

AMPLIFICATEUR A DEUX ETAGES

(Suite voir n° 1699)

La contre-réaction transforme un bon amplificateur en amplificateur excellent. Par excellent, nous entendons : avec une distorsion extrêmement réduite. Il ne faut pas en déduire que l'on puisse réaliser un amplificateur de bonne qualité à partir d'un amplificateur mal conçu au départ. Aussi, la première étape est-elle de calculer correctement l'amplificateur sans contre-réaction. Les composants et leurs valeurs devront être choisis avec soin dans le but d'obtenir un gain élevé avec le moins de distorsion possible. C'est ensuite que l'on appliquera la contre-réaction, et que l'on pourra constater l'amélioration de qualité.

Les circuits de contre-réaction se trouvent dans la majorité des montages à transistor, aussi bien pour obtenir une bonne stabilité en température que pour en améliorer les performances. Cet article illustre comment procéder dans le cas d'amplificateur à deux étages à liaison directe.

Nous avons vu aussi dans la première partie que la portion du signal ramené de la sortie vers l'entrée pouvait être soit en fonction de la tension de sortie (signal pris sur un pont diviseur), c'est la **contre-réaction de tension**, soit en fonction du courant de sortie (signal pris aux bornes d'une petite résistance ajoutée en série avec la résistance d'utilisation), c'est la **contre-réaction d'intensité**. Ces signaux sont appliqués à l'entrée, soit en **parallèle**, soit en **série** avec le signal à amplifier.

Si nous rappelons cela, c'est pour dire que la

contre-réaction agit sur la valeur des impédances d'entrée et de sortie, et que cette action dépend du mode d'application du signal à l'entrée. Dans une contre-réaction série, l'impédance d'entrée se trouve multipliée par le facteur $(1 + rG)$. Si cette contre-réaction est parallèle, l'impédance d'entrée est divisée par ce même facteur. En ce qui concerne l'impédance de sortie, elle est, dans les deux cas, divisée par $(1 + rG)$.

Sur la figure 1, nous avons représenté une contre-réaction appliquée en parallèle à l'entrée. Sans contre-réaction, le gain de

Action sur les impédances d'entrée et de sortie

Pour reprendre notre entretien sur la contre-réaction, rappelons brièvement quelques-unes de ses caractéristiques. Cette contre-réaction peut se faire en **continu** comme celle qui est employée dans les circuits à transistors pour stabiliser la polarisation.

Dans les amplificateurs BF, on utilise beaucoup la contre-réaction en **alternatif** afin de diminuer les distorsions et d'améliorer la courbe de réponse, et cela au détriment du gain, d'où l'intérêt d'avoir un gain élevé au départ (amplificateur à deux étages).

Avec cette technique, on obtient également une stabilité accrue : les variations du gain dues aux tolérances des caractéristiques des transistors se trouvent très réduites.

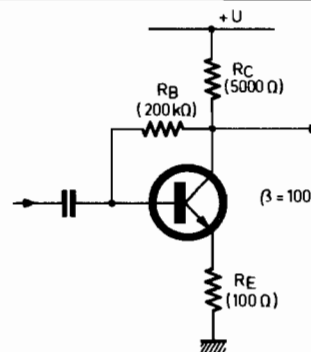


Fig. 1. — Exemple de contre-réaction appliquée en parallèle.

l'étage est égal à 50 (R_c/R_E) et l'impédance d'entrée est de 10 kΩ (= βR_E). La résistance R_B , telle qu'elle est branchée, apporte un taux de contre-réaction égal à :

$$\frac{\text{impédance d'entrée}}{R_B}$$

soit $r = 0,05$.

L'impédance d'entrée sera donc divisée par $(1 + rG)$, qui est égal à : $1 + (0,05 \times 50)$ soit 3,5. L'impédance d'entrée devient donc de l'ordre de 2,8 kΩ.

Sur la figure 2, nous avons le premier étage d'un amplificateur dont nous appliquons une contre-réaction série. Sans cette dernière, le gain et l'impédance d'entrée sont les mêmes que dans

l'exemple précédent. En supposant que le taux de contre-réaction soit le même (0,05), l'impédance d'entrée passe de 10 kΩ à 35 kΩ.

Autre exemple de contre-réaction appliquée en tension : le montage collecteur commun (fig. 3). La contre-réaction est totale, ce qui veut dire que toute la tension de sortie est ramenée à l'entrée. Le taux de contre-réaction est égal à 1, et le gain de tension est légèrement inférieur à l'unité

$$G_r = \frac{G}{1 + G}$$

On sait que l'avantage de ce montage est de posséder une impédance d'entrée très élevée.

Pour terminer ce tour d'horizon, n'oublions pas de dire qu'avec une réaction négative, la réponse en fréquence se trouve très élargie. La fréquence la plus basse est divisée par $(1 + rG)$, tandis que la plus haute est multipliée par ce même facteur (fig. 4).

Amplificateur contre-réactionné à deux étages

Reprenons maintenant notre schéma d'amplificateur à deux étages et à liaison résistance-capacité (fig. 5) et essayons de lui appliquer une contre-réaction.

Nous avons montré le mois dernier comment dé-

terminer les éléments de l'ampli. Si nous souhaitons toujours un gain global de 100 en tension, nous devons prévoir un gain sans contre-réaction bien supérieur.

Modifions donc les valeurs du schéma pour lui donner un gain de 1 000, l'application de la contre-réaction devant le 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 étage est légèrement inférieur à celui du premier puisque la charge de sortie (R_U) présente une impédance plutôt faible. En choisissant pour T_1 un gain de 40 et pour T_2 un gain de 25, l'amplification totale en

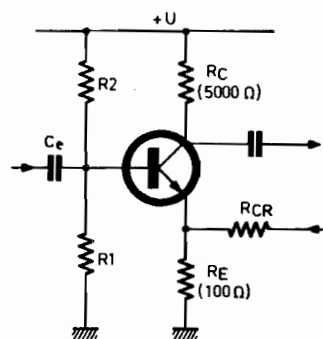


Fig. 2. - Exemple de contre-réaction appliquée en série.

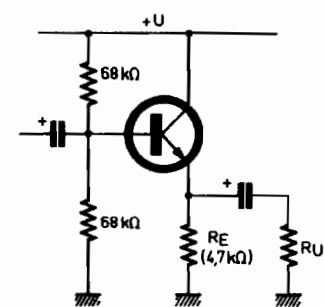


Fig. 3. - Dans un montage collecteur commun la contre-réaction est totale.

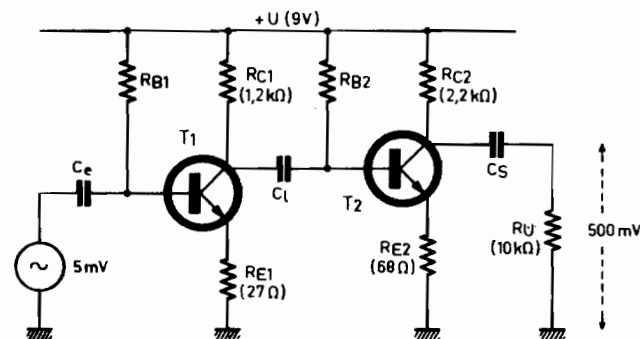


Fig. 5. - Schéma de base de l'amplificateur avant application de la contre-réaction (gain de 1000).

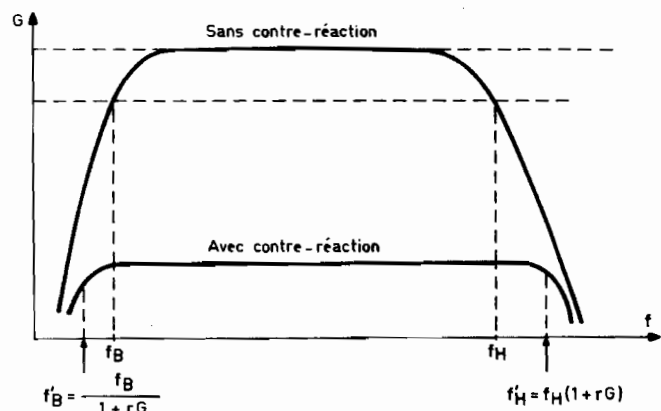


Fig. 4. - Elargissement de la bande passante par application de la contre-réaction.

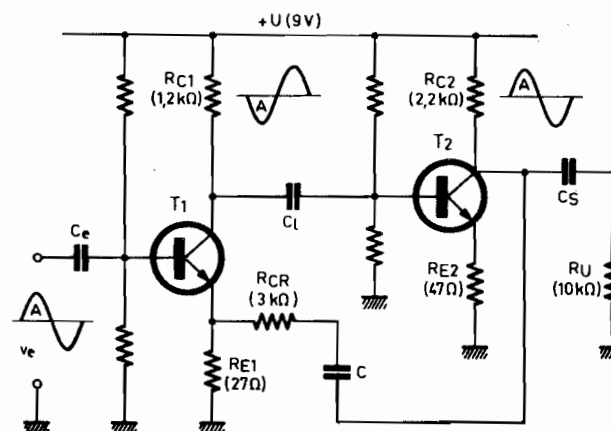


Fig. 6. - Schéma de l'amplificateur contre-réactionné (gain de 100).

tension est bien de 1 000.

Reprenons le calcul des éléments du deuxième étage. La charge de T_2 reste à $1,8 \text{ k}\Omega$ ($10 \text{ k}\Omega$ en parallèle sur $2,2 \text{ k}\Omega$), tandis que R_{E2} sera de 72Ω ($1\ 800/25$). Cette valeur n'étant pas normalisée, nous choisirons 68Ω , ce qui augmente légèrement le gain de T_2 (26,5).

Pour déterminer les composants du premier étage, il nous faut en premier lieu connaître l'impédance d'entrée de T_2 ; elle est grosso modo égale à $6,8 \text{ k}\Omega$ ($\beta \times R_{E2}$). La résistance R_{C1} aura pour valeur $1\ 200 \Omega$, ce qui donne $1\ 020 \Omega$ comme charge de T_1 . Avec 27Ω dans l'émetteur de T_1 , le calcul du gain de cet étage nous donne 37,7. Le gain global de T_1 et de T_2 fait bien 1 000 comme nous le voulions, mais nous nous apercevons que l'impédance d'entrée de l'amplificateur est de $2\ 700 \Omega$ alors qu'il fallait une impédance au moins égale à $10 \text{ k}\Omega$. L'application d'une contre-réaction série ramènera les choses en ordre, l'impédance d'entrée, dans ce cas, étant multipliée par $(1 + rG)$.

Application de la contre-réaction

Nous devons maintenant ramener le gain de tension à la valeur 100. Autrement dit nous devons appliquer la formule :

$$G_r = \frac{G}{1 - rG}$$

afin de connaître le taux de réaction r . Par transformation algébrique, nous obtenons :

$$r = \frac{G_r - G}{G \times G_r}$$

soit pour notre exemple $-0,009$ ou $-0,9 \%$. Le nouveau schéma est donné figure 6.

Le signal ramené de la sortie vers l'entrée à travers C et R_{CR} est bien en opposition avec le signal incident v_e . En effet, pour une alternance positive à l'entrée, cette alternance se retrouve négative sur le collecteur de T_1 et à nouveau positive à la sortie de T_2 . La position de cette alternance ramenée sur l'émetteur de T_1 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 R_{CR} , a été mis pour bloquer la composante continue qui pourrait amener un déséquilibre dans les polarisations. La réactance de C doit être négligeable par rapport à R_{CR} pour la fréquence la plus basse à transmettre.

Pour cette contre-réaction de tension, le taux r est égal à :

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

Les valeurs de r et de R_{E1} étant connues (respectivement $0,005$ et 27Ω) il nous reste à connaître R_{CR} , qui est obtenu après quelques manipulations algébriques :

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

soit $3 \text{ k}\Omega$ environ.

Formule simplifiée

Nous avons donné en première partie une formule simplifiée du gain avec contre-réaction :

$$G_r = \frac{1}{r}$$

nous pouvons l'appliquer ici puisque rG est assez grand par rapport à 1. Cela permet de calculer plus rapidement r connaissant :

$G_r : r = 1/G_r$, soit dans notre exemple :

$$r = \frac{1}{100} \text{ ou } 0,01,$$

ce qui donne un taux de contre-réaction de 1% au lieu de $0,9 \%$ par la première formule.

Quelques remarques

On se rend compte que la charge de T_2 a changé puisque, sur le collecteur de T_1 , nous avons maintenant en parallèle une résistance supplémentaire ($R_{CR} + R_{E1}$). Cette charge sur T_1 n'est plus $1,8 \text{ k}\Omega$ mais $1\ 125 \Omega$. Il y a donc nécessité de modifier R_{E2} pour retrouver le gain de 25. Nouvelle valeur de R_{E2} : 47Ω .

L'ensemble R_{CR} et R_{E1} forme un diviseur de tension. Le condensateur C pourrait être supprimé du

montage si la tension ramenée sur l'émetteur de T_1 était précisément égale à la tension devant normalement apparaître sur cette électrode.

On peut également jouer sur la valeur de C afin que le taux de réaction soit variable en fonction de la fréquence. Rien n'est changé aux fréquences les plus élevées si X_C est négligeable par rapport à R_{CR} . En revanche, aux fréquences basses, pour lesquelles on recherche souvent une amplification accrue pour remédier à certaines déficiences du haut-parleur, on préfère retrouver un gain plus élevé et, pour cela, diminuer la contre-réaction. Le taux de contre-réaction n'est plus :

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

$$\text{mais } \frac{R_{E1}}{\sqrt{(R_{E1} + R_{CR})^2 + X_C^2}}$$

avec $X_C = \frac{1}{6,28 \times C \times F}$
 F se situant parmi les fréquences les plus basses à transmettre.

En ce qui concerne les condensateurs C_e , C_1 et C_s , leur réactance, aux fréquences les plus basses, doit être faible par rapport aux impédances qui les suivent (respectivement : impédance d'entrée de T_1 , impédance d'entrée de T_2 et impédance de charge R_u).

Liaison directe entre les deux étages

Malgré son apparence, la liaison capacitive pose des problèmes surtout pour la transmission des signaux de fréquence basse. Premièrement, l'ensemble « condensateur de liaison - impédance d'entrée de T_2 » forme un diviseur de tension dont le signal transmis

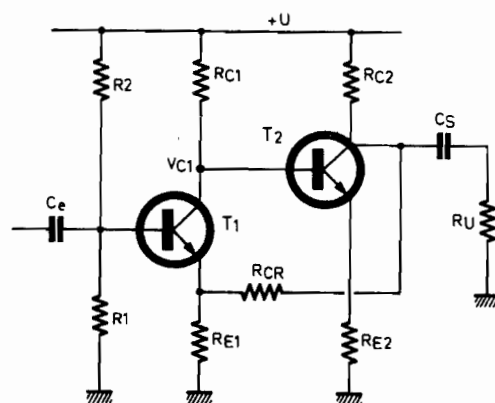


Fig. 7. - La bande passante est élargie côté fréquences basses. Les risques de variation de phase sont atténués.

est d'autant plus petit que la fréquence est plus basse (la réactance de C_1 est inversement proportionnelle à la fréquence). A cela s'ajoute un déphasage dû à C_1 qui, s'il est trop important, jouera des tours au concepteur puisque, dans un ampli contre-réactionné, il est de toute nécessité que le signal ramené à l'entrée soit rigoureusement en opposition avec le signal à amplifier.

On peut alors penser réaliser une liaison directe entre collecteur de T_1 et base de T_2 , comme cela est représenté sur la figure 7. Seuls restent C_1 et C_3 qui dépendent des circuits externes.

Dans le schéma avec liaison par condensateur, nous avons choisi une tension collecteur (tension de repos) égale à $U/2$. Et quant à la tension vers la base de T_2 , il se trouve qu'elle est assez faible, puisque c'est la somme de V_{BE} (0,6 V) et de la tension émetteur, celle-ci étant souvent à bas niveau afin de recueillir sur le collecteur le maximum de tension sans écrêtage.

Donc la première chose à faire est de s'arranger pour que V_{C1} soit égal à $0,6 \text{ V} + R_{E2} I_{E2}$, c'est-à-dire que nous abaisserons légèrement V_{C1} et augmenterons davantage la chute de tension aux bornes de R_{E2} . Le fait d'abaisser légèrement la tension collecteur de T_1 ne pose pas de problèmes puisque le signal alternatif sur le collecteur est généralement assez faible et que l'on ne craint pas l'écrêtage. Ainsi, pour prendre un exemple numérique, abaissons de 6 à 3 V la tension V_{C1} . Il en découle que la chute de tension aux bornes de R_{E2} devra être de 2,4 V, ce qui aura pour effet de diminuer la valeur crête à crête en sortie. Comme on n'exige que 500 mV aux bornes de R_{E1} , cela n'apporte pas d'inconvénients.

Le seul point à noter est que le fait d'augmenter R_{E2} pour avoir une tension émetteur 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. 8). Le gain de T_2 garde ainsi sa valeur initiale (impédance de charge/ R_4) et la chute aux bornes de R_3 relève le niveau de tension. A la fréquence la plus faible à transmettre, la réactance de C_1 doit être très petite par rapport à la valeur ohmique de R_3 . On prend généralement

$$X_C = \frac{R}{10}$$

Si $R = 100 \Omega$ et que la fréquence la plus basse à transmettre est de 30 Hz, X_C aura la valeur 10, et la valeur du condensateur C_1 sera égal à :

$$\frac{1}{10 \times 6,28 \times 30}$$

soit $0,5 \mu\text{F}$

Avec les amplificateurs à liaison directe, il faut aussi faire très attention à la stabilisation en température. Le gain de courant global étant le produit des « β » (dans notre exemple $\beta_1 \times \beta_2 = 10\,000$), une très légère dérive du courant à l'entrée due à la température se retrouve très élevée en sortie, aussi veillera-t-on, non seulement aux va-

leurs des tensions, mais aussi à la polarisation de T_1 . Un pont de résistances (R_1 et R_2) est indispensable sur la base. Il serait même préférable de relier la résistance R_2 sur le collecteur de T_1 dans le but d'augmenter la stabilité.

Autres schémas

Un schéma assez courant est celui de la figure 9. Une augmentation de I_{B1} entraîne un accroissement de I_{C1} d'où diminution de V_{C1} et de V_{E2} . Cela entraîne une chute du courant dans R_B , compensant l'augmentation accidentelle initiale.

Ici, la tension sur l'émetteur de T_2 est assez élevée pour que la polarisation de T_1 puisse se faire correctement. La tension aux bornes de R_{E1} est donc faible et la tension de V_{C2} n'est plus $U/2$ mais se rapproche de U .

Un autre schéma, plus élaboré, est donné figure 10. Les données sont les mêmes que pour le premier schéma. La tension V_{C2} doit être relevée du fait de la valeur plus importante de V_{E2} nécessaire pour la

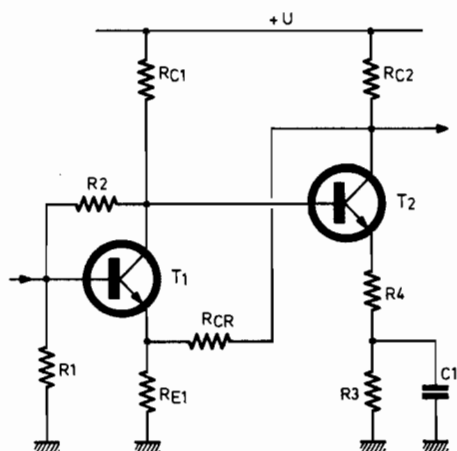


Fig. 8. — La tension de base de T_1 est relevée grâce à R_3 . La résistance R_4 a la même valeur que R_{E2} de la figure 7.

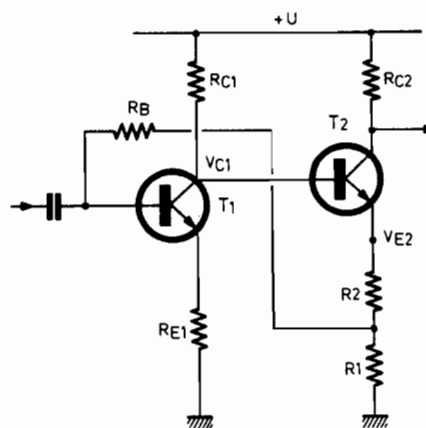


Fig. 9. — Le transistor T_1 est polarisé par la tension $V_{E2} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

polarisation de T_1 . En prenant une tension V_{C2} de 6,8 V, le courant I_{C2} est de

$$1 \text{ mA} \left(\frac{9 - 6,8}{2,2 \text{ k}\Omega} \right)$$

et I_{B2} est égal à

$$10 \mu\text{A} \left(\frac{1 \text{ mA}}{100} \right)$$

En choisissant une tension V_{E2} de 4 V, on obtient la somme des résistances $R_4 + R_5$ égale à

$$4 \text{ k}\Omega \left(\frac{4 \text{ V}}{1 \text{ mA}} \right)$$

On connaît alors la tension collecteur de T_1 (4,6 V).

La résistance R_{C1} jouant ainsi le rôle de polarisation pour le transistor T_2 , nous la choisissons assez élevée, par exemple : 22 k Ω , ce qui donne un courant dans cette résistance de

$$0,2 \text{ mA} \left(\frac{9 \text{ V} - 4,6 \text{ V}}{22 \text{ k}\Omega} \right)$$

et un courant I_{B1} de

$$2 \mu\text{A} \left(\frac{200 \mu\text{A}}{100} \right)$$

En prenant $R_4 = R_5 = 2 \text{ k}\Omega$, la tension sur la base de T_1 est de 2 V (la très faible chute de tension dans R_B est négligeable). La tension V_{E1} est égale à 1,4 V (2 V - 0,6 V)

et la somme $R_1 + R_2$ est de 7 k Ω $\left(\frac{1,4 \text{ V}}{0,2 \text{ mA}} \right)$

La résistance R_1 pour la contre-réaction pourra être choisie égale à 1,1 k Ω , et R_2 à 5,9 k Ω (valeurs normalisées).

En appliquant la formule $G_r = 1/r$ ou $r = 1/G_r$, soit $r = 0,01$ (avec $G_r = 100$), la résistance R_3 devra avoir pour valeur 110 k Ω (1 100 \times 100).

Avant d'insérer cette dernière résistance, il est prudent de s'assurer qu'elle n'apporte pas de déséquilibre dans le circuit, sinon il faudra rechercher d'autres valeurs pour R_1 , R_2 et R_3 .

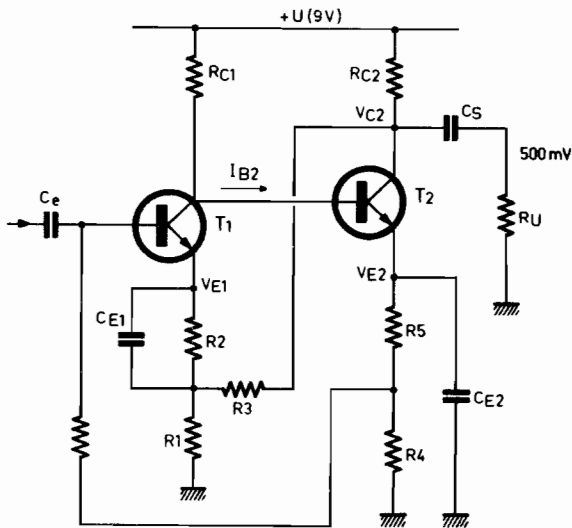


Fig. 10. - Schéma classique d'amplificateur à deux étages.

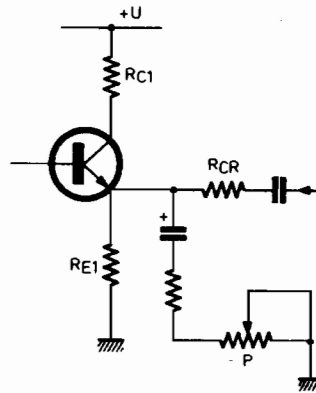


Fig. 11. - Dosage de la contre-réaction.

Contre-réaction sélective

Un ou plusieurs condensateurs placés judicieusement permettent de faire varier la contre-réaction, donc le gain, en fonction de la fréquence. Sur le schéma de la figure 6, le condensateur voit sa réactance augmenter, d'autant plus que les fréquences sont plus basses, ce qui a pour effet de diminuer la contre-réaction, d'où un gain plus fort à ces fréquences. Le même effet pourrait être obtenu par un condensateur placé en parallèle sur la résistance R_{E1} . Sur la figure 11, nous avons représenté un tel circuit, utilisant un potentiomètre (P) afin de remonter plus ou moins le signal en amplitude.

Nous donnons pour terminer le schéma d'un pré-amplificateur contre-réactionné relevé sur châssis de chaîne « HiFi » et destiné à une cellule magnétique. Les condensateurs rajoutés dans la boucle de contre-réaction permettent d'améliorer la courbe de réponse en fréquence. Les deux pré-amplificateurs sont suivis par un montage collecteur commun chargé par le potentiomètre de volume.

J.-B. P.

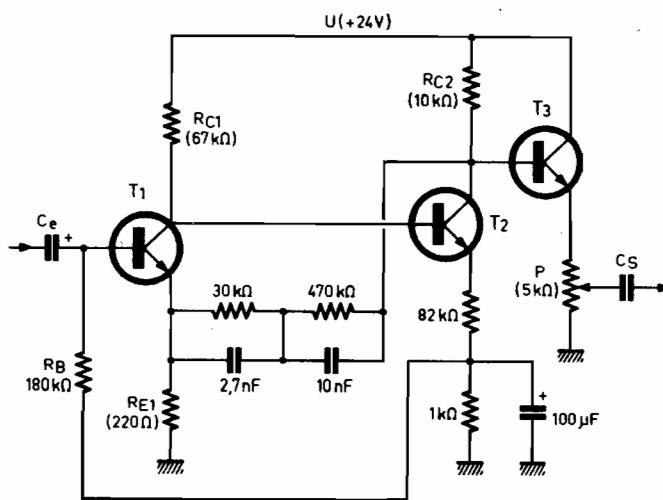


Fig. 12. - Utilisation de la contre-réaction sélective.