

mble

Application des

SEMICONDUCTEURS

**PRÉAMPLIFICATEURS AF (AC 172)
AMPLIFICATEURS AF
A TRANSISTORS COMPLÉMENTAIRES**

APPLICATION DES

SEMICONDUCTEURS

**PRÉAMPLIFICATEURS AF
A SOUFFLE MINIMAL (AC 172)
AMPLIFICATEURS AUDIOFRÉQUENCES
A TRANSISTORS COMPLÉMENTAIRES
SANS TRANSFORMATEUR**

mble

ÉDITÉ PAR LE DÉPARTEMENT DOCUMENTATION
DE LA DIVISION COMMERCIALE ÉLECTRONIQUE
**MANUFACTURE BELGE DE LAMPES
ET DE MATÉRIEL ÉLECTRONIQUE, S.A.**
80, rue des Deux-Gares - BRUXELLES
TÉLÉPHONE : 21-82-00 (40 Lignes)

PRÉAMPLIFICATEURS AF

A SOUFFLE MINIMAL (AC 172)

CALCUL DU RAPPORT SIGNAL-SOUFFLE

On peut calculer de la manière la plus simple le rapport signal/souffle lorsque l'on remplace d'une façon connue la source de bruit du transistor par un générateur de bruit I_r , en parallèle sur l'entrée, et par un générateur de tension de bruit V_r , en série avec l'entrée (fig. 1). Les deux grandeurs équivalentes I_r et V_r peuvent être mesurées facilement. On peut, en première analyse, les considérer d'ailleurs comme indépendantes l'une de l'autre (sans corrélation) si bien que les puissances de bruit des deux générateurs peuvent être calculées séparément. Dans ce cas très simple, la puissance de bruit totale est donnée par l'addition des deux puissances de bruit partielles.

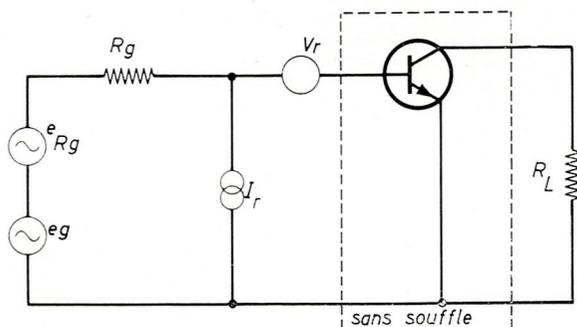


Fig. 1. — Circuit équivalent d'un transistor pour le calcul du souffle ou bruit de fond.

Mais, l'évaluation du bruit doit tenir compte de l'influence subjective. Il est donc pratique de disposer d'une courbe indiquant la sensibilité auditive à la fréquence. De plus, dans le cas où l'amplificateur qui fait suite à la préamplification ne présente pas une courbe de réponse linéaire à la fréquence, il faut alors tenir compte de sa caractéristique de fréquence dans la détermination des grandeurs caractéristiques du souffle.

Dans la suite, nous ne considérerons pas les valeurs de souffle instantanées dans le calcul, mais bien les valeurs corrigées de l'étage préamplificateur, tenant compte de l'influence subjective.

Les valeurs corrigées sont :

$$I_r \approx 0,15 \text{ nA} ; V_r \approx 0,14 \text{ } \mu\text{V}.$$

Ces résultats sont obtenus au point de fonctionnement du transistor AC 172 — $I_E = 0,5 \text{ mA}$ et V_{CB} pratiquement égale à 5 V. Les valeurs obtenues ne dépendent que très faiblement de la tension collecteur-base V_{CB} , tant que V_{CB} reste inférieure à 10 V. Lorsque le courant d'émetteur croît, le courant de souffle augmente (I_r) tandis que la tension de souffle (V_r) diminue. Les valeurs données, I_r et V_r , dans le circuit équivalent de la fig. 1 s'appliquent à un amplificateur AF présentant une courbe de réponse à la fréquence pratiquement en palier.

Un rapport signal/souffle supérieur à 60 dB est, en général, considéré comme convenable pour des reproductions de haute qualité. On calcule le signal d'entrée correspondant à partir des valeurs données pour le préamplificateur, I_r et V_r . Il faut alors tenir compte du souffle propre de l'étage amplificateur suivant. Son influence peut être toutefois négligée si la partie amplificatrice qui précède le réglage de "volume" ne produit aucun élément de souffle audible. On peut dire qu'un élément de souffle est inaudible lorsque la puissance de bruit de l'amplificateur se trouve à 60 dB au-dessous du niveau de l'intensité acoustique ambiante de la pièce où l'on écoute (50 mW).

Le rapport signal/souffle mesuré sur la résistance de charge d'utilisation R_L se calcule en négligeant le bruit des résistances de contre-réaction (voir la fig. 1):

$$P_s/P_r = e_g^2 / (I_r^2 R_g^2 + V_r^2 + e_{Rg}^2) \quad (1)$$

P_s = puissance de signal

P_r = puissance de bruit

Dans cette formule : $e_{Rg}^2 = 4 k T_0 R_g \Delta f$ soit le carré de la tension électromotrice de bruit sur la partie réelle de la résistance interne du générateur Z_g ; e_g est la tension du signal.

Nous pouvons modifier un peu l'aspect de l'équation (1) et l'écrire sous la nouvelle forme :

$$P_s/P_r = (e_g^2/4R_g) / \left(\frac{I_r^2 R_g}{4} + \frac{V_r^2}{4R_g} + kT_o \Delta f \right) = P_g / FkT_o \Delta f \quad (2)$$

La quantité $e_g^2/4R_g$ indique la puissance de signal disponible P_g et F est le chiffre de bruit. Il est égal à la somme des puissances partielles de bruit dues à I_r , V_r et e_{R_g} , séparément, et mesurées dans la résistance de charge, divisée par la puissance de bruit due à e_{R_g} seule, d'où :

$$F = 1 + \frac{I_r^2 R_g^2 + V_r^2}{e_{R_g}^2} \quad (3)$$

Si la puissance P_g est indépendante de la grandeur de R_g , le rapport signal/souffle présente une valeur maximale pour $R_g = V_r/I_r$. Le rapport signal/souffle maximal s'obtient pour le point de fonctionnement du transistor où F est, respectivement, $I_r V_r$ vont présenter une valeur minimale. Cette valeur minimale se trouve dans le cas du transistor AC 172 à $-I_E = 0,3$ à $0,5$ mA. Si l'on prend pour base les valeurs données plus haut pour $-I_E = 0,5$ mA, on obtient pour R_g une valeur optimale :

$$R_g = R_r = V_r/I_r \approx 1 \text{ k}\Omega$$

Pour un écart de niveau signal/souffle de 60 dB, et tenant compte de la sensibilité de l'oreille (elle peut être fixée pour une bande égale à 4,5 kHz) et pour un amplificateur ayant une réponse à la fréquence linéaire, elle est de :

$$e_g = 0,34 \text{ mV}$$

Une puissance disponible de $P_g = 3 \cdot 10^{-11}$ W devient donc nécessaire.

Dans la suite, nous allons considérer le rapport signal/souffle pour une valeur particulière de la résistance du générateur d'entrée R_g .

a — D'après l'équation (1), nous obtenons pour le cas limite :

$$R_g \text{ tendant vers } 0 \text{ et, respectivement, } R_g \ll R_r \\ P_s/P_r \approx e_g^2/V_r^2 \quad (4)$$

Le rapport signal/souffle maximal est obtenu en présence de la plus petite tension V_r . Pour les fortes valeurs du courant d'émetteur, V_r ne diminue plus d'une façon importante au voisinage de $-I_E = 0,5$ mA. Si l'on considère les valeurs $R_r = V_r/I_r = 0$ et $-I_E = 0,5$ mA, pour une différence de niveau du signal et du souffle de 60 dB, dans les conditions citées ci-dessus, il est nécessaire de disposer d'une tension de signal $e_g \approx 0,14$ mV.

b — Lorsque la résistance du générateur tend vers une valeur infinie et, respectivement, $R_g \gg R_r$, nous obtenons d'après l'équation (1) :

$$P_s/P_r \approx e_g^2/I_r^2 R_g^2 = i_g^2/I_r^2 \quad (5)$$

La valeur maximale du rapport signal/souffle est alors obtenue pour la valeur de courant I_r la plus petite, c'est-à-dire aux courants d'émetteur les plus réduits. Mais, le gain reste faible pour les courants inférieurs à $-I_E = 0,3$ mA.

Avec R_g tendant vers l'infini et $-I_E = 0,5$ mA, un courant de signal $i_g = 0,15 \mu\text{A}$ est nécessaire pour obtenir une différence de niveau entre signal et souffle de 60 dB.

c — Pour les valeurs de R_g qui ne diffèrent pas beaucoup de R_r , nous pouvons calculer le rapport signal/souffle à partir de l'équation (2) :

$$P_s/P_r = \frac{e_g^2/4R_g}{\left(\frac{I_r V_r}{4} \right) \left(\frac{R_g}{R_r} + \frac{R_r}{R_g} \right) + kT_o \Delta f} \quad (6)$$

Si nous insérons dans cette équation les valeurs déjà données pour un courant d'émetteur de $-I_E = 0,5$ mA, nous obtenons :

$$P_s/P_r = \frac{e_g^2/4R_g}{5 \cdot 10^{-18} \left(\frac{R_g}{10^3} + \frac{10^3}{R_g} \right) + 18 \cdot 10^{-18}} \quad (7)$$

R_g en ohm

La différence de niveau du signal et de souffle varie de 3 dB (c'est-à-dire selon un facteur de 2) en présence d'une puissance constante lorsque R_g est égale à 7 fois R_r ou est égale à $R_r/7$. Il y a lieu de remarquer que les valeurs de I_r et de R_r ne tiennent pas compte du diviseur de tension de base. Si l'on incorpore le diviseur de base dans le schéma équivalent en vue des calculs, il y a lieu de prendre pour I_r une valeur plus grande.

MONTAGES AMPLIFICATEURS AF POUR DIFFÉRENTES SOURCES DE TENSION

Préamplificateurs AF pour démodulateur AM-FM et capteur à cristal (pick-up ou microphone piézoélectrique)

Commande par un démodulateur pour AM et FM

La résistance interne des démodulateurs pour AM et FM classiques est de l'ordre de grandeur de quelques k Ω . La grandeur du signal AF peut varier dans de très larges limites. En conséquence, la commande de gain n'est pas efficace sur les émetteurs faibles et il n'en résulte aucun réglage puisque le seuil n'est pas encore atteint. Pour les émetteurs très puissants, les tensions AF à un taux de modulation de 30%, c'est-à-dire avec une excursion de fréquence de 15 kHz, peuvent atteindre 50 à 100 mV et même des valeurs plus fortes. De telles valeurs peuvent être choisies comme les bases mêmes d'une meilleure transmission puisque les signaux plus faibles ne peuvent être transmis sans distorsion et ne peuvent être démodulés avec un bon rendement. Afin d'assurer une réception à pleine puissance des émetteurs faibles, dans bien des cas, on étudiera l'amplificateur AF de telle sorte qu'aux tensions d'entrée ne dépassant pas quelques millivolts il soit complètement commandé. Le réglage d'intensité acoustique (volume) qui se trouve devant le premier étage est alors réglé plutôt vers le bas, de 50 à 100 mV, et des signaux aussi faibles doivent encore être transmis sans distorsion. Cela ne peut réellement être obtenu qu'en provoquant une diminution de gain, par exemple en employant une résistance d'émetteur non découplée ou une résistance dans la base de l'étage en question.

Le réglage de volume est alors établi comme un diviseur de tension afin que le démodulateur puisse présenter une grande résistance de charge d'utilisation en audiofréquence, à la réception de l'émetteur

le plus intense et, par conséquent, puisse fonctionner sans produire de distorsion. La résistance du réglage de volume (R_L) doit avoir, au minimum, une valeur telle que le signal en modulation d'amplitude avec un taux de modulation de 80% puisse être démodulé sans aucune limitation ou écrêtage. Il faut pour cela que la valeur de R_L soit de l'ordre de grandeur, ou même plus grande en général, que la résistance de redressement du démodulateur AM. On emploie d'une façon courante des résistances de redressement de 4,7 à 10 k Ω et des résistances de potentiomètre de volume de 10 à 25 k Ω .

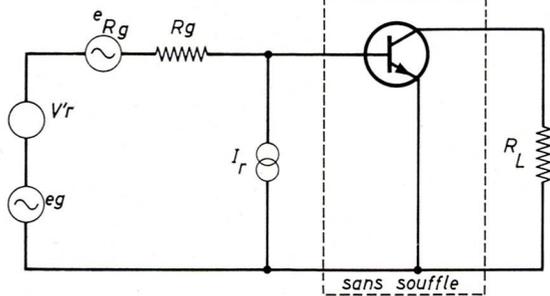


Fig. 2. — Schéma équivalent transformé d'après la fig. 1.

Le réglage de volume se trouvant devant la totalité de l'amplification AF, il faut que l'amplificateur soit conçu de telle manière qu'en dehors de l'entrée court-circuitée (réglage de volume à son point le plus bas) mais également pour la réception des stations puissantes (mais avec réglage de volume vers les niveaux bas), il fournisse quand même un souffle audible. Pour répondre à cette condition, il existe un seuil supérieur d'amplification. Si l'on veut que le souffle d'un amplificateur, pour une distance normale d'écoute du haut-parleur et dans une ambiance très calme, ne soit pas audible, il faut que la puissance de bruit de sortie soit environ à 60 dB au-dessous de la puissance de bruit ambiante ($P_2 = 50$ mW), c'est-à-dire, en d'autres termes, que l'amplification ne doit pas être si grande que la tension de signal e_g qui est nécessaire pour avoir une puissance de sortie de 50 mW soit, au moins, 10^3 fois plus grande que la tension de souffle équivalente V_r , en série avec e_g (voir la fig. 2).

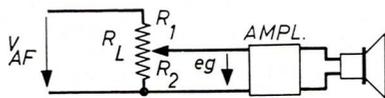


Fig. 3. — Diviseur de tension à l'entrée de l'amplificateur.

Si nous employons le circuit équivalent modifié selon la fig. 2, nous allons pouvoir simplifier le calcul des tensions de signal.

La tension de souffle équivalente V'_r , est alors :

$$V'_r = (I_r^2 R_g^2 + V_r^2 + 4 kT_o \Delta f R_g)^{1/2} \quad (8)$$

Nous considérons évidemment, dans ce cas, que le second étage ainsi que les étages suivants sont dépourvus de souffle. La condition pour la tension de générateur est donc la suivante :

$$e_g (P_2 = 50 \text{ mW}) \geq 10^3 \sqrt{I_r^2 R_g^2 + V_r^2 + 4 kT_o \Delta f R_g} \quad (9)$$

Si l'on obtient, pour la position la plus élevée du réglage de volume sur le démodulateur, une tension V_{AF} (voir la fig. 3), la tension de signal à l'entrée $e_g = V_{AF} R_2 / R_L$; pour les signaux des émetteurs puissants, c'est-à-dire pour le réglage de volume dirigé vers le bas, il va correspondre la condition $R_g \approx R_2$. Par ailleurs, nous pouvons toujours admettre qu'à la réception d'émetteurs puissants avec la puissance ambiante de la pièce ($P_a = 50$ mW), nous avons toujours la condition $R_2 \ll R_r$ si bien que la condition pour la tension d'entrée e_g reste pratiquement :

$$e_g (P_2 = 50 \text{ mW}) \approx v_1 \geq 10^3 V_r \approx 0,14 \text{ mV}$$

(pour le type AC 172 à $I_c = 0,5$ mA)

La condition $e_g = 0,14$ mV, même lorsque $R_L = 25$ k Ω et $V_{AF} = 50$ mV, donne une valeur de R_2 seulement égale à 70 Ω , si bien que l'hypothèse $R_2 \ll R_r$ est parfaitement remplie.

Si l'amplificateur présente une puissance de sortie relativement grande, de 4 W par exemple, (récepteur familial ou auto-radio), l'amplification totale doit être prévue de telle manière que pour la commande totale une tension d'entrée de :

$$V_1 (P_2 = 4 \text{ W}) \geq 0,14 (4/0,05)^{1/2} = 1,25 \text{ mV}$$

devient nécessaire. Cette valeur est relativement beaucoup plus petite que celle exigée par les démodulateurs AM et FM classiques, comme on l'a considéré précédemment pour les émetteurs faibles, si bien que ce point particulier ne présente pratiquement pas de difficultés dans l'étude d'un amplificateur AF sans souffle, tout au moins sans souffle audible.

Commande par un pick-up piézoélectrique ou céramique

Un pick-up piézoélectrique a pratiquement une réactance interne capacitive (par exemple, équivalente à 1,5 nF), il produit une tension de l'ordre de 100 mV à une fréquence de 1 kHz pour une vitesse de 1 cm/s. Etant donné que la vitesse maximale pour un disque à 33 tr/mn est d'environ 10 cm/s, on peut dire que sa tension électromotrice peut être, au maximum, de 1 V. Si l'on veut que la fréquence de coupure inférieure soit relativement basse, cela nécessite que l'on fasse fonctionner le capteur sur une résistance d'utilisation supérieure ou égale à 0,5 M Ω .

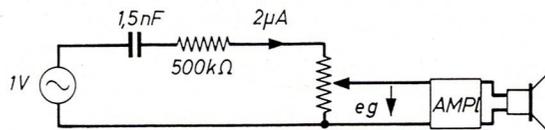


Fig. 4. — Entrée de l'amplificateur pour connexion d'un pick-up à cristal.

Dans le cas le plus simple, cette résistance de charge peut être représentée par une résistance préalable de 0,5 M Ω (fig. 4). Donc, le courant circulant dans l'étage d'entrée à une valeur maximale de 2 μ A, environ. Sans tenir compte du diviseur de tension, et sans réglage de volume, nous obtenons le

courant d'entrée du transistor AC 172 à $I_C = 0,5 \text{ mA}$ d'après l'équation (5). Cela nous donne une différence de niveau entre le signal et le souffle de 82,5 dB. Cette différence de niveau est si grande que l'on peut admettre une réduction par réglage de volume sur le premier étage amplificateur, et sur le diviseur de tension de base. L'amplificateur doit être établi de telle manière qu'il puisse être pleinement commandé par un courant d'entrée de $2 \mu\text{A}$ et, d'autre part, que la tension d'entrée e_g du transistor AC 172 pour $P_2 = 50 \text{ mW}$ (comme dans le paragraphe précédent) ne soit pas plus faible que 0,14 mV.

Montage complet d'un amplificateur AF pour un appareil à batterie

En général, on utilise trois étages d'amplification audiofréquence. Les deux premiers étages peuvent être couplés directement. La fig. 5 donne un exemple d'un préamplificateur à deux étages. Grâce au couplage direct, on économise un condensateur et deux résistances, le condensateur de couplage et le diviseur de tension de base du second étage. Simultanément, on peut obtenir une amplification plus grande.

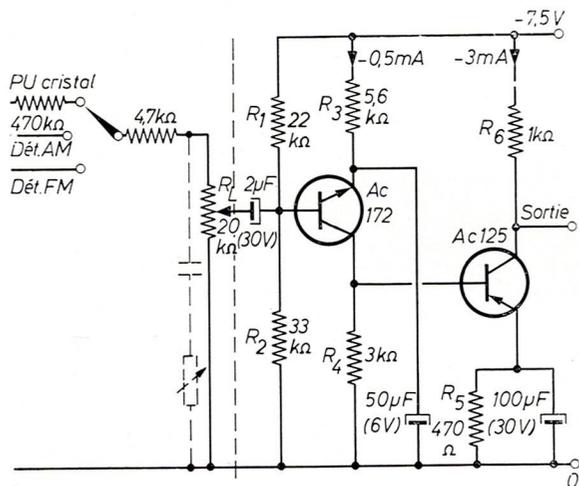


Fig. 5. — Préamplificateur pour démodulateur de radiodiffusion et pour pick-up à cristal.

Les deux étages fonctionnent en émetteur commun. En équipant ces étages de transistors à amplification de courant moyenne, la résistance d'entrée de l'amplificateur (sans réglage de volume) est d'environ 3 kΩ et l'amplification de courant est d'environ 5.10^3 . Le premier étage est réglé pour un courant continu de collecteur $I_C = 0,5 \text{ mA}$. Une valeur de courant plus faible serait favorable pour un souffle plus réduit, car I_C diminuerait bien dans ce cas, mais l'amplification serait aussi moins grande. Il y a là un point très important à fixer. La stabilisation du point de fonctionnement ne peut être réellement obtenue que lorsque la résistance interne du diviseur de tension de base :

$$R_B = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$$

ne dépasse pas une grandeur déterminée. Cette résistance R_B se trouve en parallèle sur la résistance d'entrée du transistor AC 172. Avec un courant de collecteur plus faible et une valeur correspondante

plus grande de la résistance d'entrée du transistor, l'amplification de courant de l'étage d'entrée et, respectivement, la résistance d'entrée de l'étage diminuent d'une façon notable. Cela constitue un élément d'influence important dans le cas d'utilisation d'un capteur piézoélectrique.

La résistance d'entrée d'un transistor AC 172 à amplification de courant minimale (sans R_B) est d'environ 2,5 kΩ. Si l'on admet $R_B = 11 \text{ kΩ}$ et $R_L = 20 \text{ kΩ}$, on a donc une résistance d'entrée d'amplificateur, pour un réglage de volume complètement au bout, de 1,8 kΩ, si bien que le fonctionnement sur capteur avec une résistance préalable de 500 kΩ donne à l'entrée une tension $\geq 3,7 \text{ mV}$.

Donc, l'amplificateur total doit être conçu de telle manière que dans le cas le plus défavorable (amplification totale la plus faible), on puisse encore obtenir la commande totale à l'aide de la tension d'entrée de 3,7 mV. Si l'on dispose d'une puissance de sortie maximale de 2 W pour cet amplificateur (en règle générale, la puissance de sortie maximale est plus faible dans le cas des appareils avec batterie), la tension d'entrée sur le transistor AC 172 doit être de 0,6 mV pour obtenir une puissance de sortie normalisée de $P_2 = 50 \text{ mW}$ dans les conditions déjà fixées. Puisque nous exigeons une tension minimale de 0,14 mV pour assurer une puissance de bruit de sortie faible, il nous reste donc une grande marge de sécurité pour les tolérances sur les pentes dynamiques des étages de l'amplificateur total.

Comme le montre le calcul, l'amplification totale nécessaire, dans notre exemple ($\geq 84 \text{ dB}$), est déterminée par les conditions de fonctionnement sur capteur piézoélectrique, qui sont en sens opposé de celles exigées par les démodulateurs AM et FM. Ces démodulateurs peuvent, généralement, fournir des tensions plus fortes à l'entrée de l'amplificateur. On a la possibilité, dans ce cas, de maintenir une charge d'utilisation faible du démodulateur, même lorsque le réglage de volume est complètement fermé, si l'on a inséré une résistance préalable de 4,7 kΩ, par exemple. Cette résistance permet d'ailleurs de disposer en parallèle sur le réglage de "volume" un circuit correcteur de tonalité. On ne l'aurait pas prévu normalement en ce point, en raison de la faible charge du démodulateur AM aux fréquences élevées et de la réduction correspondante du taux de modulation que l'on peut ainsi admettre.

Le second étage du préamplificateur peut être couplé à l'aide d'un transformateur d'attaque (remplaçant R_6) à l'étage final. Par modification de R_5 , le courant de repos du second étage peut être adapté aux exigences de l'étage final. La contre-réaction en courant prélevée à partir de la tension de sortie et appliquée entre le premier étage et le second diminue les effets des tolérances des composants et des distorsions.

Le premier étage, pour un "volume" réglé à une valeur faible, recevrait une tension fixe et donnerait pour des tensions d'entrée supérieures ou égales à 10 mV des distorsions inadmissibles ($\geq 5\%$) en raison de la non-linéarité de la caractéristique d'entrée des transistors. Il faut tenir compte de cela si l'amplificateur est seulement employé pour fonctionner avec des démodulateurs AM et FM, c'est-à-dire à des fortes tensions d'entrée. Dans ce cas, il faut prévoir un couplage de contre-réaction dans le circuit d'émetteur du transistor AC 172. Il n'exerce aucune influence sur la différence de niveaux du signal et du souffle.

Etage préamplificateur pour microphone à cristal

Un microphone à cristal présente, pour une même capacité qu'un pick-up piézoélectrique ($C_g = 2$ à 4 nF), une tension électromotrice bien plus réduite. Elle est seulement de 5 mV/ μ bar (soit 50 mV/pascal). Le microbar étant pratiquement égal à la pression acoustique maximale des enregistrements normaux (74 phones), il faut donc qu'une différence de niveau signal/souffle favorable soit atteinte à $e_g = 5$ mV. Afin que la fréquence de coupure inférieure reste encore assez basse, la résistance d'entrée de l'amplificateur qui charge le microphone doit être d'une part $\geq 0,5$ M Ω et, d'autre part, « $1/\omega C_g$ pour la fréquence de coupure supérieure. Pour le registre supérieur des fréquences, le gain de courant de l'amplificateur doit alors varier en proportion inverse de la fréquence dans les limites des domaines de fréquence transmis.

Si l'on choisit d'utiliser une résistance préalable de $0,5$ M Ω avec un pick-up à cristal, on obtient d'après l'équation (5) une différence de niveau du signal et du souffle qui est seulement de 36 dB lorsque le courant de signal est de $i_g = 10$ nA. Une amélioration notable est obtenue lorsque la résistance d'entrée est augmentée jusqu'à $0,5$ M Ω grâce à un couplage de contre-réaction, par exemple, par l'absence de découplage sur la résistance d'émetteur.

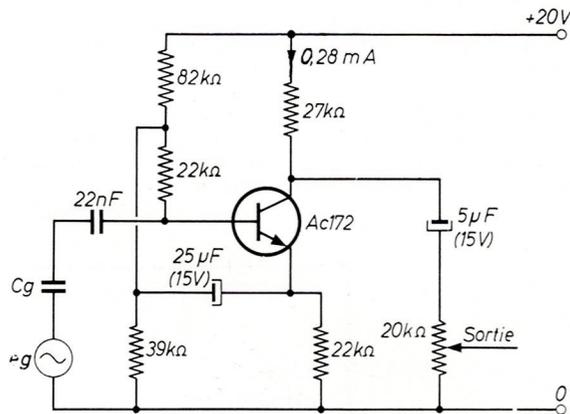


Fig. 6. — Preamplificateur à plus forte résistance d'entrée pour un microphone à cristal.

On obtient alors une différence de niveau signal/souffle de 50 dB que l'on peut considérer comme suffisante. Pour des enregistrements de haute qualité, on ne considère plus alors l'emploi du microphone à cristal en raison de la mauvaise linéarité dans ces conditions d'emploi. Le réglage du "volume" qui se trouve devant le premier étage amplificateur doit rester en circuit, même aux réglages faibles, en raison de la différence de niveau pas très notable. Il faut donc s'assurer que le premier étage ne se sature pas lorsqu'on lui applique des signaux forts. On tient compte dans le calcul des projets, pour des transmissions microphoniques, d'une pression maximale de $0,2$ Pa (200 μ bar). Cela correspond à 120 phones et se trouve à proximité, quoique en dessous, du seuil de douleur. Donc, pour un microphone piézoélectrique, on peut dire que la tension électromotrice maximale est de 1 V.

La fig. 6 donne un exemple de préamplificateur à grande résistance d'entrée. La résistance de couplage de contre-réaction effective pour le courant alternatif dans le circuit de l'émetteur est de 14 k Ω environ. La résistance minimale d'entrée est de 400 k Ω environ pour un réglage de volume réduit à fond et sur transistor à gain de courant alternatif faible. Avec un transistor à gain de courant moyen, on a obtenu une résistance d'entrée supérieure ou égale à 500 k Ω .

Le courant de sortie est de $0,35$ μ A env. pour $e_g = 5$ mV. Ce n'est encore qu'un sixième de la valeur donnée par un capteur à cristal à l'amplitude maximale si bien qu'il serait nécessaire, éventuellement, d'utiliser un second étage préamplificateur.

Ce montage montre bien clairement les difficultés que l'on trouve dans l'emploi des microphones à cristal sur des amplificateurs à transistor. Pour les faibles tensions électromotrices, un tel microphone présente une forte résistance interne et ne fournit donc qu'un courant très faible à l'étage d'entrée. De plus, il est pratiquement impossible d'adapter la résistance interne de ce microphone par un transformateur pour qu'elle convienne mieux au transistor, aussi bien du point de vue de la puissance que du point de vue du souffle. En effet, un tel transformateur, lorsqu'il reste réalisable, est toujours trop coûteux.

On peut obtenir une certaine adaptation sur le transistor d'entrée à l'aide d'un diviseur d'entrée à réactances capacitives. Cela ne donne pas d'amplification supplémentaire mais, seulement, une réduction de sensibilité vis-à-vis des bruits parasites et du ronflement, car l'entrée de l'amplificateur se fait maintenant sur faible impédance. La capacité d'entrée C_1 doit être de valeur assez forte et telle que $1/\omega C_1$ à la fréquence de coupure inférieure désirée soit égal à la partie réelle de la résistance d'entrée. Cette capacité d'entrée peut être obtenue soit par un condensateur disposé en parallèle sur l'entrée, soit par une capacité de couplage de contre-réaction entre le collecteur et la base.

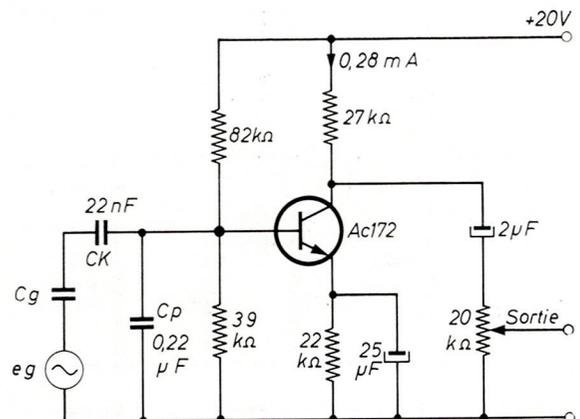


Fig. 7. — Preamplificateur à entrée capacitive pour un microphone à cristal. Cet étage convient également avec $C_{K1} \geq 1$ μ F et C_p supprimé comme préamplificateur pour la tête de lecture d'un magnétophone.

La fig. 7 donne un exemple de montage selon le premier procédé indiqué. L'étage est réglé ici encore à $0,3$ mA, environ. La fréquence de coupure inférieure étant égale à celle obtenue avec une résistance d'entrée de 500 k Ω ($f_{basse} \leq 160$ Hz), il faut que le condensateur relié en parallèle sur l'entrée ait une valeur de $0,22$ μ F. Ainsi, la tension d'entrée est divisée

à $e_g/110$ avec $C_g = 2 \text{ nF}$ et le courant de sortie, en court-circuit, à $e_g = 5 \text{ mV}$ est d'environ $0,5 \text{ }\mu\text{A}$ (pour une pente en court-circuit de l'étage de 11 mA/V , environ). Si l'on emploie un microphone dont la capacité est de 4 nF l'on obtient, toujours en supposant que $e_g = 5 \text{ mV}$, un courant de sortie, en court-circuit, de $1 \text{ }\mu\text{A}$. Cette valeur n'est donc que la moitié seulement du courant de signal maximal d'un capteur à cristal utilisé avec une résistance préalable de $500 \text{ k}\Omega$ devant l'amplificateur.

La différence des niveaux du signal et du bruit dans le montage avec $e_g = 5 \text{ mV}$ et $C_g = 2 \text{ nF}$ est de 48 à 50 dB . En raison de la division de tension pratiquée à l'entrée, l'étage n'est pas surchargé par d'éventuels signaux forts.

Préamplificateur pour microphone dynamique

Pour l'emploi d'un microphone dynamique à résistance interne réelle et pratiquement comprise entre 200 et $500 \text{ }\Omega$, on peut considérer une tension électromotrice de 5 mV à 10 mV par pascal ($0,5$ à 1 mV/microbar). Ces caractéristiques sont presque idéalement adaptées au transistor car cette résistance interne s'écarte peu de la résistance d'adaptation pour le souffle.

D'après l'équation (7) avec $R_g = 500 \text{ }\Omega$ et $e_g = 0,5 \text{ mV}$ l'on peut attendre une différence signal/souffle de 65 dB environ lorsqu'un transistor AC 172 est employé sur l'étage d'entrée, réglé sur un courant de repos de collecteur de $I_C = 0,5 \text{ mA}$. Pour atteindre cette différence des niveaux, il faut que le réglage de " volume " soit disposé à la suite du premier étage. La gamme de commande doit être assez grande afin qu'aux pressions acoustiques maximales de 20 pascals ($200 \text{ }\mu\text{bar}$), il ne se produise pas encore d'effet de limitation, c'est-à-dire qu'il doit pouvoir admettre encore des tensions d'entrée de 100 mV . Cela n'est possible qu'en utilisant une résistance d'émetteur non découplée de $R_E \geq 100 \sqrt{2} \text{ mV/I}_C$.

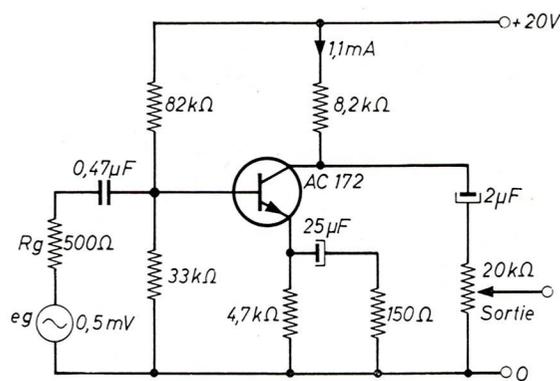


Fig. 8. — Préamplificateur à faible résistance d'entrée pour microphone dynamique.

Pour que la perte d'amplification due à cette résistance reste aussi faible que possible, il faut une valeur de R_E aussi faible que possible et donc une valeur de I_C la plus grande possible. Mais, une forte valeur de I_C donne toujours une différence des niveaux du signal et du souffle moins favorable et il est donc nécessaire de trouver une solution de compromis. Cela va consister, par exemple, à choisir $I_C \approx 1 \text{ mA}$ et $R_E = 150 \text{ }\Omega$.

La fig. 8 indique le montage complet d'un étage de ce genre. Sa résistance d'entrée est $\geq 6 \text{ k}\Omega$ et sa pente, en court-circuit, est de $5,6 \text{ mA/V}$, environ. Ainsi, le courant de sortie en court-circuit est de $2,8 \text{ }\mu\text{A}$ à $e_g = 0,5 \text{ mV}$. Il est donc quelque peu plus grand que le courant maximal de signal d'un capteur piézoélectrique employé avec une résistance préalable de $500 \text{ k}\Omega$ devant la base. A l'entrée, on voit un condensateur au papier de $0,47 \text{ }\mu\text{F}$ car les condensateurs au papier fournissent un souffle moindre que les condensateurs électrolytiques.

La différence de niveaux du signal et du souffle dans un montage expérimental est de 61 à 63 dB avec $e_g = 0,5 \text{ mV}$ et $R_g = 500 \text{ }\Omega$.

Préamplificateur pour pick-up dynamique

Avec le pick-up dynamique AG 3402, par exemple, on obtient, sur chaque canal, une tension électromotrice de 2 mV à 1000 Hz à une vitesse de 1 cm/s . A une vitesse maximale de 10 cm/s , on obtient donc une t.é.m. maximale de 20 mV . L'inductance est de $0,5 \text{ H}$ et la résistance en courant continu de $800 \text{ }\Omega$.

Le préamplificateur représenté à la fig. 9 est étudié pour un tel capteur. La réponse à la fréquence de ce préamplificateur tient compte de la séparation de la caractéristique des disques microsillons en deux parties à une fréquence-charnière. Un couplage de contre-réaction dépendant de la fréquence donne aux fréquences inférieures à 500 Hz un gain de court-circuit inversement proportionnel à la fréquence et un gain quasi-constant aux fréquences supérieures à 500 Hz . Une résistance préalable de $8,2 \text{ k}\Omega$ placée devant la base fait que la résistance d'entrée est supérieure à la réactance inductive du pick-up jusqu'à la fréquence de 3 kHz , environ. En présence d'un signal d'entrée constant, le courant de signal reste constant jusqu'à 3 kHz environ et augmente ensuite en proportion à la fréquence.

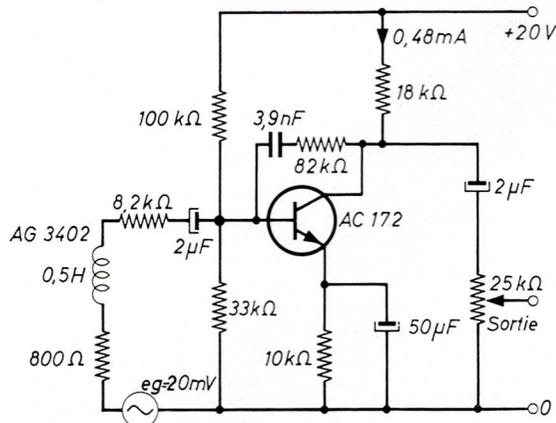


Fig. 9. — Premier étage de préamplificateur servant à corriger la réponse à la fréquence d'un pick-up dynamique.

A $e_g = 20 \text{ mV}$, on mesure une différence de niveaux signal/souffle de 76 à 78 dB . La tension de sortie est de 150 mV , le courant alternatif de collecteur de $16 \text{ }\mu\text{A}$, environ. Si la résistance d'entrée de l'étage suivant est $\leq 3 \text{ k}\Omega$, on obtient pour le " volume " réglé au maximum, une forte réduction de l'amplification de tension et, par conséquent, une chute

inadmissible sur les fréquences basses. Il est pratique, dans ce cas, de prévoir une résistance en série avec le potentiomètre de " volume ".

Préamplificateur pour la tête de lecture d'un magnétophone

Les magnétophones sont actuellement équipés de transistors à tous les étages, ce qui présente, entre de nombreux autres avantages, celui de la mise en service immédiate et à tout moment. La tête de lecture n'a qu'une faible inductance propre 40 mH, par exemple. La tension électromotrice maximale de la tête pour une lecture sur 4 pistes à la vitesse de 9,5 cm/s est de $1,7 \sqrt{L}$ [mV] (L en H) à 1 kHz, soit, pour une tête de 40 mH, une tension approximative maximale de 0,34 mV. Avec un transistor AC 172 au premier étage, la différence de niveaux du signal et du souffle

est de 60 dB. La résistance d'entrée du premier étage doit être égale à la réactance inductive de la tête à la fréquence de coupure supérieure. Si cette fréquence est de 16 kHz, il est nécessaire d'avoir une résistance d'entrée de 4 k Ω , au minimum, pour une tête de 40 mH. Or, le transistor AC 172 donne une amplification de courant h_{21e} minimale de 50 environ et l'on obtient donc une telle résistance d'entrée à :

$$I_C = 25 h_{21e} / 4\ 000 \approx 0,3 \text{ mA}$$

Donc, un étage préamplificateur conforme à la fig. 7, mais sans condensateur en parallèle sur l'entrée et avec un condensateur de couplage $C_K \geq 1 \mu\text{F}$, convient alors très bien à cette application. A une tension d'entrée de 0,34 mV, l'on obtient alors dans ce montage un courant de sortie en court-circuit de 3,5 μA , environ.

AMPLIFICATEURS AF A TRANSISTORS COMPLÉMENTAIRES SANS TRANSFORMATEUR

Nous expliquons d'abord brièvement le fonctionnement des étages de sortie symétriques (push-pull) en série, équipés de paires de transistors complémentaires. Ces paires de transistors permettent de construire des amplificateurs AF compacts, de haute qualité et sans aucun transformateur.

Un certain nombre de montages complets de ce genre sont décrits plus loin.

INTRODUCTION

Comme complément des transistors p-n-p, les plus familiers, il est intéressant de disposer de transistors adaptés, de polarité opposée, c'est-à-dire des transistors n-p-n. A partir de cette symétrie complémentaire des propriétés électriques des transistors, des montages très attrayants peuvent être conçus. Dans la gamme des audiofréquences, de tels montages offrent la possibilité de construire des amplificateurs symétriques en série, sans transformateur d'attaque ni transformateur de sortie. De cette manière, la distorsion peut être diminuée, le nombre des composants, les dimensions et le poids de l'amplificateur sont réduits et la courbe de réponse en fréquence se trouve nettement élargie.

A cette fin, une paire de transistors complémentaires au germanium, logés chacun dans un boîtier TO-1, est fournie sous le numéro de type AC 127/132, c'est-à-dire un transistor p-n-p, type AC 132, et un transistor n-p-n, type AC 127.

Nous décrivons tout d'abord le principe de fonctionnement et le projet d'un étage complémentaire, puis nous décrivons un certain nombre de montages pratiques, dont la mise au point est facile avec les indications données.

GÉNÉRALITÉS

Un préamplificateur push-pull habituel, avec des transistors de sortie de même polarité, exige deux signaux d'entrée de phase opposée. Dans la plupart des cas, ces deux tensions d'entrée sont obtenues au moyen d'un transformateur d'attaque, qui, en même temps, offre la possibilité d'obtenir un gain optimal de l'étage d'attaque. Cependant, cette méthode employée pour obtenir des phases oppo-

sées présente plusieurs inconvénients qui doivent être attribués au transformateur d'attaque :

- à cause des pertes dans le cuivre, les enroulements primaire et secondaire dissipent une partie de la puissance alternative d'attaque ;
- la courbe de réponse en fréquence, aux limites supérieure et inférieure du spectre d'audiofréquence, est influencée, respectivement, par l'inductance répartie (ainsi que la capacité répartie) et l'auto-inductance primaire du transformateur ;
- les propriétés magnétiques non idéales du noyau introduisent une distorsion.

Ces inconvénients ont conduit à rechercher les possibilités de supprimer le transformateur d'attaque. Une solution économique et très intéressante consiste à utiliser des transistors p-n-p et n-p-n dans des montages à symétrie complémentaire. Cependant, en supprimant le transformateur d'attaque, donc l'élément d'adaptation, l'amplificateur deviendra nécessairement moins sensible, ce qui nécessitera, dans la plupart des cas, l'adjonction d'un étage d'amplification supplémentaire afin d'obtenir une sensibilité satisfaisante.

PRINCIPE D'UN ÉTAGE DE SORTIE COMPLÉMENTAIRE

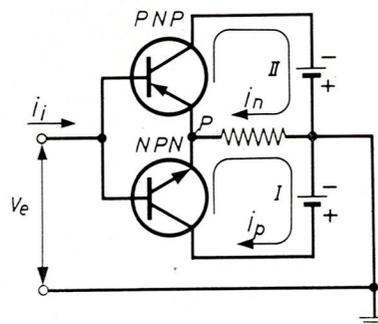


Fig. 1. — Montage de base d'un étage de sortie complémentaire.

La figure 1 montre le montage de base d'un étage de sortie complémentaire. Pour simplifier l'aspect, les éléments nécessaires à la mise au point en régime continu ont été supprimés sur le schéma. On suppose que les transistors travaillent en classe B.

Pendant l'alternance positive de la tension d'entrée, v_e , le transistor n-p-n est conducteur et le transistor p-n-p est bloqué : aussi, un courant i_p traverse la résistance de charge R_c suivant la direction de la flèche (I). Durant l'alternance négative de la tension d'entrée, le transistor p-n-p est conducteur et un courant i_n traverse la résistance de charge R_L dans la direction de la flèche (II). Le transistor n-p-n est alors bloqué. Les deux courants se "suivent" donc dans la résistance de charge.

FONCTIONNEMENT AVEC UNE SEULE BATTERIE

Dans un fonctionnement sur une seule batterie, comme le montre la figure 2, une extrémité de la

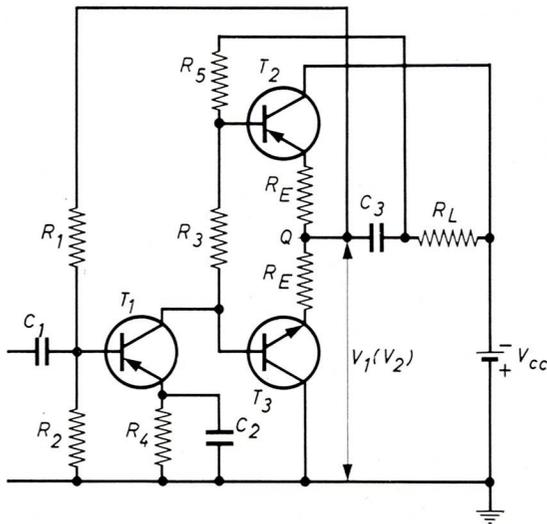


Fig. 2. — Etage de sortie complémentaire fonctionnant sur une seule batterie

résistance de charge R_L est connectée, par l'intermédiaire d'une capacité C_3 , aux émetteurs communs (point Q) des transistors de sortie. La tension continue V_1 , au point Q, est approximativement la moitié de la tension d'alimentation. La puissance maximale de sortie du montage dépend des spécifications maximales des transistors (telles que le courant de crête du collecteur, la dissipation de puissance dans le collecteur et la tension de coude V_{CEK}), de l'impédance de charge R_L et de la tension d'alimentation V_{cc} .

L'étage d'attaque est couplé directement aux transistors de sortie; la résistance de collecteur R_5 du transistor d'attaque est connectée à celle des extrémités de la charge qui n'est pas reliée à la masse. De cette manière, le courant à travers R_5 (qui conduit à une perte de signal dans cette résistance) est réduit car la tension aux bornes de R_5 représente seulement la tension de base du tran-

sistor de sortie. Si R_5 était reliée à l'alimentation, c'est la tension base-collecteur qui apparaîtrait aux bornes de R_5 . Vis-à-vis des variations de température ou de remplacement des transistors, la stabilité de l'étage d'attaque et de l'étage de sortie, est obtenue par l'application d'une contre-réaction, en courant continu, entre les émetteurs des transistors de sortie et la base du transistor d'attaque (au moyen de la résistance R_1) et par l'insertion des résistances d'émetteurs R_E .

Pour diminuer la distorsion de croisement (liaison commutée entre les deux alternances de sinusoïde), les transistors de sortie doivent être polarisés pour fournir un courant d'émetteur de repos de quelques milliampères. Si les transistors de sortie avaient la même polarité, ce courant de repos pourrait être obtenu en appliquant, par rapport à la tension de l'émetteur, une faible tension de base négative. Cependant, comme les transistors sont de polarités opposées, il est nécessaire d'appliquer respectivement par rapport à la tension d'émetteur deux faibles tensions de base, positive et négative, suivant la polarité du transistor de sortie. Ces tensions de base sont obtenues au moyen de la résistance R_3 . Cette résistance est insérée dans le circuit de base du transistor p-n-p, mais elle introduit, de ce fait, dans le montage une certaine asymétrie. Pour diminuer cette asymétrie, la résistance R_3 doit être de faible valeur.

Le fonctionnement du montage est semblable à celui de la figure 1. Durant les alternances positives, le transistor n-p-n conduit, diminuant ainsi la valeur de V_1 et durant les alternances négatives, le transistor p-n-p conduit, élevant, au contraire, la valeur de V_1 . Ces variations de tension sont transmises à la charge par l'intermédiaire de C_3 .

Comme le montre la figure 3, les excursions de tension alternative des émetteurs des transistors de sortie sont limitées par plusieurs facteurs :

1. Si l'on néglige la chute de tension sur C_3 , la valeur de crête de l'excursion négative, au début d'écrêtage est :

$$-V_{RL} = V_{CC} - V_1 - V_{RE \max}(T_2) - V_{CEK}(T_2)$$

2. La valeur de crête de l'excursion positive, au début d'écrêtage est :

$$+V_{RL} = V_1 - V_{RE \max} - V_{BE \max}(T_3) - V_{CEK}(T_1) - V_{R4}$$

Si la tension au point de jonction Q des émetteurs des transistors de sortie, sans aucun signal, est égale à :

$$V_1 = V_{CC}/2$$

les excursions maximales admissibles dans les deux sens, positif et négatif, ne sont pas d'égale longueur. Pour obtenir des excursions de tension positive et négative égales, le point Q devra donc être polarisé à un potentiel V_3 qui annule les différences de potentiel, soit :

$$V_2 = \frac{1}{2} \left[V_{CC} - V_{CEK}(T_2) + \frac{V_{BE \max}(T_3) + V_{CEK}(T_1)}{+V_{R4}} \right]$$

Sur la figure 3, on peut voir qu'il ne se produit ainsi aucun écrêtage lorsque la tension de coude $V_{CEK}(T_3)$ du transistor n-p-n est dépassée. En fait, on doit avoir :

$$V_{CEK}(T_3) < R_4 + V_{CEK}(T_1) + V_{BE \max}(T_3)$$

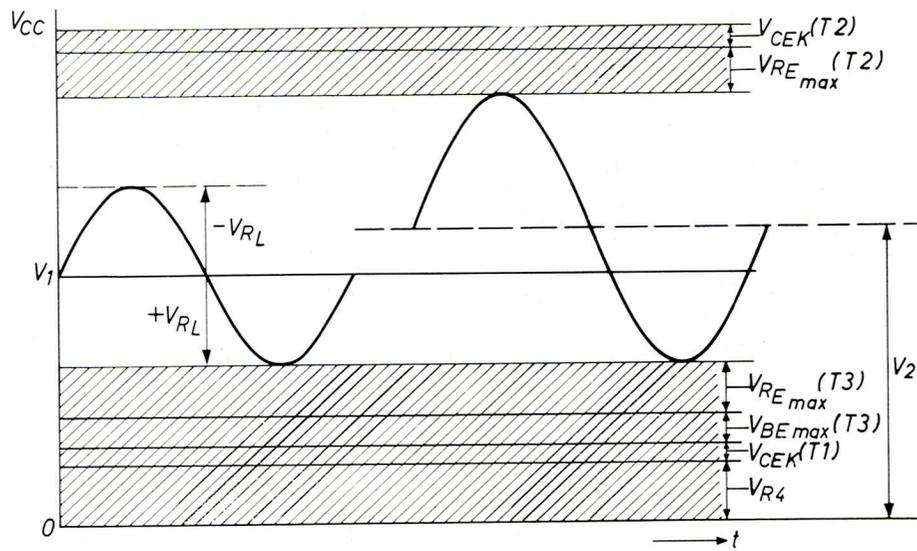
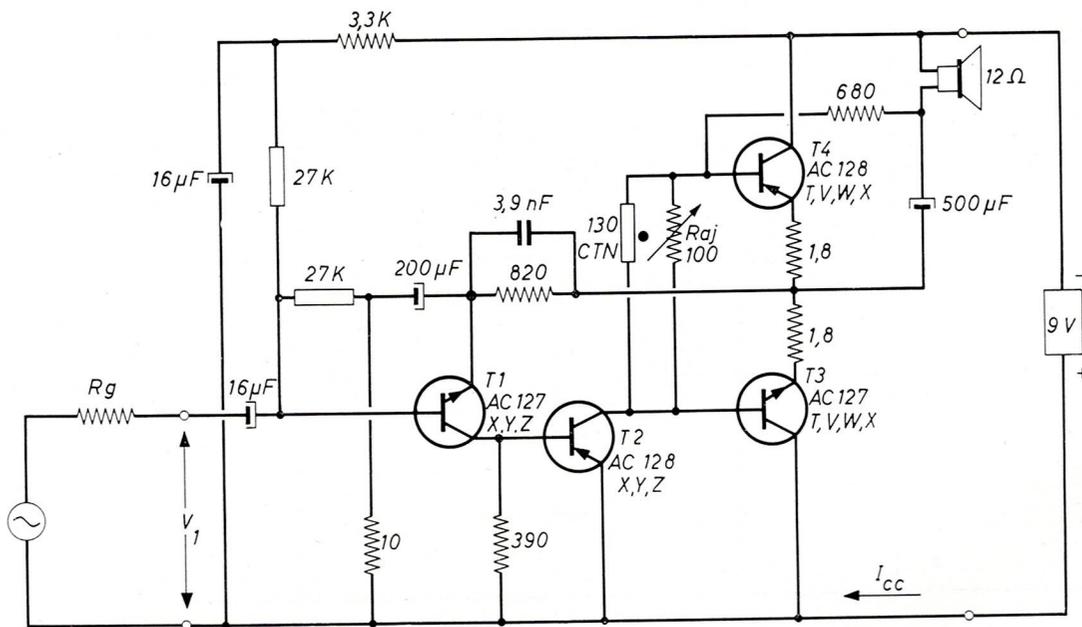


Fig. 3. — Fonctionnement de l'étage de sortie à transistors complémentaires.
Excursions de tension alternative aux émetteurs.

AMPLIFICATEUR POUR AUDIOFRÉQUENCES CLASSE B - 0,5 W - 9 V

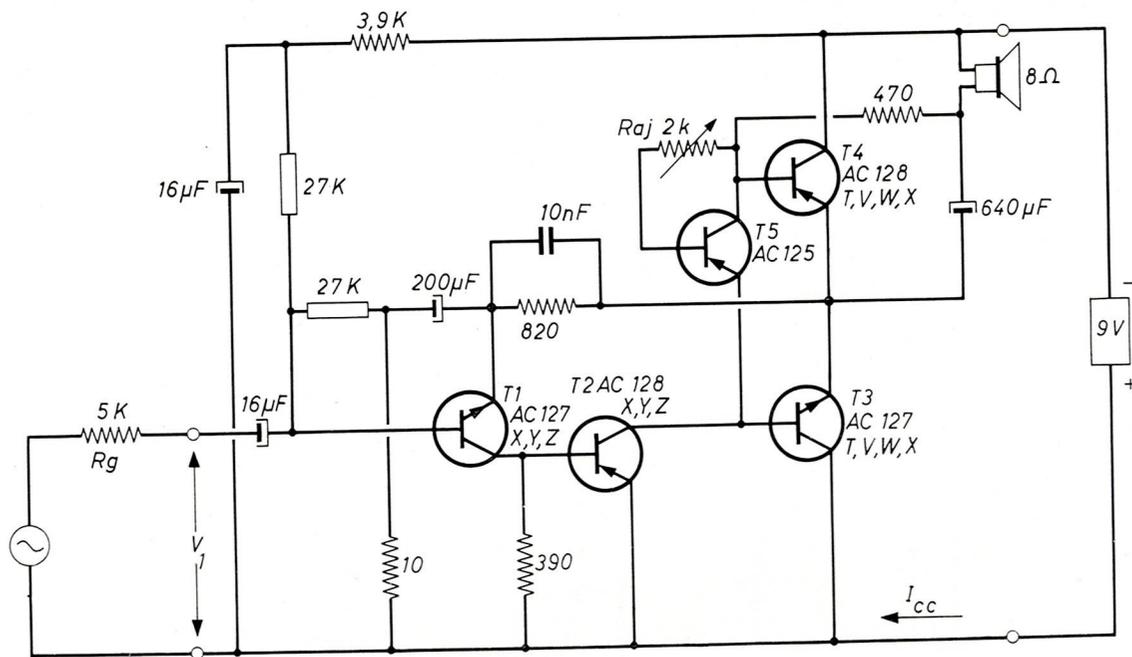


R en Ω , tol. 10%
 R en Ω , tol. 5%
 • CTN B 8 320 01 P/130E

- Distorsion $D = 4\%$ à 1 kHz (Puissance de sortie $P_2 = 0,5\text{ W}$)
- Réponse à la fréquence : 70 et 15 000 Hz (amplitudes à -3 dB)
- Sensibilité $v_1 \leq 45\text{ mV}$ (Puissance de sortie $P_2 = 0,5\text{ W}$)
- Résistance d'entrée totale : 10 k Ω
- Résistance du générateur (1) $R_g = 5\text{ k}\Omega$
- Température ambiante max : 55 °C
- Transistors de l'étage final montés sur un clip double 56 226
- Courant de repos de l'amplificateur $I_{CC0} = 10\text{ mA}$
- Courant de repos du transistor T_2 (AC 128) : 6 mA

(1) La résistance du générateur exerce une influence sur la boucle de contre-réaction. Les résultats obtenus sont différents si R_g n'est pas égale à 5 k Ω

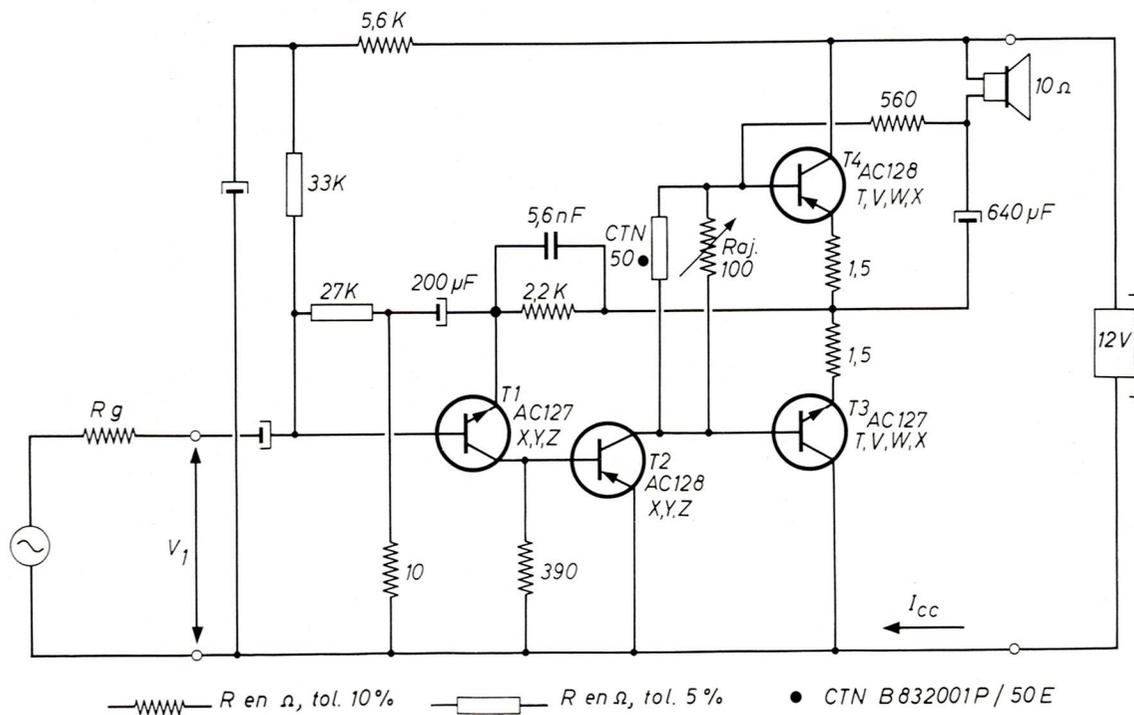
AMPLIFICATEUR POUR AUDIOFRÉQUENCES CLASSE B - 1 W - 9 V



R en Ω , tol. 10%
 R en Ω , tol. 5%

- Distorsion $D \leq 4\%$ (Puissance de sortie $P_2 = 1\text{ W}$)
- Réponse à la fréquence : 80 et 17 000 Hz (amplitudes à -3 dB)
- Sensibilité $v_1 \leq 45\text{ mV}$ (Puissance de sortie $P_2 = 1\text{ W}$)
- Résistance d'entrée totale : 10 k Ω
- Résistance du générateur $R_g = 5\text{ k}\Omega$
- Température ambiante : 45 °C max (avec T_3 , T_4 et T_5 sur clip double 56 226 et clip simple 56 227. Clips assemblés en contact thermique pour stabiliser les courants de repos).
- Température ambiante 55 °C max (mêmes clips mais radiateur $R_{th} = 30\text{ °C/W}$ surface 12 cm²)
- Courant de repos de l'amplificateur : 13 mA (réglage par R_{aj})
- Courant de crête dans T_3 et T_4 : 0,5 A
- Courant moyen de l'amplificateur ($P_2 = 1\text{ W}$) : 165 mA

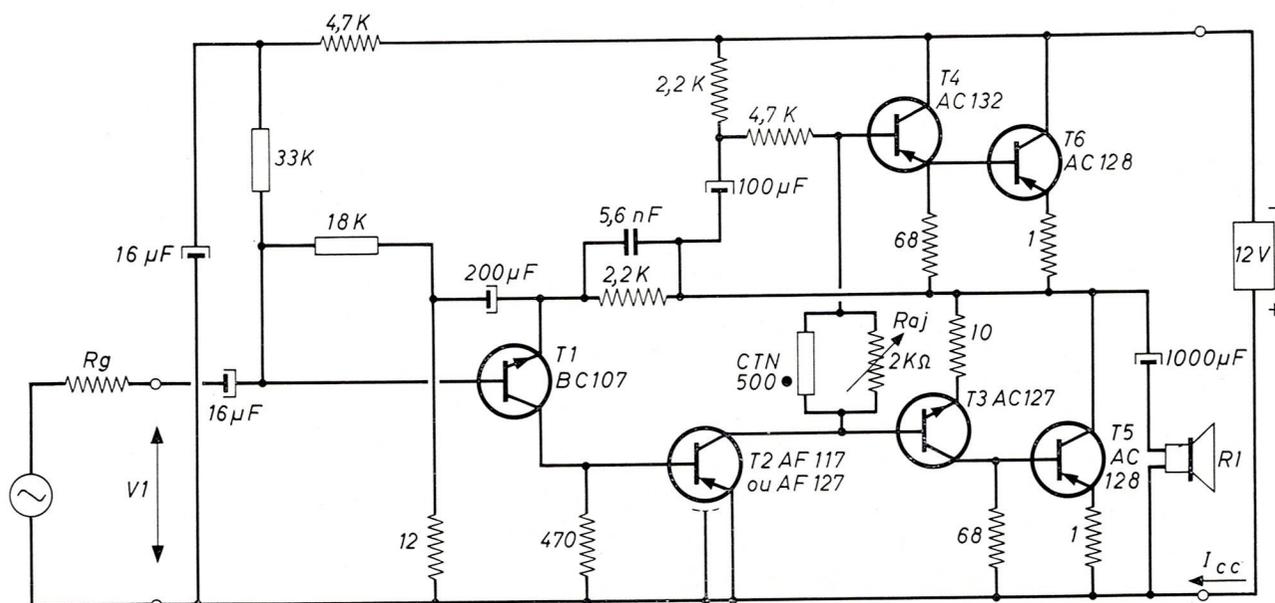
AMPLIFICATEUR POUR AUDIOFRÉQUENCES CLASSE B - 1,1 W - 12 V



- Distorsion $D \leq 4\%$ (Puissance de sortie $P_2 = 1,1$ W)
- Réponse à la fréquence : 70 et 15 000 Hz (amplitudes à -3 dB)
- Sensibilité $v_1 \leq 30$ mV (Puissance de sortie $P_2 = 1,1$ W)
- Résistance d'entrée totale : ≥ 8 k Ω
- Résistance du générateur (1) $R_g = 5$ k Ω
- Température ambiante max : 45 °C (ou 55 °C avec $R_{th} = 9$ °C/W)
- Transistors de l'étage final sur un clip double 56 226 et sur radiateur Al, épaisseur 0,8 mm, surface 12 cm², $R_{th} = 30$ °C/W
- Courant de repos de l'amplificateur $I_{CC0} = 13$ mA (réglage par R_{aj})
- Courant de repos du transistor T_2 (AC 128 X, Y, Z) : 9,5 mA
- Courant moyen de l'amplificateur $I_{CC} = 155$ mA ($P_2 = 1,1$ W)

(1) La résistance du générateur exerce une influence sur la boucle de contre-réaction. Les résultats obtenus sont différents si R_g n'est pas égale à 5 k Ω .

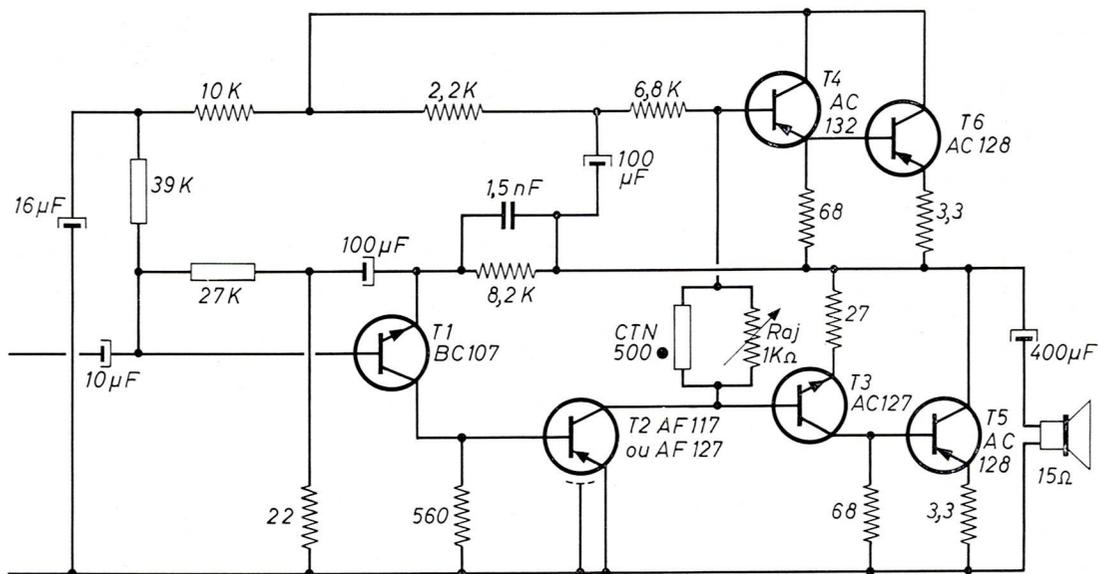
AMPLIFICATEUR POUR AUDIOFRÉQUENCES CLASSE B - 1,8 W à 2 W - 12 V



$\text{---}\text{---}\text{---}$ — R en Ω , tol. 10% $\text{---}\text{---}\text{---}$ — R en Ω , tol. 5% • CTN B8 320 01 P / 500 E

- | | | | |
|---|-----|-----|----------|
| — Résistance de charge R_L | 5 | 4 | Ω |
| 1 kHz, Puissance de sortie P_2 | 1,8 | 2 | W |
| — Distorsion $D \leq$ | 3 | 4 | % |
| — Réponse à la fréquence : 65 et 15 000 Hz (amplitudes à - 3 dB) | | | |
| — Sensibilité $v_1 \leq 20$ mV | | | |
| — Puissance de sortie | 1,8 | 2 | W |
| — Résistance d'entrée totale : 20 k Ω | | | |
| — Résistance du générateur $R_g = 5$ k Ω | | | |
| — Température ambiante : 55 °C max | | | |
| Transistors de l'étage final montés sur clip double 56 226 | | | |
| et sur radiateur $R_{th} \leq 9$ °C/W (Par exemple Al, épaisseur 1 mm, surface 50 cm ²) | | | |
| — Courant de repos de l'amplificateur $I_{CC0} = 7$ mA (réglage par R_{aj}) | 272 | 325 | mA |
| — Courant moyen de l'amplificateur | | | |

AMPLIFICATEUR POUR AUDIOFRÉQUENCES CLASSE B - 2,5 W - 24 V



$\sim\sim\sim\sim$ R en Ω , tol. 10% \square R en Ω , tol. 5% \bullet CTN B8 320 01P/500E

- Distorsion $D \leq 3\%$ (Puissance de sortie $P_2 = 2,5$ W)
- Réponse à la fréquence : 50 et 15 000 Hz (amplitudes à -3 dB)
- Sensibilité $v_1 \leq 24$ mV (Puissance de sortie $P_2 = 2,5$ W)
- Résistance d'entrée totale : 30 k Ω
- Résistance du générateur $R_g = 5$ k Ω
- Température ambiante max 45 °C (avec transistors de l'étage final montés sur clip double 56 226 et radiateur $R_{th} \leq 10$ °C/W, par exemple Al, épaisseur 1 mm, surface 45 cm 2)
- Température ambiante max 55 °C (même montage sur clip mais avec radiateur $R_{th} \leq 3$ °C/W)
- Courant de repos de l'amplificateur $I_{CC0} = 4$ mA (réglage par R_{aj})
- Courant moyen de l'amplificateur $I_{CC} = 185$ mA ($P_2 = 2,5$ W)

Les informations et schémas contenus dans cette documentation sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets.



Édité par le
Département Documentation
de la Division commerciale Électronique
MANUFACTURE BELGE DE LAMPES ET DE MATÉRIEL ÉLECTRONIQUE, S.A.

Publication Technique n° 1226/651