

Amplificateur sans transformateur

Dans un récent article, consacré à la technique des circuits imprimés, nos lecteurs ont déjà pu admirer l'aspect de quelques réalisations. La description de ces appareils qui commence dans ce numéro, n'est pas uniquement destinée à servir d'illustration aux divers procédés d'« impression » sur copperclad. Elle doit, de plus, servir à montrer les résultats absolument remarquables qu'on arrive à obtenir avec les transistors dits « déclassés » et qui, sous diverses appellations non homologuées, sont vendus à très bas prix par certains détaillants. Il suffira à nos lecteurs de feuilleter nos pages d'annonces pour voir où ils peuvent se procurer ces transistors, et quelles sont les caractéristiques des types disponibles.

Il est évident que ces transistors n'ont pas été déclassés sans raison technique sérieuse. Ainsi, tel transistor, devant admettre, d'après le cahier de charges, un courant maximal de collecteur de 100 mA n'en admet, par exemple, que 10. Mais si on l'utilise, dans un étage de préamplification, avec un courant de 1 mA, la chose est absolument sans importance.

Un autre exemple est celui de la tension maximale de collecteur. Il n'y a plus guère de fabricant qui annonce actuellement (et cela surtout pour des raisons de prestige) des valeurs inférieures à 30 V

pour cette tension, et pour certains types de transistors. Cela n'empêche qu'il arrive que certains transistors n'admettent que 15 ou 20 V sortent parfois de la chaîne de fabrication. Ils seront donc encore parfaitement utilisables sous une tension d'alimentation de 9 V, par exemple. Enfin, il y a des fabricants qui utilisent des boîtiers spéciaux pour leurs transistors professionnels. Il arrive fréquemment que de tels transistors, s'écartant légèrement des exigences imposées, sont déclassés tout en étant encore supérieurs à ceux vendus couramment, et en premier choix, pour l'électronique de divertissement. Ce n'est alors que grâce à leur boîtier qu'ils arrivent parmi les « déclassés ».

On comprendra ainsi que ces rebuts de fabrication contiennent souvent des trésors insoupçonnés. Bien entendu, il est nécessaire de les reclasser et de les utiliser à bon escient. Pour ce reclassement, certains revendeurs disposent d'installations dont les perfectionnements vont jusqu'au maintien à 25 °C de la température du local. Quant à l'utilisation, les revendeurs ne manquent pas de donner des exemples, sous forme de schémas et de réalisations, qui permettent de voir quel usage on peut faire de tel ou de tel type. Sur ce point, c'est encore dans les pages d'annonces qu'on trouvera tous les renseignements désirés.

Avantages des amplificateurs sans transformateur

Du point de vue électrique, certains avantages des montages amplificateurs sans transformateur sont bien connus de tous ceux qui ont touché, ne serait-ce que de loin, à la haute fidélité. En effet, un transformateur présente nécessairement des capacités réparties, ce qui entraîne une certaine réponse en fréquence et un phénomène dit de résonance de fuite, se traduisant par une distorsion du signal amplifié. De plus, pour transmettre fidèlement les fréquences basses, il faut des transformateurs volumineux et lourds. Ce qu'on ignore encore souvent, c'est que la perte qu'occasionne un transformateur atteint couramment 2 à 3 dB. En d'autres termes, un amplificateur sans transformateur de 300 mW est équivalent à un de 500 mW,

avec transformateur. De plus, dans les amplificateurs « sans fer », comme celui décrit ici, les deux transistors à l'étage de sortie peuvent travailler en **collecteur commun**, montage s'apparentant à un étage à sortie cathodique à tubes, et qui, grâce à une forte contre-réaction interne, n'est affecté que d'une distorsion très faible. De nombreux essais ont d'ailleurs été faits, en haute fidélité, avec les étages « cathode follower ». Malheureusement, le rendement de ces montages est déplorablement bas dans le cas des tubes. On verra qu'il en est tout autrement dans celui des transistors.

A côté de ces avantages « électriques », il en existe d'autres, « économiques », non moins appréciables. Le fait qu'on n'a pas à payer les transformateurs dont on n'a plus besoin est d'une évidence banale, mais demande, cependant, un commentaire. En effet, un transformateur doit, en principe, **adapter les impédances**. Il permettrait donc

un gain plus grand à nombre égal d'étages. Cela n'est pas vrai, cependant, pour le transformateur de sortie, puisqu'on peut choisir l'impédance du haut-parleur de façon qu'elle s'adapte automatiquement à l'étage de puissance. De plus, étant donné les faibles tensions d'alimentation avec lesquelles on travaille en matière de transistors, on pourrait également montrer que l'adaptation doit toujours rester très imparfaite dans le cas de l'attaque, si bien que, en fin de compte, les transformateurs ne font rien d'autre que d'introduire des pertes. Il reste le fait qu'un étage de sortie, travaillant en collecteur commun, possède un gain en puissance relativement faible. Mais cela se trouve à peu près compensé par l'absence des pertes signalées plus haut.

Or, ce n'est pas seulement sur les composants qu'on réalise une économie. En effet, la faible distorsion qui est propre au montage en collecteur commun utilisé dans

l'étage de sortie permet de travailler avec un courant de collecteur au repos environ cinq fois plus faible que dans le montage à émetteur commun classique. Il en résulte une importante économie de consommation, se traduisant par une durée de vie plus longue des piles.

Etant donné tous ces avantages électriques et économiques, on arrive à se demander pourquoi tous les récepteurs ne sont pas actuellement équipés d'amplificateurs B.F. sans transformateur. Du point de vue technique, on ne voit pas d'explication. Mais dans le domaine de la superstition, on peut en trouver une. C'est que, comme on le verra plus loin, un transistor **n-p-n** est nécessaire pour ce type d'amplificateur. Or, pour des raisons sans doute métaphysiques, tout le monde se méfie de ces engins suspects ou même diaboliques que sont les **n-p-n**. Allez donc demander un **n-p-n** dans un magasin : même si on y vend beaucoup de transistors, vous pourrez voir des regards amusés, interloqués, hautement incompréhensifs, voire craintifs et qui mériteraient toute une étude psychologique.

Version tout germanium

Une première version d'amplificateur sans transformateur, et dans laquelle il n'y a qu'un seul de ces mystérieux **n-p-n**, est donnée dans la figure 1. Comme cet amplificateur est destiné à être attaqué par une tête de lecture phonographique à haute impédance (pick-up à cristal), on trouve un potentiomètre d'entrée de $1\text{ M}\Omega$, et, dans la connexion de base du premier transistor, une résistance R_1 de $82\text{ k}\Omega$. De cette façon, la charge de la tête de lecture reste encore relativement élevée quand le potentiomètre est complètement ouvert. Mais cela ne pourrait se produire que si l'on cherche à surmoduler délibérément l'amplificateur. Normalement, le potentiomètre restant à peu près à mi-course, la tête de lecture se trouve chargée par une résistance de plusieurs centaines de kilohms, et travaille ainsi dans

des conditions optimales de fonctionnement. Le potentiomètre P doit être linéaire, car du fait de la valeur relativement faible de R_1 la progression de réglage devient très semblable à celle qu'on obtient normalement avec un potentiomètre logarithmique. Par le condensateur C_1 , on compense la capacité d'entrée du premier transistor.

En dehors de cela, l'étage d'entrée (Tr 1) est tout à fait classique quant à sa conception et quant au circuit de découplage (R_6 , C_5), évitant que l'amplificateur ne devienne le siège d'un accrochage B.F. (motor-

boating). Si la base du Tr 2 reçoit une alternance négative du signal de commande, la tension de collecteur du Tr 2 devient pratiquement égale à celle du positif de l'alimentation. Il en sera, à peu de chose près, de même pour la tension au point A, car, dans un montage à collecteur commun, la tension d'émetteur suit celle de la base. Lors de l'alternance suivante (positive sur B_2) la tension au point A tend à s'approcher du négatif de la tension d'alimentation. Or, la capacité C_6 , très élevée, conserve sa charge moyenne, qui est égale à la moitié

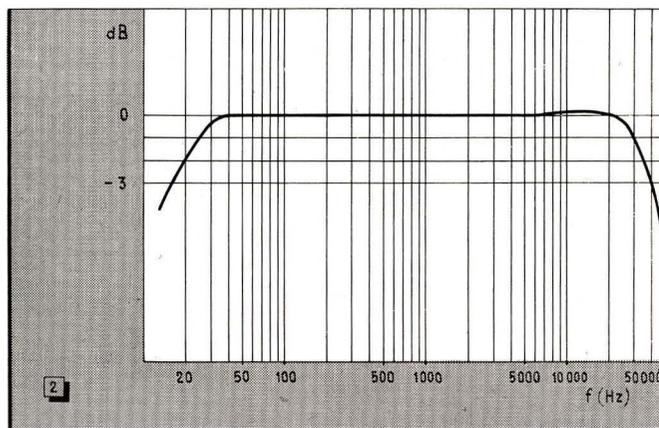


Fig. 2. — Courbe de réponse de l'amplificateur de la figure 1.

boating) lorsque, avec le vieillissement des piles, la résistance interne de ces dernières augmente.

Les particularités du montage commencent avec l'étage d'attaque qui travaille en liaison directe avec celui de sortie. Sa résistance de charge est constituée par R_8 , la résistance R_9 assurant la différence de potentiel nécessaire entre les bases des transistors de sortie ($0,25\text{ V}$ environ). Le courant de collecteur du Tr 2 étant de l'ordre de 4 mA (on l'ajuste par la polarisation de base, R_{12}), on aura, à peu de chose près, sur les deux bases (B_N et B_P), une tension égale à la moitié de la tension d'alimen-

de la tension d'alimentation. Cela fait que, à la limite, le point B peut prendre, par rapport au positif de l'alimentation, une tension égale à une fois et demie la tension d'alimentation. Cette dernière étant de 9 V dans le cas de la figure 1, il reste une chute de $4,5\text{ V}$ aux bornes de R_8 lorsque B_P se trouve au potentiel du négatif de l'alimentation. En pratique, cela revient à dire que, du moins par instants, l'étage d'attaque se trouve alimenté sous $13,5\text{ V}$, tandis que celui de sortie l'est sous 9 V . Cela permet de moduler à fond ce dernier, bien que son gain en tension (en collecteur commun) soit inférieur à l'unité.

Au repos, les deux transistors sont polarisés, par la chute de tension que provoque le courant de collecteur du Tr 2 dans R_8 , de façon que le courant de collecteur soit de l'ordre du milliampère. Lors des alternances positives sur B_2 , seul Tr P (**p-n-p**) conduit, et son courant de collecteur atteint alors 200 mA en pointe. Le transistor **n-p-n** (Tr N) est bloqué pendant ce temps, et devient conducteur quand le signal est négatif sur la base Tr 2. Il sera, à la limite, saturé en même temps que ce dernier, de sorte que toute la tension d'alimentation apparaît alors comme chute sur C_6 et le haut-parleur. Selon cette théorie simplifiée, la tension aux bornes du haut-parleur serait donc, au maximum, de 9 V crête à crête. En fait, il apparaît une certaine chute de tension sur les résistances d'émetteur R_{10} et R_{11} , nécessaires pour éviter un emballement thermique des transistors de sortie. La tension maximale de sortie se trouve ainsi limitée à 7 V crête à crête avec une distorsion de 5% , et à 8 V avec 10% de distorsion, soit $2,5$ ou $2,8\text{ V}_{eff}$. Si l'impédance de charge est de $20\ \Omega$, cela correspond à des puissances de sortie de

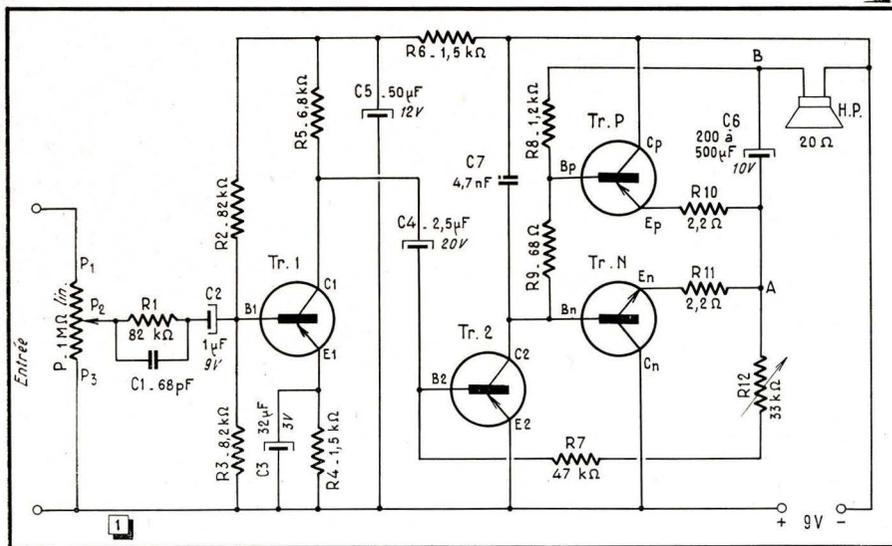
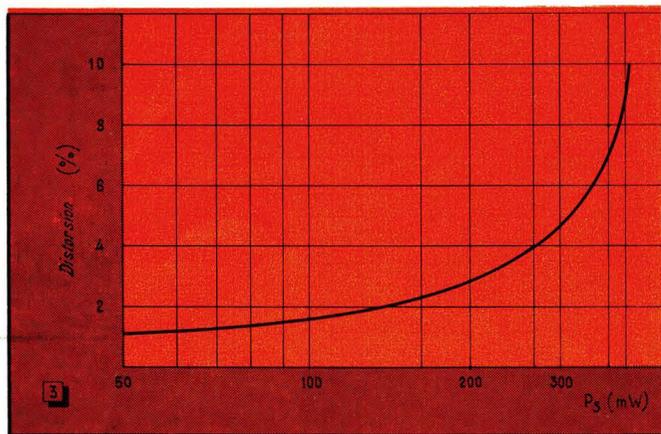


Fig. 1. — Amplificateur de 300 à 400 mW , pour électrophone, équipé de transistors au germanium, dont un **n-p-n** dans l'étage de sortie.

300 et 400 mW, respectivement. La capacité d'entrée des transistors de l'étage de puissance variant fortement avec le courant de collecteur, il convient de prévoir un condensateur C_7 pour éviter une distorsion qui, faute de cette précaution, prendrait naissance à l'amplification des fréquences de l'ordre de 10 kHz et plus.

La polarisation de base du Tr2 s'effectue non pas par le négatif de l'alimentation, mais par le point A qui suit, comme on l'a vu, le potentiel de collecteur du Tr2. De ce fait, on obtient une contre-réaction agissant à la fois en courant continu et en courant alternatif. Stabilisant le point de fonctionnement du Tr2, cette contre-réaction rend superflue la compensation de température habituelle.

La courbe de réponse de l'amplificateur de la figure 1 est reproduite dans la figure 2. On voit que la réponse s'étend, à 3 dB près, de 20 Hz à 40 kHz. On conçoit qu'un amplificateur à transformateurs de performances équivalentes serait très coûteux à réaliser. La distorsion globale, en



fonction de la puissance de sortie, est représentée par la courbe de la figure 3. Comme il a été signalé, des puissances de sortie de 300 et de 400 mW peuvent être obtenues avec des distorsions de 5 et de 10 %, respectivement. La figure 4, enfin, montre quatre oscillogrammes relevés sur cet amplificateur.

Réalisation sur circuit imprimé, par décalcomanie

Pour reproduire sur copperclad le montage de la figure 1, une grille au pas de 8 mm, obtenue par décalcomanie, a été utilisée. La longueur occupée normalement par une résistance ou par un petit condensateur étant de l'ordre de 15 mm, une disposition linéaire des composants n'est possible qu'en laissant libres un assez grand nombre de points de jonction de la grille. Comme on aboutirait ainsi à une plaquette de dimensions relativement grandes, il a été jugé préférable de placer les composants en diagonale, sur un rectangle de 8×16 mm.

Etant donné que les points de jonction de la grille sont repérés par des lettres et des chiffres (fig. 5), il est inutile de tra-

Le montage correspondant au schéma de la figure 1 est reproduit, en haut, tel qu'il se présente sous éclairage normal. Pour faire apparaître, au moins partiellement, les connexions « imprimées », on a disposé, pour la photo du bas, représentant le même montage, une ampoule d'éclairage derrière la plaquette.

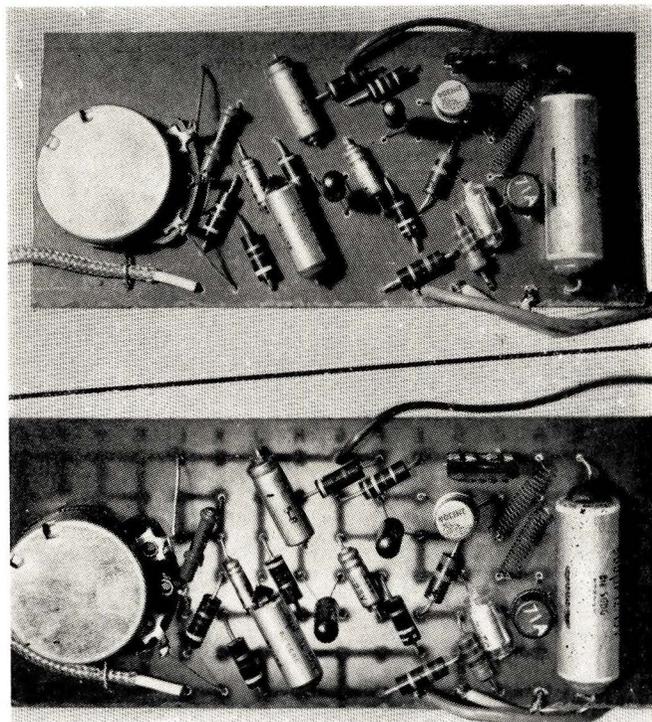
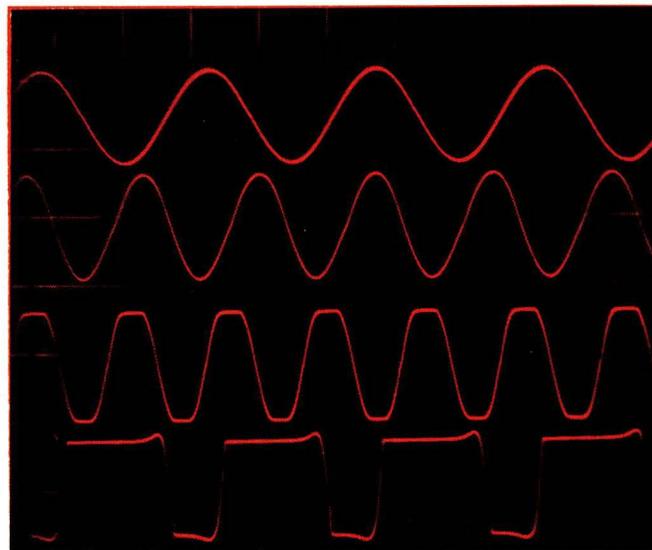


Fig. 3. — Cette courbe montre que la distorsion de l'amplificateur est de 5% avec 300 mW de sortie, et à peine de 10% à 400 mW.

teur. C'est que les transistors de sortie ne sont, à aucun moment, exposés à une tension supérieure à 9 V. Au contraire, en présence d'un transformateur de sortie, des surtensions sont inévitables, si bien qu'une tension d'alimentation de 9 V demande des transistors supportant au moins 25 V. Pour les étages de préamplification, la tension de fonctionnement est même inférieure à

Fig. 4. — Oscillogrammes relevés sur l'amplificateur de la figure 1: en haut, sinusoïde à 30 Hz; au-dessous, sinusoïde à 20 kHz; puis limitation observée en cas de surmodulation (450 mW de sortie); finalement, en bas, une rectangulaire asymétrique de 2 kHz.



cer un plan de câblage. On trouvera donc, pour faciliter ce câblage, deux tableaux, l'un indiquant les connexions à gratter, l'autre l'emplacement des diverses pièces, suivant la nomenclature utilisée dans la figure 1.

Quand on choisit des pièces détachées, il convient de signaler un autre avantage du montage amplificateur sans transforma-

9 V, de sorte que l'on peut sans crainte utiliser des transistors déclassés à cause d'une tension de claquage trop faible.

Pour Tr1 et Tr2, on prendra des types équivalents à des OC 75, AC 125, AC 110, AC 123, SFT 337, SFT 354, 2N 567, 2N 1128, 2N 508 ou similaires. Pour l'étage de sortie, on utilisera des transistors dissipant au moins 150 mW et dont le gain en courant

es: compris entre 50 et 100. Du fait de la contre-réaction introduite par le montage en collecteur commun, la symétrie des deux transistors n'a pas besoin d'être rigoureuse, et des écarts de 20 % dans le gain en courant sont parfaitement admissibles.

Tableau des connexions à gratter

Dans le sens vertical		Dans le sens horizontal	
A 6 - A 7	F 5 - F 6	1 C - 1 D	4 E - 4 F
B 3 - B 4	F 6 - F 7	1 E - 1 F	4 G - 4 H
B 4 - B 5	G 1 - G 2	2 B - 2 C	4 H - 4 J
B 6 - B 7	G 3 - G 4	2 C - 2 D	4 J - 4 K
C 1 - C 2	G 4 - G 5	2 D - 2 E	4 K - 4 L
C 3 - C 4	G 5 - G 6	2 F - 2 G	4 L - 4 M
C 4 - C 5	H 1 - H 2	2 G - 2 H	5 A - 5 B
C 5 - C 6	H 4 - H 5	2 H - 2 J	5 B - 5 C
C 6 - C 7	H 5 - H 6	2 J - 2 K	5 E - 5 F
D 1 - D 2	J 4 - J 5	3 E - 3 F	6 A - 6 B
D 4 - D 5	J 5 - J 6	3 B - 3 C	5 K - 5 L
D 5 - D 6	K 1 - K 2	3 C - 3 D	5 L - 5 M
E 1 - E 2	K 4 - K 5	3 E - 3 F	6 A - 6 B
E 2 - E 3	K 5 - K 6	3 G - 3 H	6 D - 6 E
E 4 - E 5	K 6 - K 7	3 H - 3 J	6 K - 6 L
E 5 - E 6	L 1 - L 2	3 J - 3 K	6 L - 6 M
E 6 - E 7	L 3 - L 4	3 L - 3 M	7 C - 7 D
F 2 - F 3	L 6 - L 7	4 A - 4 B	7 E - 7 F
F 3 - F 4		4 C - 4 D	7 J - 7 K
			7 L - 7 M

Emplacement des composants

R ₁	82 kΩ	J 6 - K 4
R ₂	82 kΩ	L 7 - K 5
R ₃	8,2 kΩ	H 5 - J 3
R ₄	1,5 kΩ	F 1 - H 2
R ₅	6,8 kΩ	J 7 - K 5
R ₆	1,5 kΩ	D 6 - F 7
R ₇	47 kΩ	1 E - 2 G
R ₈	1,2 kΩ	C 7 - D 5
R ₉	68 Ω	E 5 - D 3
R ₁₀	2,2 Ω	B 2 - C 4
R ₁₁	2,2 Ω	C 3 - B 1
R ₁₂	ajustable	C 1 - D 1
C ₁	68 pF	K 2 - L 4
C ₂	1 μF	K 3 - J 5 (—)
C ₃	32 μF	J 1 - H 3 (—)
C ₄	2,5 μF	G 3 - F 5 (—)
C ₅	50 μF	J 4 - H 6 (—)
C ₆	500 μF	A 1 - A 7 (—)
C ₇	4,5 nF	D 4 - C 6
Étage		L 7 - N 7 (masse)
P	K 7 (1) - J 5 (2) - J 1 (3)	
Tr 1	H 4 (E) - G 5 (B) - G 4 (C)	
Tr 2	F 2 (E) - F 3 (B) - E 3 (C)	
Tr P	B 4 (E) - C 5 (B) - B 5 (C)	
Tr N	C 2 (E) - D 2 (B) - E 2 (C)	
Alimentation	G 1 (+) - E 7 (—)	
Haut-parleur	B 7 - D 7	

Tensions relevées sur la maquette

Composant	Repère	Tensions continues	Tensions alternatives
Tr 1, E	H 4	0,6 V	—
Tr 1, B	G 5	0,65 V	—
Tr 1, C	G 4	5,8 V	30 mV
P, curseur	L 5	—	90 mV
Découplage	F 7	8,2 V	—
Tr 2, B	F 3	0,2 V	30 mV
Tr 2, C	E 3	4,5 V*	2,9 V
Tr P, B	C 5	4,75 V	—
Emett. N et P	C 3 - C 4	3 mV**	—
Sortie	B 7	—	2,5 V

* Ajuster R₁₂ pour obtenir cette valeur.

** En l'absence de signal B.F.

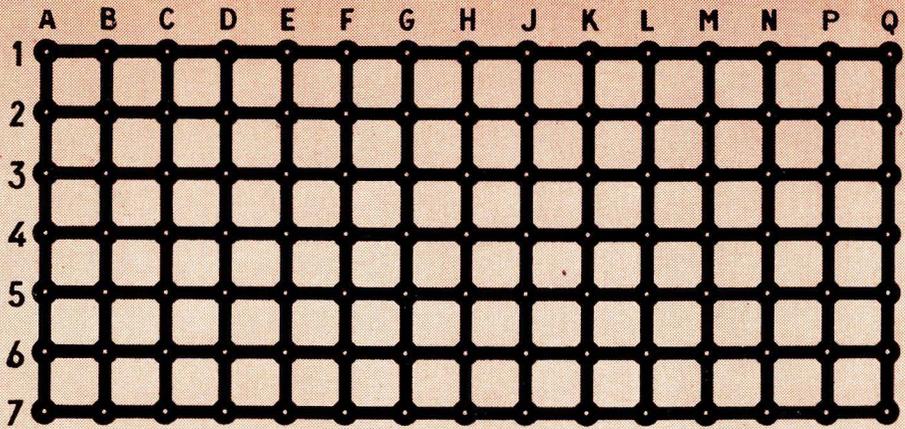


Fig. 5. — Grille de décalcomanie, avec les repères correspondant aux tableaux de connexion.

Pour Tr P, on prendra un type équivalent à OC 72, OC 74, AC 117, AC 132, SFT 323, SFT 144, 2 N 526, 2 N 1305 ou similaire. Enfin, pour Tr N, on n'a guère le choix qu'entre les types équivalents à 2 N 1304, AC 127, 2 N 1431, OC 139, OC 140.

Sur la photographie de la maquette, on pourra remarquer que les deux résistances de 2,2 Ω (R₁₀ et R₁₁) ont été constituées par de simples boudins de fil résistant, tendus entre les deux points de fixation.

Quant aux valeurs des tensions continues et alternatives que l'on doit relever sur les diverses connexions du montage, lors de la mise au point, on peut encore se servir des repères sur le circuit imprimé pour les résumer dans un tableau. Toutes les tensions continues indiquées dans ce tableau ont été mesurées avec un contrôleur universel de 20 kΩ/V, et les tensions alternatives l'ont été avec un millivoltmètre B.F. La consommation de l'amplificateur est de 5 mA au repos et atteint 70 mA en pointe.

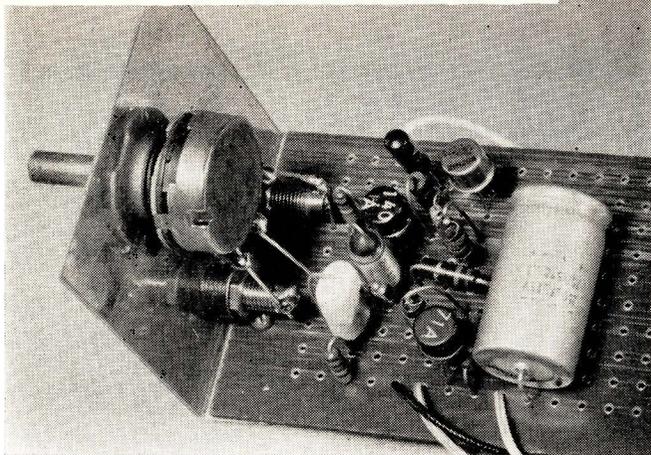
Version à transistor d'entrée au silicium

Une autre version d'un amplificateur sans transformateur est donnée dans le schéma de la figure 6. En comparant ce schéma à celui de la figure 1, on constate une simplification importante. C'est dans l'étage d'entrée qu'on trouve un nombre de composants nettement plus réduit, tandis qu'il y a seulement quelques modifications d'ordre mineur dans les étages d'attaque et de sortie.

La simplification a été obtenue surtout par une **liaison directe** entre les deux premiers étages. Le premier, équipé d'un transistor **n-p-n**, travaille ainsi avec un courant de collecteur qui constitue, en même temps, le courant de base du second. Il s'agit là, évidemment, d'un courant très faible (50 à 100 μA), donc inférieur au courant initial (courant de fuite) qu'on peut normalement attendre d'un transistor au germanium. C'est pour cette raison qu'un transistor **n-p-n** au silicium a été utilisé dans cet étage. Il s'agit d'un transistor déclassé du fait qu'il n'arrive à fournir qu'un courant de collecteur de quelques milliampères avant d'atteindre la saturation. Cependant, lorsque comme c'est le cas ici, on ne demande qu'un courant de l'ordre de 100 μA, ce transistor est, évidemment, parfaitement utilisable. Son prix est, de plus, suffisamment réduit pour que son utilisation implique un prix de revient parfaitement comparable à celui du montage de la figure 1.

Accessoirement, ce montage présente un comportement en température bien meilleur que celui de la figure 1. Cela tient non seulement à l'utilisation d'un transistor au silicium, mais également au fait que la tension de base de ce transistor se trouve maintenue, par le diviseur R₁-R₂, à une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation. Son émetteur étant relié, par R₃, au circuit d'émetteur de l'étage de sortie, il y a une très forte contre-réaction en courant continu, qui amène le montage à maintenir automatiquement son point de fonctionnement. Pour éviter que cette contre-réaction n'agisse également sur le signal B.F., il suffit de connecter un condensateur de découplage (C₂) entre la masse et l'émetteur du Tr 1. Dans le montage de la figure 6, ce découplage n'est que partiel, car grâce à R₃ il y a également une certaine contre-réaction en B.F. Pour faire varier le taux de cette contre-réaction, il suffit de jouer sur la valeur de la résistance R₃.

On remarque également qu'il n'y a pas, comme précédemment, une résistance (R₁, fig. 1) en série avec la base du transistor d'entrée. Cette résistance a pu être supprimée du fait que la résistance d'entrée du transistor d'entrée est beaucoup plus élevée dans le cas de la figure 6. En effet, la résistance d'entrée d'un transistor s'ob-



★
Le schéma de la figure 6 a été réalisé sur une plaquette perforée et pastillée.

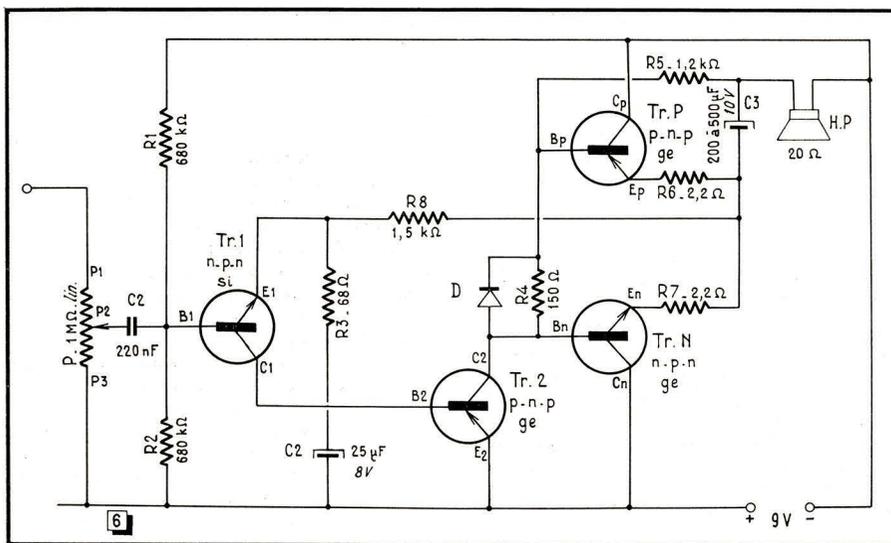
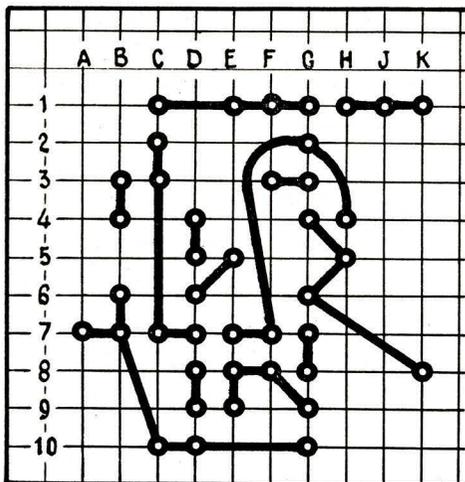


Fig. 6. — En utilisant un transistor n-p-n au silicium dans l'étage d'entrée, on obtient, à performances égales, une économie sur les composants et une meilleure stabilité en température.

Fig. 7. — Connexions d'un circuit imprimé correspondant au schéma de la figure 6, et réalisé avec une grille au pas de 5 mm.



tient en divisant le gain en courant par la pente. Or, la pente étant toujours égale à 35 fois le courant de collecteur, elle doit être de l'ordre de 2 mA/V si ce courant est de 50 μ A. Avec un gain en courant de 50, on arrive ainsi à une résistance d'entrée de 25 k Ω . De plus, la contre-réaction introduite par R_3 contribue encore à augmenter cette résistance dans un rapport supérieur à 2. Le transistor d'entrée utilisé possédant d'excellentes caractéristiques de fréquence, on peut se passer de toute correction de la courbe de réponse.

Pour que l'étage de sortie soit digne de l'excellente stabilité en température du circuit d'entrée, la résistance entre les deux bases (R_6 , fig. 1, et R_4 , fig. 6) a été shuntée par une diode travaillant dans le sens direct. Cette diode au germanium possédant le même effet de température que les diodes constituées par la base et l'émetteur des transistors de sortie (chute directe diminuant de 2 mV par $^{\circ}$ C), on arrive à une très bonne compensation des effets de la température ambiante. Les résistances d'émetteur (R_6 , R_7) restent néanmoins nécessaires, pour compenser l'effet de l'échauffement propre (sous la puissance dissipée) des transistors de sortie.

Réalisation sur plaquette perforée et pastillée

La mise au point du montage de la figure 6 a été effectuée sur l'une des pla-

quettes perforées et pastillées dont il était question dans notre dernier article, consacré à la technique des circuits imprimés. Basé sur cette expérience, le dessin de la figure 7 montre les connexions « imprimées » à prévoir dans le cas d'une grille de perforations au pas de 5 mm. En fonction des repères portés dans ce dessin (A à K et 1 à 10), le tableau ci-dessous indique l'emplacement des divers composants.

R_1	680 k Ω	C 1 - C 2
R_2	680 k Ω	B 7 - C 7
R_3	68 Ω	D 4 - E 4
R_4	150 Ω	E 7 - E 8
R_5	1,2 k Ω	H 1 - H 4
R_6	2,2 Ω	F 3 - G 4
R_7	2,2 Ω	G 6 - G 7
R_8	1,5 k Ω	E 5 - H 5
C_1	0,22 μ F	B 3 - C 3
C_2	25 μ F	B 6 - D 5 (—)
C_3	250 μ F	K 8 - K 1 (—)
D	Diode Ge	F 8 (→) - F 7
Tr 1	D 6 (E) - D 7 (B) - D 8 (C)	
Tr 2	D 10 (E) - D 9 (B) - E 9 (C)	
Tr P	G 3 (E) - G 2 (B) - G 1 (C)	
Tr N	G 8 (E) - G 9 (B) - G 10 (C)	
P	B 3 (2) - A 7 (3)	
Alimentation	C 10 (+) - E 1 (—)	
Haut-parleur	J 1 - F 1	

Nota. — Les signes + et — indiquent la polarité de la source d'alimentation et des condensateurs électrochimiques. Les lettres E, B, C indiquent les « électrodes » des transistors, et la flèche (→) montre le sens de conduction de la diode.

Les remarques concernant le type de transistor à utiliser pour l'étage d'entrée ayant été faites précédemment, il reste à signaler que ceux équipant les étages suivants sont les mêmes que dans le cas de la figure 1. La diode D peut être prise dans la toute dernière case des déclassées, puisqu'on ne lui demande pas de travailler en sens inverse. Il suffit qu'elle produise, dans le sens direct, une chute de tension de l'ordre de 0,3 V sous un courant de 2 mA. Quant aux autres composants, les photographies montrent qu'ils ont été montés, pour la plupart, en « épingle à cheveux » sur la plaquette imprimée. Seuls les éléments R_5 , R_8 et C_3 se trouvent disposés à plat. Les résistances de 2,2 Ω ont été réalisées en enroulant un fil résistant de longueur correspondante sur une résistance agglomérée de valeur quelconque, et en soudant les extrémités du fil résistant sur les connexions de cette résistance. Quant aux tensions et courants relevés en fonctionnement normal, les remarques précédentes restent valables, sauf pour l'étage d'entrée, où, du fait des liaisons directes, les valeurs sont évidentes.

Ce qui montre, comme on a déjà pu le voir, que l'utilisation des n-p-n, même au silicium, n'est pas une chose si terrible que cela. D'ailleurs, si vous avez trouvé, dans les pages d'annonces, une adresse où l'on en vend, et si vous y allez pour en acheter, profitez-en pour en prendre plusieurs. Dans les prochains numéros de « Radio-Constructeur », vous verrez, en effet, des réalisations dans le domaine des appareils de mesure, qui utilisent également des n-p-n au silicium.

H. SCHREIBER.