 58 Volts. On remarquera l'excellente stabilité de la tension différentielle qui ne varie que très peu pour une tension d'alimentation allant de + 30 Volts à + 65 Volts.

- **Alimentation** - Signalons là encore que les performances de l'alimentation sont liées en partie aux caractéristiques propres au transformateur employé ; on pourra constater des différences plus ou moins sensibles dans les résultats selon que l'on utilise tel ou tel type de transformateur.

La stabilité de la tension continue de sortie en fonction de l'intensité consommée est représentée sur la figure 15. Sur cette même figure, on a également indiqué le niveau d'ondulation résiduelle superposée à la tension de sortie ; cette courbe met en évidence le bon facteur de réduction du ronflement secteur. La figure 16 donne quelques caractéristiques du transformateur utilisé : variation de la tension efficace du secondaire (V_{eff} de la figure 8) en fonction de l'intensité débitée, et variation de la tension moyenne redressée en fonction de cette même intensité.

Enfin, à titre indicatif, la figure 17 montre la valeur du courant de crête dans les diodes de redressement (I_{red}), ainsi que le temps de conduction de ces dernières, toujours en fonction de l'intensité consommée.

RÉALISATION

La figure 18 est la représentation du circuit imprimé simple face qui a servi à la réalisation pratique de l'amplificateur MH 74 B. Ce circuit imprimé comporte tous les éléments du schéma de la figure 5 à l'exception des composants entourés d'un pointillé et des résistances R50 et R51. Le circuit est vu du côté cuivre. Les points cerclés indiquent des bornes de sortie. Les numéros portés sur le circuit sont ceux du schéma de la figure 5 ; de même les transistors sont indiqués et leur connexion de base repérée. Certaines liaisons réunissant des points différents du circuit imprimé sont à effectuer en fil souple isolé ; elles sont représentées en pointillé. La figure 19 indique les emplacements des composants sur le circuit imprimé. Celui-ci est vu du côté cuivre, le stratifié étant supposé transparent pour permettre de voir les éléments à travers ce dernier. Les dimensions du circuit imprimé sont les mêmes que celles du refroidisseur N5 de Sescosem, ce qui permet de fixer celui-ci sur celui-là sans difficultés.

Un dessin d'implantation des composants sur un refroidisseur est donné, sur la figure 20, à titre d'exemple. Il s'agit du radiateur de l'amplificateur pilote de gauche. La disposition est rigoureusement la même pour le radiateur de l'amplificateur asservi de droite, les éléments symétriques étant disposés identiquement.

Les diodes D1 et D2 sont fixées dans deux trous percés dans la partie saillante d'une vis de 6mm en laiton, elle même vissée dans le refroidisseur. La thermistance est appliquée contre le radiateur par une petite bride en plastique. Un bon contact thermique est assuré entre les semi-conducteurs, la thermistance et le refroidisseur par l'emploi d'une graisse à base d'oxyde de béryllium.

Le montage de l'amplificateur se fait en superposant, à l'aide d'entretoises, les deux radiateurs et le circuit imprimé. Ces différents sous-ensembles sont orientés de façon à faire coïncider les sorties du circuit imprimé et celles du refroidisseur. Les connexions à grosses intensités (alimentation et charge) sortent par le côté opposé.

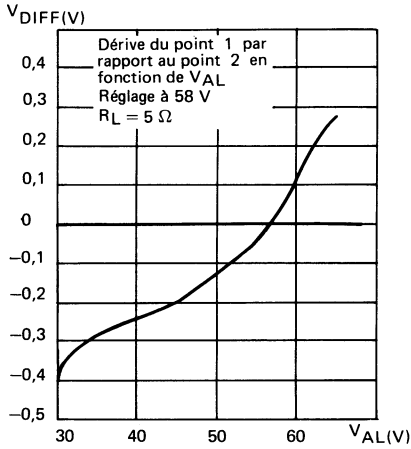


Figure 14 — Evolution de la tension différentielle entre les sorties 1 et 2 en fonction de la tension d'alimentation.

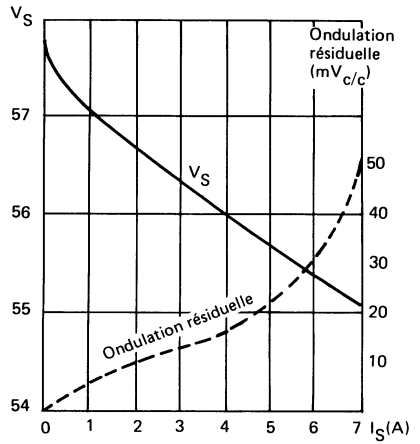


Figure 15 — Tension de sortie de l'alimentation en fonction du courant consommé. Niveau d'ondulation résiduelle superposée à cette tension de sortie.

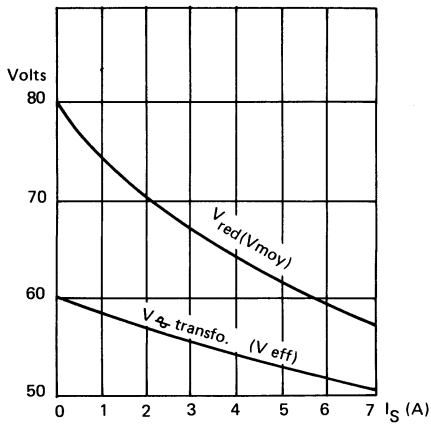


Figure 16 — Caractéristiques du secondaire du transformateur d'alimentation. Tension efficace au secondaire (V_{Δ}) en fonction de l'intensité continue débitée en sortie. Tension moyenne redressée (V_{red}) mesurée à la sortie du pont de diodes, en fonction du même paramètre.

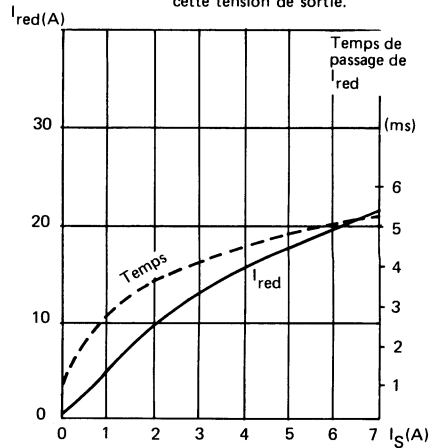


Figure 17 — Courant de crête (I_{red}) et temps de passage du courant dans les diodes de redressement en fonction de l'intensité consommée, pour un filtre à capacité en tête dans un montage tel que celui de la figure 8.

MISE AU POINT

Après avoir soigneusement vérifié le câblage ainsi que l'isolement entre les transistors de puissance et les radiateurs, on procède à la mise au point. Celle-ci s'effectue comme suit :

On remplace tout d'abord les résistances R48 et R49 par deux courts-circuits, puis on débranche la charge et l'on réunit les différentes connexions allant au pôle positif de l'alimentation à la sortie correspondante de celle-ci. On en fait de même en ce qui concerne les connexions de masse. Préalablement, on s'est assuré que la tension fournie par l'alimentation était d'amplitude et de polarité correctes. On réunit l'entrée de l'amplificateur à la masse, puis on met ce dernier sous tension. Il faut ensuite brancher un voltmètre continu entre la sortie 1 et la masse ; régler le potentiomètre P2 jusqu'à ce qu'on lise sur l'appareil une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation.

On positionne ensuite P4 à peu près au milieu de sa course et l'on branche le voltmètre continu entre le point 2 et la masse. Agir sur le potentiomètre P5 pour que la tension du point 2 soit la même que celle du point 1.

On procède ensuite à l'ajustage des courants de repos des étages de sortie. Il convient d'abord de supprimer la tension d'alimentation et d'intercaler en série dans le collecteur de T7 un milli-ampèremètre continu (en série dans la connexion à forte intensité amenant le + de l'alimentation au radiateur ; voir figure 20). On ôte le court-circuit qui se trouvait à l'emplacement de la résistance R48 que l'on remplace par une résistance ajustable de 200Ω cette dernière étant réglée au minimum de sa valeur. L'amplificateur est alors alimenté ; après quelques instants, on augmente progressivement la valeur de la résistance ajustable jusqu'au moment où le milli-ampèremètre indique environ 20 mA. On coupe la tension d'alimentation et l'on remplace la résistance ajustable par une résistance fixe de valeur identique. Une fois cette résistance soudée à sa place, on s'assure que le courant de repos est bien conforme à celui que l'on avait déterminé. On procédera de la même façon pour l'autre étage de sortie.

Ensuite on appliquera sur l'entrée e un signal B. F. d'environ 3 Volts efficaces à 1000 Hz ; on réglera P1 pour que, sur les émetteurs de T1 et de T2, les signaux en opposition de phase aient la même amplitude. A ce moment on examinera le signal entre la sortie 1 et la masse au moyen d'un oscilloscope ; en augmentant progressivement le niveau du générateur B. F. et en jouant légèrement sur P2 on cherchera à obtenir un écrêtage symétrique du signal de sortie. Puis, après avoir supprimé le signal B.F., on branche la charge de 5Ω entre 1 et 2, en même temps qu'un voltmètre continu. En retouchant quelque peu le potentiomètre P5 on rétablit la similitude des tensions entre les sorties (faire le zéro du voltmètre). Enfin, en injectant à nouveau un signal B. F. à l'entrée on examinera alternativement à l'oscilloscope la forme du signal entre la sortie 1 et la masse, puis entre la sortie 2 et la masse ; on réglera P3 (potentiomètre de contre-réaction de l'amplificateur asservi conditionnant le gain de ce dernier) pour obtenir la même amplitude sur chacune des deux sorties.

Le potentiomètre P4 ajuste la symétrie du diviseur ; il sert à parfaire l'équilibrage des tensions entre les point 1 et 2 pour conserver la dérive différentielle de ces deux tensions aussi faible que possible en fonction des variations de la tension d'alimentation.

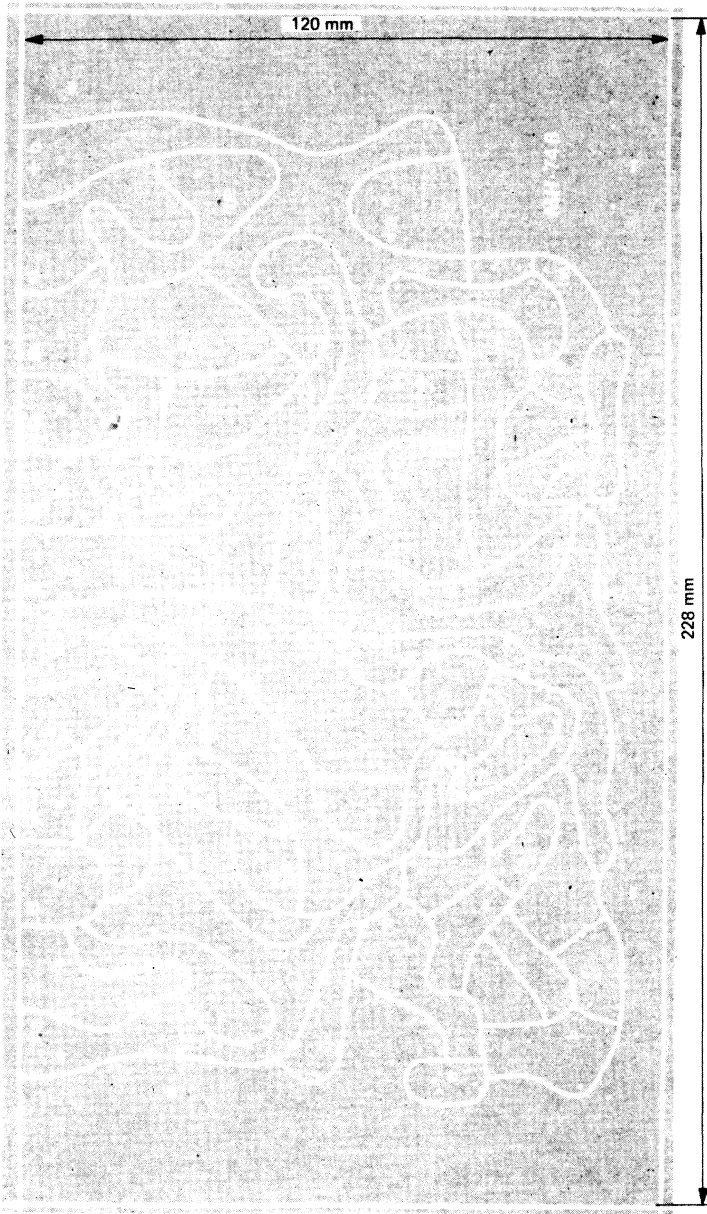


Figure 18 — Dessin du circuit imprimé vu du côté cuivre. Les lignes blanches dénotent les endroits où le cuivre a été enlevé.

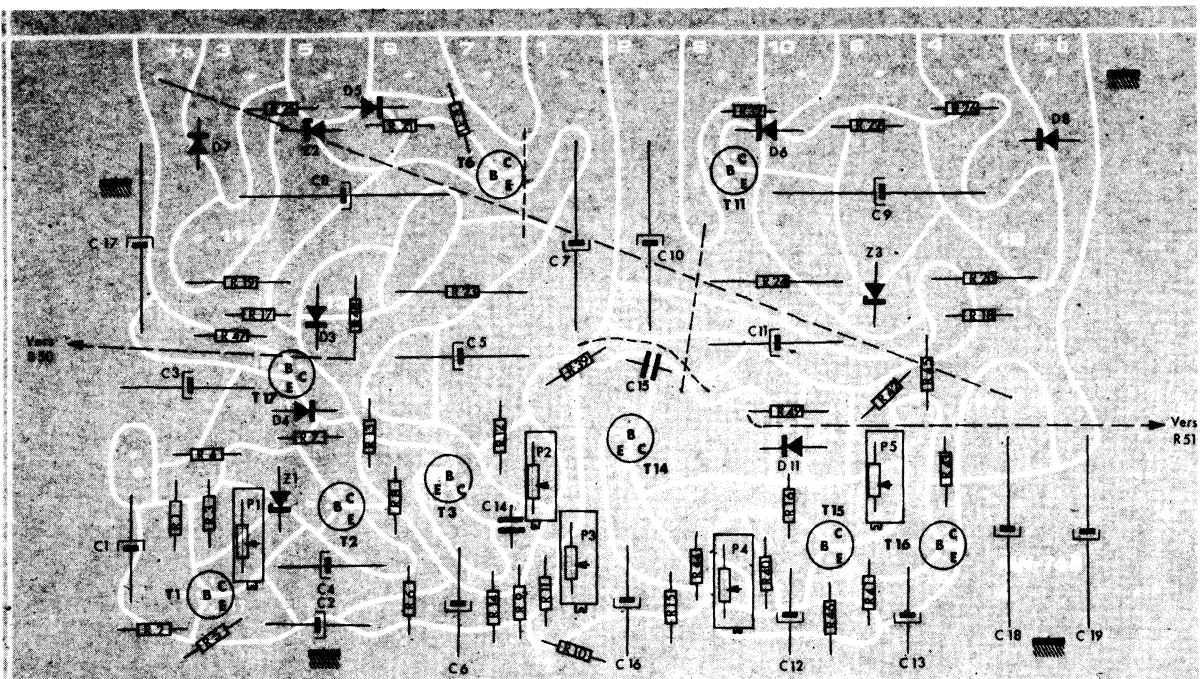


Figure 19 — Implantation des composants sur le circuit imprimé. Ce dernier est vu du côté cuivre et il est supposé transparent pour permettre de voir les éléments à travers le stratifié.

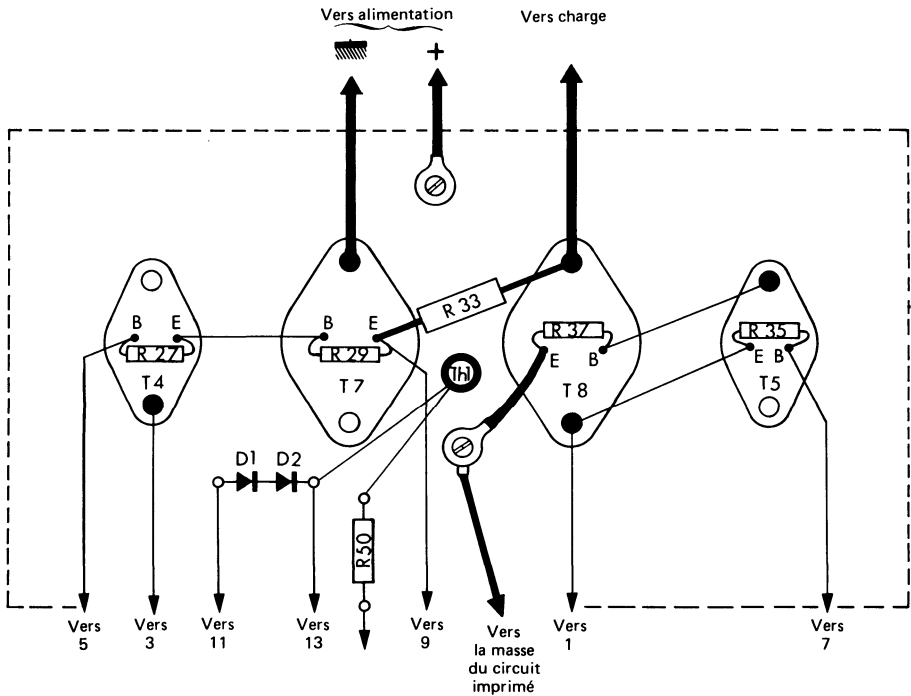


Figure 20 — Exemple de réalisation d'un radiateur. L'amplificateur en comporte deux identiques disposés l'un au dessus de l'autre, avec un espace entre eux pour permettre la libre circulation de l'air.



NOTES

