

Initiation à la pratique de l'électronique

AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS

Nous avons parlé le mois dernier du calcul des composants nécessaires à la polarisation d'un transistor. Outre le calcul des différents types d'amplificateurs, il est important d'insister sur les problèmes d'adaptation et des liaisons entre étages. En effet, l'amplificateur est inséré dans une chaîne, il doit apporter une certaine amplification sans dégrader d'autres caractéristiques de cette chaîne. Un seul étage est parfois insuffisant pour obtenir le gain souhaité, il faut donc lui ajouter un deuxième étage. La liaison se fait de façon directe (en continu) ou à travers un condensateur.

ADAPTATION D'IMPEDANCES

Il n'y a pas de formule unique pour le calcul d'un amplificateur BF. Chaque application a sa solution particulière.

Le cas le plus simple est celui de l'amplificateur dont on recherche un gain précis, sans prendre en considération les circuits l'environnant. On utilise alors un seul transistor, avec contre-réaction si le gain demandé n'est pas trop grand, ou deux étages (ou plus), si l'amplification totale doit être élevée.

Le plus souvent, le transistor est inséré dans une chaîne dans laquelle on doit tenir compte des impédances, des tensions et des courants. Dans de nombreux cas, la charge

du transistor est imposée. C'est par exemple un haut-parleur dont la valeur ohmique est donnée, et il s'agit d'obtenir en sortie la puissance la plus grande possible. L'ensemble peut être repré-

senté par un schéma synoptique composé de trois rectangles : la « source » aux bornes de laquelle se trouve le signal à amplifier, l'amplificateur lui-même, et la « charge » qui peut être la fin de la chaîne :

La réalisation d'un amplificateur à deux étages est délicate en ce qui concerne la stabilité et les distorsions. L'emploi de la contre-réaction transforme un bon amplificateur en amplificateur excellent, c'est-à-dire avec une distorsion extrêmement réduite. Mais il ne faut pas en déduire que l'on puisse réaliser un bon amplificateur à partir d'un montage mal conçu au départ. Aussi, la première étape consiste à calculer correctement l'amplificateur sans contre-réaction. C'est ensuite que l'on appliquera la contre-réaction et que l'on constatera l'amélioration.

écouteur, relais, ou l'entrée d'un autre amplificateur (fig. 1). Revenons sur ces trois rectangles, il peut s'agir pour le premier d'un préamplificateur, d'une cellule photoélectrique

écouteur, relais, ou l'entrée d'un autre amplificateur (fig. 1).

Revenons sur ces trois rectangles, il peut s'agir pour le premier d'un préamplificateur, d'une cellule photoélectrique

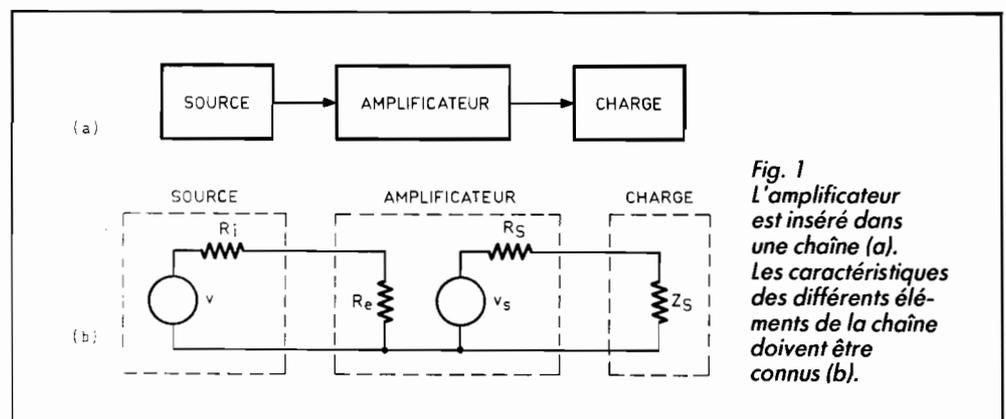


Fig. 1
L'amplificateur est inséré dans une chaîne (a). Les caractéristiques des différents éléments de la chaîne doivent être connus (b).

ou d'une tête de lecture d'un électrophone. De toute façon, les caractéristiques doivent être connues : tension v du signal disponible et résistance interne R_i de la source.

Ce circuit est relié à l'entrée de l'amplificateur qui, lui aussi, possède des caractéristiques précises d'entrée (R_e) et de sortie (V_s et R_s). La sortie de l'amplificateur est reliée à l'étage suivant dont l'impédance Z_L doit être connue.

La sortie de la source (tête de lecture, par exemple) ne doit pas être court-circuitée par la faible impédance d'entrée R_e de l'amplificateur. Si celle-ci est vraiment trop basse, il serait souhaitable d'insérer entre les deux blocs soit un étage d'adaptation (transistor monté en collecteur commun), soit un étage avec une résistance série dans l'entrée, comme nous l'avons expliqué le mois dernier. Du côté sortie, si nous avons besoin de transmettre une certaine puissance, l'impédance Z_L du haut-parleur, ou l'impédance d'entrée de l'étage suivant, doit être adaptée à la résistance R_s de l'amplificateur. On sait que « le maximum de puissance est transmis si les deux circuits ont des impédances identiques ». S'étant assuré que $R_e \approx R_i$ et $R_s \approx Z_L$, on calcule ensuite les éléments de l'amplificateur pour obtenir le gain désiré.

IMPEDANCE D'ENTREE DE L'AMPLIFICATEUR

Connaissant l'impédance R_i de la source, on recherchera un montage amplificateur ayant un R_e au moins égal à R_i . Nous savons que l'impédance d'entrée d'un transistor est généralement faible. La figure 2 rappelle brièvement l'ordre de grandeur de cette impédance d'entrée pour les trois montages fondamentaux.

Dans le catalogue des constructeurs, cette impédance d'entrée est caractérisée par h_i ou h_{i1} . Pour le BC 109, nous lisons que h_{ie} est situé entre 3,2 et 8,5 k Ω (valeur nominale 4,5 k Ω), et cela pour $I_c = 2$ mA, $V_{CE} = 5$ V et $f = 1$ kHz). L'indice « e » indique qu'il s'agit de l'impédance d'un émetteur commun. Comment avoir une idée un peu précise de cette valeur si on n'a pas les caractéristiques sous la main ?

D'abord, pour un montage base commune, cette impédance est approximativement égale au rapport $25/I_E$, I_E étant exprimé en milliampères. Pour un courant I_E de 0,5 mA, la résistance interne émetteur base est de l'ordre de 50 Ω .

Dans un montage émetteur commun, cette valeur est déjà plus élevée, puisqu'elle est multipliée par le gain de courant du transistor. Ainsi, β étant égal à 200, et pour le même courant émetteur (0,5 mA), cette impédance d'entrée qui était de 50 Ω en base commune passe à 10 k Ω . Nous avons vu le mois dernier que dans le cas d'un collecteur commun, l'impédance d'entrée est encore plus grande puisqu'elle est sensiblement égale à βR_E .

Il faut se souvenir que l'impédance d'entrée d'un montage, qu'il soit émetteur commun ou collecteur commun, est d'autant plus grande que l'impédance dans le circuit émetteur est élevée.

Dans le schéma de la figure 3a, l'impédance d'entrée est de 1 000 Ω . Nous augmentons cette valeur par insertion d'une résistance R_E non découplée entre émetteur et masse (b). Avec $R_E = 250$ Ω , l'impédance d'entrée du transistor monte à 50 k Ω . En shuntant cette résistance R_E par un condensateur C_E , cette impédance diminue. Pour la connaître, on a besoin de calculer la réactance de C_E à la fréquence du signal. Sachant qu'un condensateur de 1 μ F a

Base commune : 1 Ω à 50 Ω
 Emetteur commun : 200 Ω à 15 k Ω
 Collecteur commun : 50 k Ω à 5 M Ω

Fig. 2. - Ordre de grandeur de l'impédance d'entrée d'un transistor.

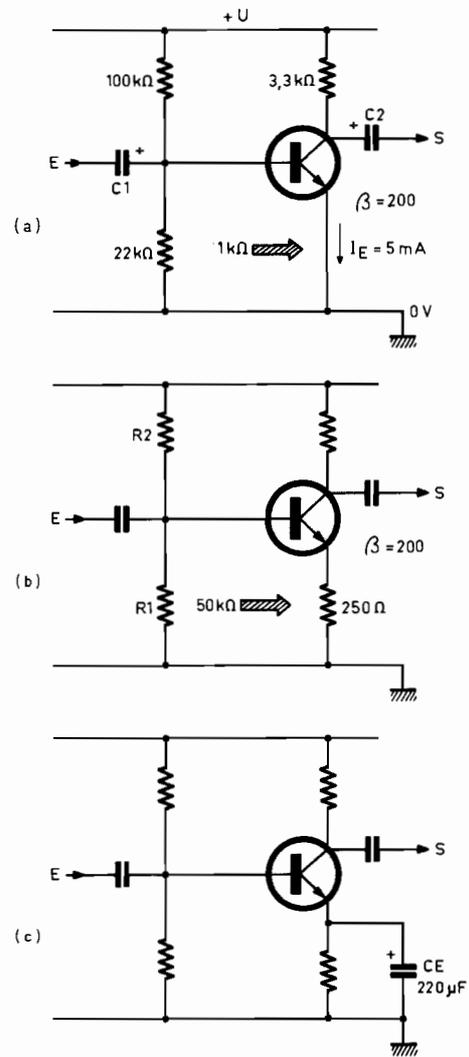


Fig. 3. - Dans un montage EC, l'impédance d'entrée varie dans de grandes proportions suivant les éléments placés entre émetteur et masse.

une réactance de 160Ω à la fréquence $1\,000\text{ Hz}$, nous voyons qu'en (c), l'impédance d'entrée du montage est considérablement réduite à cette fréquence, et que l'on retombe au montage (a) en ce qui concerne l'impédance en question. En revanche, le montage (c) a une bien meilleure tenue en température. Autre point à ne pas oublier pour le calcul de l'impédance d'entrée : les résistances R_1 et R_2 de polarisation. Sur la figure 3b, si $R_1 = 22\text{ k}\Omega$ et $R_2 = 100\text{ k}\Omega$, la résistance ajoutée en parallèle sur l'entrée est :

$$\frac{100 \times 22}{100 + 22} = 18\text{ k}\Omega$$

et l'impédance d'entrée du montage (entre E et la masse) chute de $50\text{ k}\Omega$ à $13\text{ k}\Omega$.

Une solution pour augmenter l'impédance d'entrée dans le cas d'un émetteur commun consiste à insérer une résistance dans le circuit de base, comme dans le schéma de la figure 7 de notre précédent article.

Une autre astuce est l'insertion d'une petite résistance en série avec l'ensemble $R_E C_E$ (fig. 4). Sans cette résistance de $33\ \Omega$, l'impédance d'entrée du transistor, en excluant la charge apportée par R_1 et R_2 , est de l'ordre de $2\,500\ \Omega$, elle monte à $6\,600\ \Omega$ grâce à la $33\ \Omega$ qui ne dérègle absolument pas le fonctionnement.

LIAISONS CAPACITIVES

Le choix de la valeur des condensateurs de liaison est primordial. Pour avoir une bonne transmission, la réactance de C_1 (fig. 3) doit être faible par rapport à l'impédance d'entrée du transistor, ce condensateur et cette impédance constituant un diviseur de tension. On a intérêt à choisir une valeur telle que la réactance à la fréquence la plus basse à transmettre soit inférieure ou égale au dixième de cette impédance d'entrée.

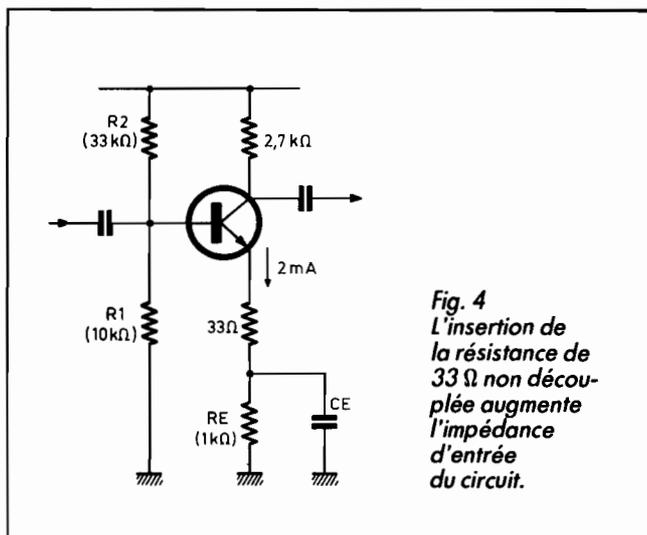


Fig. 4
L'insertion de la résistance de $33\ \Omega$ non découplée augmente l'impédance d'entrée du circuit.

Supposons que « R_e » de l'amplificateur soit de $500\ \Omega$ et que la fréquence la plus basse de la bande passante soit 100 Hz . La réactance de C (X_c) doit être inférieure à $50\ \Omega$ pour la fréquence 100 Hz , soit :

$$\frac{1}{C \times 6,28 \times F} < 50$$

ce qui donne :

$$C > \frac{1}{50 \times 6,28 \times 100}$$

Le condensateur aura la valeur de $0,33\ \mu\text{F}$.

La polarité du condensateur doit également attirer notre attention. L'armature positive est placée du côté du potentiel le plus positif. On suppose que le circuit précédant ce

transistor est pratiquement au potentiel de la masse. Ainsi, l'armature « plus » se trouve côté base. Il va de soi que si le transistor est du type PNP (alimenté par une tension négative), la polarité des condensateurs est inversée.

TENSION DE SORTIE ET POLARISATION

Si nous souhaitons obtenir un signal de grande amplitude en sortie, la tension de repos sur le collecteur doit être égale à la moitié de la tension d'alimentation. Cette tension continue de repos est déterminée par le pont de résistances du circuit de base. Elle peut

être réglée par le réglage d'un potentiomètre P comme sur la figure 5. Sur cette même figure, nous voyons l'amplitude de la tension de sortie. Sur la partie de gauche, la tension sur le collecteur est égale à la tension U divisée par deux, c'est la tension de repos, c'est-à-dire sans signal sur la base. Sur la partie droite, nous voyons la tension alternative amplifiée variant de part et d'autre de la tension de repos.

En choisissant bien cette tension de repos, le transistor peut donner en sortie une tension alternative dont la valeur crête-à-crête sera légèrement inférieure à la tension d'alimentation afin d'éviter les écrêtages.

Nous concevons que si la polarisation est telle que le courant de repos collecteur est plus élevé, la chute de tension dans R_c sera également plus forte et la tension de repos collecteur plus basse. Les alternances négatives en sortie risquent fortement d'être tronquées. De même, pour un courant de repos trop faible, ce sont les alternances positives qui seront écrêtées.

IMPEDANCE DE SORTIE DU TRANSISTOR

Parlons maintenant de l'impédance de sortie du transistor. Sur la figure 1, nous avons re-

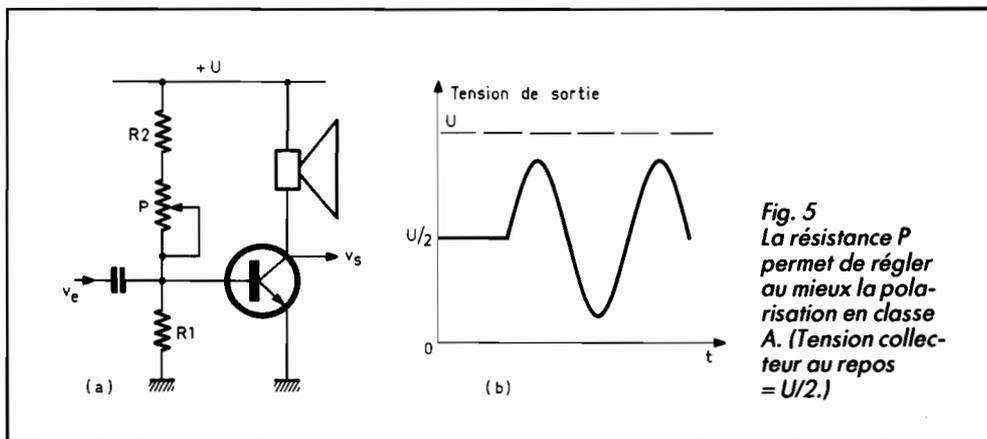


Fig. 5
La résistance P permet de régler au mieux la polarisation en classe A. (Tension collecteur au repos = $U/2$.)

présenté le schéma synoptique d'un amplificateur de tension. Le circuit de sortie de cet amplificateur est composé d'une source alternative fournissant une tension v_s égale à la tension à l'entrée de l'amplificateur multipliée par le gain de tension de l'amplificateur. La résistance R_s , en série avec cette source, doit être prise en considération pour obtenir en sortie soit une puissance maximale ($R_s = Z_L$), soit une tension maximale ($R_s < Z_L$).

Un transistor est un amplificateur de courant. Son circuit de sortie est représenté par un générateur de courant fournissant un signal βi_b , dont l'impédance est élevée et doit être placée en parallèle sur la sortie. La figure 6 donne l'ordre de grandeur de cette impédance de sortie pour les trois montages fondamentaux. Cette impédance est souvent désignée par h_0 ou h_{22} . Dans les catalogues des constructeurs, elle est généralement donnée sous sa forme admittance. Ainsi, toujours pour le BC 109, nous lisons que h_{oe} est de l'ordre de $30 \mu\Omega^{-1}$, soit 30 microsiesmens, dont l'inverse nous donne la valeur en ohms : 33,33 k Ω .

Le schéma équivalent en alternatif du montage émetteur commun est donné sur la figure 7. En pratique, la résistance R_u , représentant le circuit d'utilisation, est faible et n'est pas influencée par l'impédance interne de sortie du montage.

CONSIDÉRATIONS PRATIQUES

Nous venons de voir l'importance de l'impédance d'entrée de l'amplificateur à transistors. Si le transistor doit amplifier un signal provenant d'une source ayant une faible impédance interne, nous avons intérêt à choisir un

étage de faible impédance d'entrée. Si c'est un montage émetteur commun qui a été adopté, nous pouvons faire varier cette impédance d'entrée en jouant sur le courant I_c (que nous faisons varier en choisissant une résistance R_c plus ou moins grande). Pour le montage émetteur commun, la formule pratique donnant cette impédance est :

$$R_e = \frac{25 \times \beta}{I_E}$$

avec R_e en ohms et I_E en milliampères. Sachant que $I_E \approx I_c$, si le courant collecteur est de 0,5 mA avec $\beta = 200$, nous obtenons $R_e = 10 \text{ k}\Omega$. En passant de 0,5 à 5 mA, R_e chute de 10 k Ω à 1 k Ω .

En ce qui concerne la sortie du montage émetteur commun, l'impédance interne du transistor est si grande que l'on peut considérer celle du montage égale à R_c .

Pour le calcul du gain, une caractéristique utile à connaître est la pente du transistor. Nous en avons parlé le mois

dernier. Cette caractéristique n'apparaissant pas dans les manuels des constructeurs, nous donnons ici une formule pratique permettant de connaître sa valeur :

$$\text{Pente (en A/V)} = \frac{I_c \text{ (en mA)}}{25}$$

Un étage amplificateur à transistor, dont le courant I_c est de 0,5 mA, a une pente de 20 mA/V. Cela signifie qu'une variation de 0,1 V sur la base entraîne une variation de 0,1 x 20, soit 2 mA dans le collecteur. Cette pente est utile pour la connaissance du gain de tension d'un transistor :

$$\text{Gain de tension} = \text{pente} \times R_c$$

Au cas où la résistance d'émetteur R_E n'est pas découplée, le gain de tension est égal au rapport R_c/R_E .

Passons à différents cas pratiques. Lorsqu'il s'agit d'amplifier un signal faible provenant d'un microphone dynamique (10 à 200 Ω), nous utiliserons un montage émetteur commun classique. Si le signal à ampli-

fier provient d'une tête de lecture piézo-électrique (supérieure à 100 k Ω), on fera précéder l'étage émetteur commun par un collecteur commun. Encore mieux, on utilisera un émetteur commun avec une résistance série dans l'entrée.

Si le signal vient d'un circuit dont l'impédance n'est ni 100 Ω , ni 100 k Ω , mais de l'ordre de 10 k Ω par exemple, on calculera l'étage de telle sorte que son courant I_c ne soit pas trop élevé.

AMPLIFICATEURS A DEUX TRANSISTORS

Un deuxième transistor est ajouté si le gain est insuffisant. Mais ce deuxième étage, ayant une impédance d'entrée faible, court-circuitée plus ou moins l'étage qui le précède. Celui-ci devient un générateur de courant. Comme dans les générateurs de ce type, il y a intérêt à augmenter la résistance R_{c1} (fig. 8). La composante alternative sortant de T_1 se divise en deux. Plus la résistance R_{c1} est grande, plus élevée est la composante de courant se dirigeant vers la base de T_2 . Nous avons représenté sur cette figure 8 un circuit à couplage direct (sans condensateur de liaison). Une augmentation de courant due à une élévation de température am-

Base commune : 100 k Ω à 10 M Ω
 Emetteur commun : 10 k Ω à 50 k Ω
 Collecteur commun : 5 Ω à 50 Ω

Fig. 6. - Ordre de grandeur de l'impédance de sortie d'un transistor.

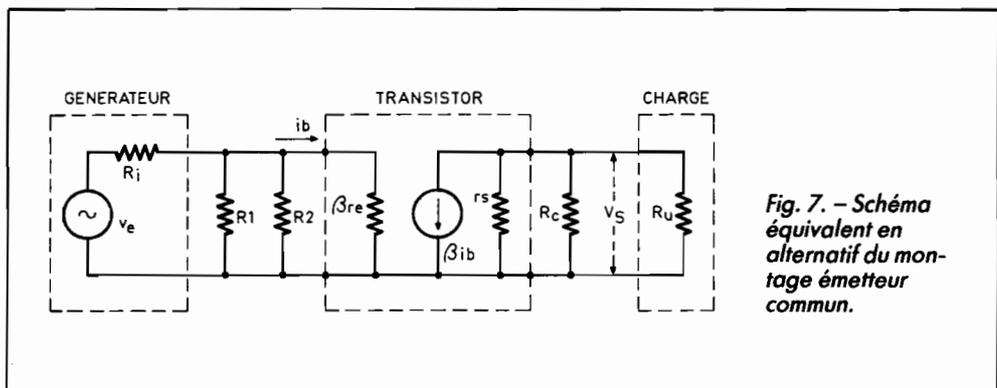


Fig. 7. - Schéma équivalent en alternatif du montage émetteur commun.

biente se trouve amplifiée par le deuxième transistor, risquant de dérégler la polarisation. Ce problème de stabilité peut être résolu par l'emploi de la contre-réaction.

CONTRE-REACTION

Comme point de départ de notre application, nous avons choisi un circuit simplifié au maximum (fig. 9). Il s'agit d'un amplificateur basse fréquence devant amplifier un signal faible (5 mV) provenant d'une cellule magnétique de lecteur de disque. La tension à la sortie de cet amplificateur doit être de 500 mV, tension devant attaquer un amplificateur BF classique prévu pour cellule piézo ($R_u = 10\text{ k}\Omega$).

L'impédance d'entrée du préamplificateur ne doit pas être inférieure à $10\text{ k}\Omega$. Le gain de tension du préamplificateur doit être égal à 100, ce qui fait un gain de 10 pour chaque étage.

On commence le calcul par le dernier étage. La résistance R_{c2} est choisie plus faible que la résistance R_u , de l'ordre du cinquième de cette résistance d'utilisation. Nous choisissons $R_{c2} = 2,2\text{ k}\Omega$ (valeur normalisée). La charge en alternatif du transistor devient $1,8\text{ k}\Omega$ ($2,2\text{ k}\Omega$ en parallèle sur

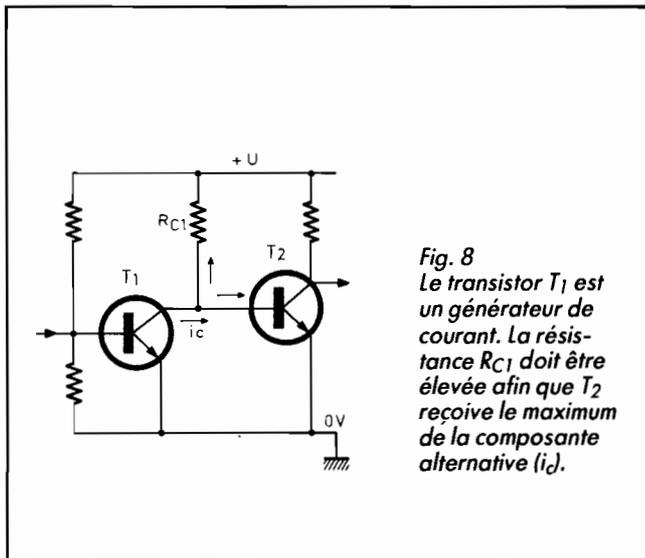


Fig. 8
Le transistor T_1 est un générateur de courant. La résistance R_{c1} doit être élevée afin que T_2 reçoive le maximum de la composante alternative (i_c).

$10\text{ k}\Omega$). Pour obtenir un gain de 10, la résistance R_{E2} devra avoir la valeur de $180\ \Omega$. Connaissant la valeur de la tension collecteur (égale à $U/2$) et en supposant que le gain β du transistor est égal à 100, nous calculons le courant de repos I_c (2 mA), le courant I_B ($20\ \mu\text{A}$) et la résistance R_{B2} ($430\text{ k}\Omega$). Nous passons au calcul du premier étage. La charge en alternatif est égale à R_{c1} en parallèle sur l'impédance d'entrée du deuxième étage. Celle-ci est composée d'une part par l'impédance interne du transistor T_2 ($\beta \times R_E = 18\text{ k}\Omega$) en parallèle sur

$430\text{ k}\Omega$, ce qui donne $17,3\text{ k}\Omega$. En choisissant environ le cinquième de $17,3\text{ k}\Omega$, nous prendrons pour R_{c2} la valeur $3,3\text{ k}\Omega$, et $330\ \Omega$ pour R_{E1} . Le transistor étant aussi polarisé en classe A, nous calculons les courants I_c (1,36 mA), I_B ($13,6\ \mu\text{A}$) et la résistance R_{B1} ($620\text{ k}\Omega$). L'impédance du préamplificateur est-elle supérieure à $10\text{ k}\Omega$ comme cela est demandé ? L'impédance d'entrée du transistor T_1 de $33\text{ k}\Omega$ ($\beta \times R_{E1}$) en parallèle sur $620\text{ k}\Omega$ est bien supérieure à cette valeur. Quelques remarques sont à faire au sujet de ce préamplifi-

cateur que nous venons de calculer. Si nous insérons dans le montage des résistances R_B ayant les valeurs calculées, nous pouvons être à peu près certains que la tension collecteur ne sera pas la tension désirée. La raison en est que le gain β des transistors est donné avec une très large tolérance ($\pm 50\%$). Le réalisateur aura pour tâche de rechercher par tâtonnement la bonne valeur de résistance. Un autre inconvénient dont nous avons parlé est le manque de stabilisation du courant collecteur.

En résumé, il nous faut une stabilisation en continu, pour obtenir une stabilisation constante, et une stabilisation en alternatif pour une certaine homogénéité des caractéristiques, gain de tension entre autres.

Ces deux types de stabilisation s'obtiennent par la contre-réaction. Celle-ci nous apporte également d'autres avantages : moins de distorsions et la possibilité de modifier les impédances d'entrée et de sortie.

La contre-réaction dans un amplificateur consiste à ramener de la sortie vers l'entrée une certaine partie du signal amplifié. Ce signal ramené à sa phase en opposition avec celle du signal injecté. Ceci se traduit par un gain total réduit et une amélioration des qualités de l'amplificateur.

Appliquons maintenant une contre-réaction au schéma étudié (fig. 9). Puisque le gain va être diminué, modifions les valeurs afin d'obtenir un gain de 1 000, que la contre-réaction va réduire à la valeur de 100.

Puisqu'il y a deux étages, le gain de chacun sera de $\sqrt{1\ 000}$, soit de 31,6. Généralement, le gain du deuxième est légèrement inférieur à celui du premier puisque la charge de sortie (R_u) présente une impédance plutôt faible. Choisissons des gains de 40 et 25.

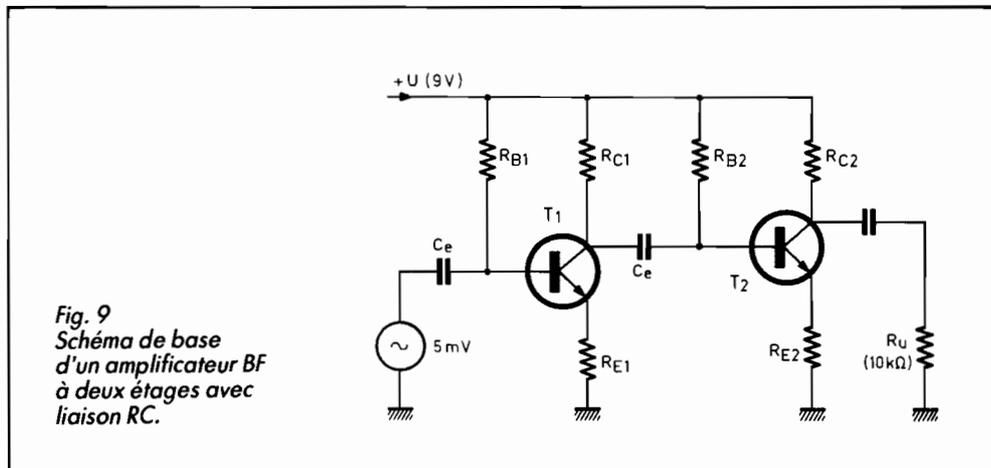


Fig. 9
Schéma de base d'un amplificateur BF à deux étages avec liaison RC.

Reprenons le calcul des éléments du deuxième étage. La charge du transistor reste à 1,8 kΩ, tandis que RE2 passe à 72 Ω (1 800/25 = 72). Comme 72 n'est pas une valeur normalisée, nous choisissons 68 Ω.

Pour déterminer les composants du premier étage, il nous faut en premier lieu connaître l'impédance d'entrée de T2 : elle est de l'ordre de 6,8 kΩ (β × RE2). La résistance RC1 sera de 1 200 Ω, et la charge en alternatif de T1 sera de 1 020 Ω. Avec 27 Ω dans le circuit émetteur, le gain de cet étage est de 37,7.

Le gain global de T1 et T2 fait bien 1 000 comme souhaité, mais nous nous apercevons que l'impédance d'entrée du préamplificateur est passée à 2 700 Ω alors qu'il fallait une impédance au moins égale à 10 kΩ. L'application de la contre-réaction dite « série » ramènera les choses en ordre.

APPLICATION DE LA CONTRE-REACTION

Le gain de l'amplificateur avec contre-réaction est donné par la formule :

$$G_{CR} = \frac{G}{1+rG}$$

Le gain de l'amplificateur seul est représenté par G. La lettre r désigne le taux de contre-réaction, soit le pourcentage de signal de sortie réinjecté à l'entrée. Ainsi, dans une application où G = 100 et r = 0,008, nous avons :

$$G_{CR} = \frac{100}{1 + (0,008 \times 100)}$$

soit $\frac{100}{1+0,8}$ ou 55.

Par transformation algébrique, nous obtenons :

$$r = \frac{G - G_{CR}}{G \times G_{CR}}$$

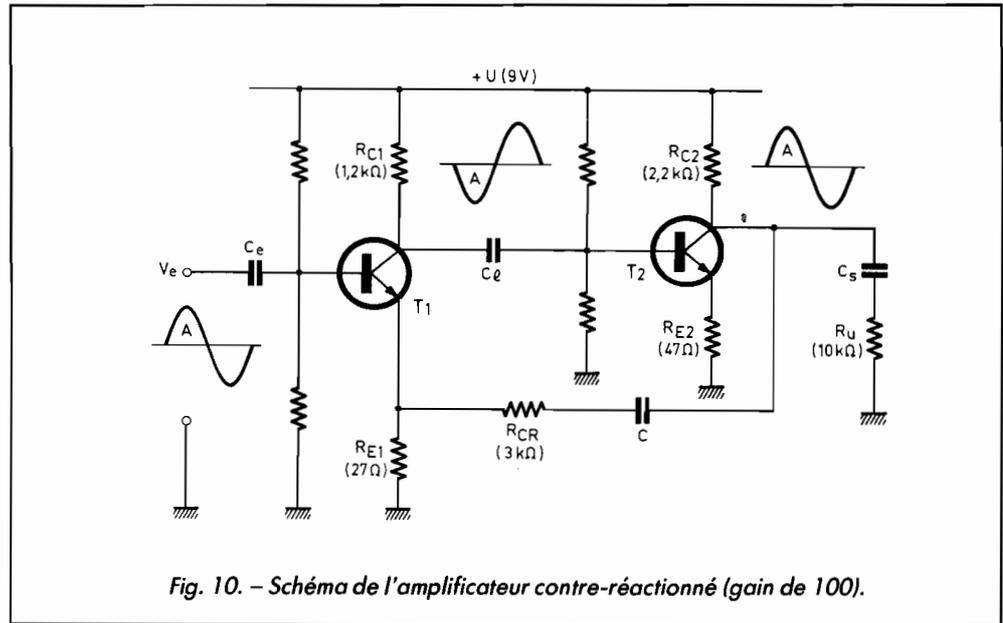


Fig. 10. - Schéma de l'amplificateur contre-réactionné (gain de 100).

que nous appliquons à notre exemple :

$$r = \frac{1\,000 - 100}{1\,000 \times 100} = 0,009$$

soit 0,9 %.

Le nouveau schéma est donné figure 10. Le signal ramené de la sortie vers l'entrée à travers C et RCR est bien en opposition

avec le signal incident ve. En effet, pour une alternance positive à l'entrée, cette alternance se retrouve négative sur le collecteur de T1 et à nouveau positive à la sortie de T2. La portion de cette alternance ramenée sur l'émetteur de T1 est bien en opposition avec le signal d'entrée

(une augmentation de tension sur l'émetteur équivaut à une diminution sur la base). Le condensateur C en série avec RCR a pour but de bloquer la composante continue qui pourrait amener un déséquilibre dans les polarisations. La réactance de C doit être négligeable par rapport à RCR pour la fréquence la plus basse à transmettre. Dans ce circuit de contre-réaction de tension, le taux r est donné par la formule :

$$r = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{CR}}$$

Connaissant RE1 et r, la résistance RCR est trouvée par la formule :

$$R_{CR} = R_{E1} \left(\frac{1}{r} - 2 \right)$$

Dans notre application nous avons :

$$R_{CR} = 27 \left(\frac{1}{0,009} - 1 \right)$$

soit 3 kΩ environ.

QUELQUES REMARQUES

Sur le collecteur de T2, nous avons maintenant en parallèle une charge supplémentaire

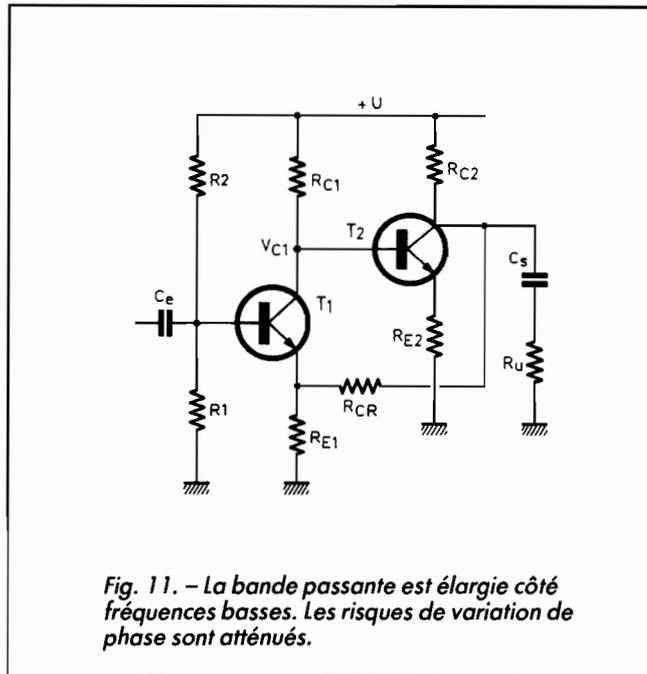


Fig. 11. - La bande passante est élargie côté fréquences basses. Les risques de variation de phase sont atténués.

$(R_{CR} + R_{E1})$, il y a donc nécessité de modifier R_{E2} pour retrouver le gain d'origine, soit $R_{E2} = 47 \Omega$.

L'ensemble R_{CR} et R_{E1} forme un diviseur de tension. Le condensateur C pourrait être supprimé du montage si la tension continue ramenée sur l'émetteur de T_1 était précisément égale à la tension devant normalement apparaître sur cette électrode.

Sur le schéma de la figure 10 un pont de résistances remplace la résistance R_B , ce qui améliore la stabilité.

LIAISON DIRECTE ENTRE DEUX ETAGES

La liaison capacitive pose des problèmes surtout pour la transmission des signaux de fréquence basse. Premièrement l'ensemble C_1 et impédance d'entrée de T_2 forme un diviseur de tension en alternatif. A cela s'ajoute un déphasage dû à C_1 , ce qui est dangereux, le signal ramené à l'entrée doit être rigoureusement en opposition avec le signal à amplifier.

On peut alors penser à joindre directement le collecteur de T_1 à la base de T_2 (fig. 11). Seuls restent C_0 et C_3 qui dépendent des circuits externes.

Dans ce montage à liaison directe, on s'arrange pour diminuer légèrement la tension collecteur de T_1 et on augmente la tension aux bornes de R_{E2} . Le fait d'abaisser légèrement la tension collecteur ne pose pas de problème puisque le signal alternatif sur le collecteur est généralement assez faible et que l'on ne craint pas l'écrêtage.

Le fait d'augmenter R_{E2} diminue la valeur crête-à-crête en sortie. Comme on n'exige que 500 mV aux bornes de R_u , cela n'apporte pas d'inconvénients dans notre application. Le seul point à noter est que l'augmentation de R_{E2} pour avoir une tension émetteur

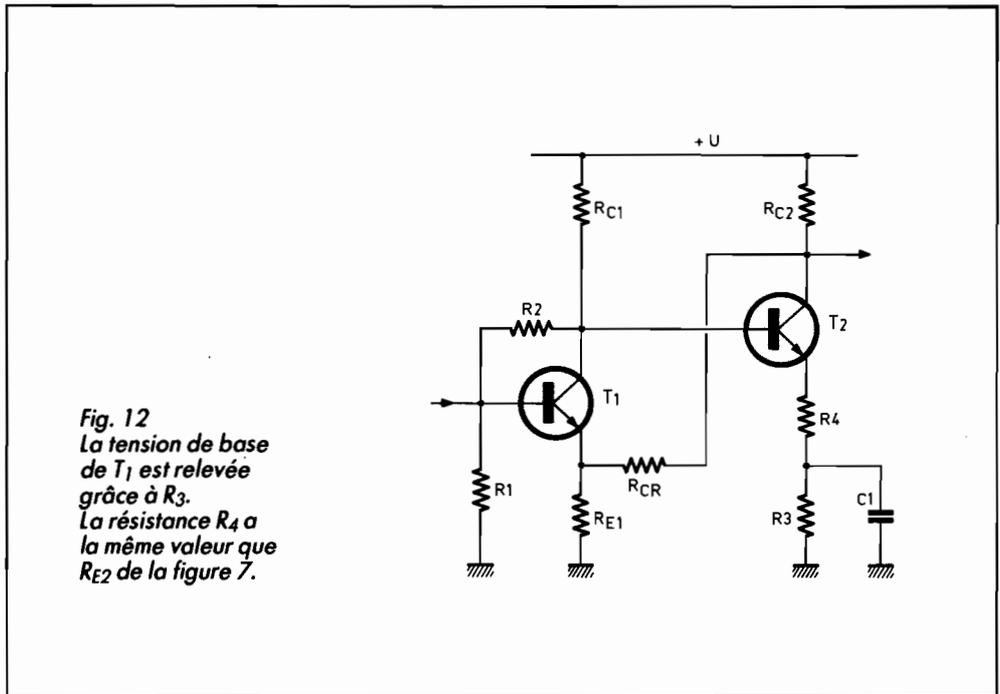


Fig. 12
La tension de base de T_1 est relevée grâce à R_3 .
La résistance R_4 a la même valeur que R_{E2} de la figure 7.

plus forte entraîne une diminution de gain de l'étage en question. Le remède est l'emploi d'une résistance supplémentaire en série avec R_{E2} . Cette nouvelle résistance est shuntée par un condensateur de forte valeur (fig. 12). Pour augmenter la stabilité en température, la résistance R_2 est reliée au collecteur de T_1 .

Un autre schéma assez courant est celui représenté sur la figure 13. Une augmentation accidentelle de I_{B1} entraîne un accroissement de V_{C1} et V_{E2} . Cela entraîne une chute de courant dans R_B , compensant l'augmentation initiale. La tension sur l'émetteur de T_2 est assez élevée pour que la polarisa-

tion de T_1 puisse se faire correctement. La contre-réaction agit également sur la valeur des impédances d'entrée et de sortie. Dans le cas du schéma de la figure 10, l'impédance d'entrée est multipliée par le facteur $(1 + r_G)$. Elle passe donc de 2 700 Ω à 2,7 k Ω .

J.-B. P.

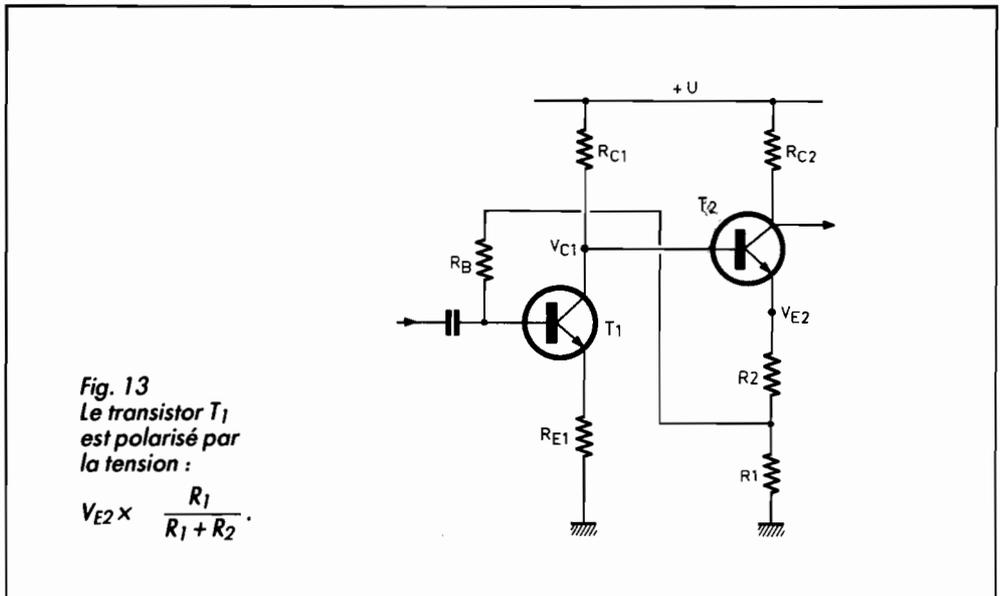


Fig. 13
Le transistor T_1 est polarisé par la tension :

$$V_{E2} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$