

Initiation à la pratique de l'électronique

LE TRANSISTOR EN AMPLIFICATEUR

LE TRANSISTOR UTILISÉ EN AMPLIFICATEUR

Nous avons déjà parlé du transistor au cours des précédents articles de cette série d'initiation. Aujourd'hui, nous nous attacherons plus particulièrement à l'aspect amplification de ce composant. Nous commencerons par les amplificateurs à un seul transistor, monté en émetteur commun et utilisé pour des applications de basses fréquences.

Le transistor est un dispositif amplificateur de courant. Une légère variation de courant dans son circuit de base entraîne une importante variation de son courant collecteur. Le schéma type d'un amplificateur à transistor est donné sur la figure 1. Le transistor est un modèle au silicium (BC 109), cas le plus fréquent actuellement. La tension base-émetteur est de 0,6 V. Le montage ne comporte que deux

Le but de cet article est de montrer comment utiliser un transistor en amplificateur de petits signaux, et d'indiquer comment calculer les composants qui lui sont associés.

Nous parlerons surtout des montages à émetteur commun, sans pour autant négliger le « collecteur commun », bien utile lorsqu'il faut résoudre des problèmes d'adaptation d'impédances.

Mais avant d'utiliser les formules, il est nécessaire de connaître les caractéristiques de ces transistors et de savoir ce qu'elles représentent.

résistances, R_C et R_B , dont les valeurs sont fonction de la tension d'alimentation, du type de transistor et du courant collecteur choisi par le concepteur.

Si nous disposons de deux piles de 4,5 V, d'une résistance de 4,7 k Ω (pour R_C) et que nous savons que notre transistor a un gain de courant B égal à 250, il faut encore défi-

nir le courant collecteur, ou la tension collecteur, pour calculer la résistance R_B .

Si $I_C = 1$ mA, le courant de base sera I_C/B , soit 4 μ A. Etant donné que la jonction base-émetteur du transistor silicium est de 0,6 V, et en appliquant la loi d'Ohm, on sait que la résistance R_B doit être de

$$2 \text{ M}\Omega = \frac{9 - 0,6}{4 \times 10^{-6}} \approx 2 \times 10^6$$

En fait, un schéma aussi simple est à déconseiller. D'abord pour sa mauvaise tenue en température, puis aussi pour la raison suivante : si nous remplaçons le transistor par un autre du même modèle (BC 109), nous n'obtiendrons pas forcément la même tension de sortie. En effet, le gain de courant d'un transistor peut varier parfois dans un rapport de 1 à 3.

Les semi-conducteurs sont sensibles à la température.

Une augmentation de celle-ci entraîne une surintensité dans le transistor, créant à son tour une élévation de température, d'où la création d'un effet cumulatif. Le composant ne fonctionne plus dans des conditions normales, et pourrait être détruit de cette façon.

En branchant un voltmètre entre collecteur et masse, et en approchant du boîtier du transistor un fer à souder, ou une autre source de chaleur, l'augmentation du courant collecteur sera telle que le voltmètre nous indiquera une chute de tension collecteur.

En plaçant une résistance R_E dans le circuit émetteur, nous obtenons une stabilisation en température. On ajoute également un pont de résistances R_1 et R_2 pour fixer le potentiel de la base.

Dans un tel montage, le gain de tension est donné par le rapport R_C/R_E (fig. 2).

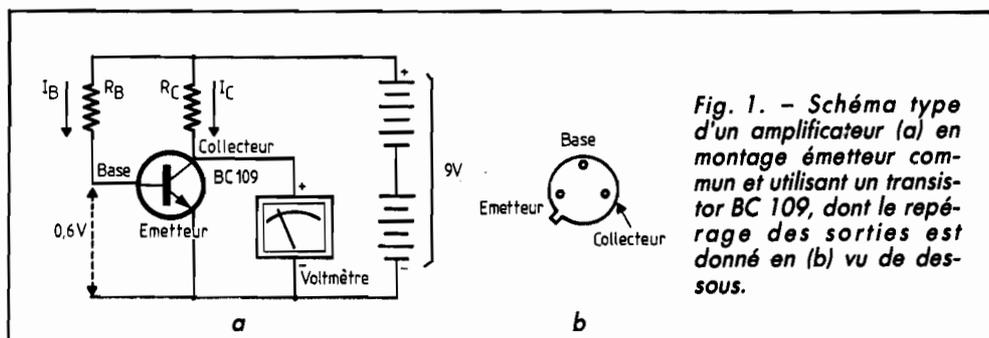


Fig. 1. - Schéma type d'un amplificateur (a) en montage émetteur commun et utilisant un transistor BC 109, dont le repérage des sorties est donné en (b) vu de dessus.

CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES D'UN TRANSISTOR

Avant de commencer le calcul des éléments, il faut d'abord rechercher les caractéristiques principales du transistor dans le catalogue du constructeur ou dans un lexique. Notre choix étant un BC 109, nous voyons que les caractéristiques sont les suivantes :

$$V_{CE_{max}} = 20 \text{ V}$$

$$I_{C_{max}} = 100 \text{ mA}$$

$$P_{C_{max}} = 0,25 \text{ W}$$

Gain de courant : entre 240 et 900.

En ce qui concerne le gain de courant, il faut faire la distinction entre le gain statique et le gain dynamique.

Le gain statique, ou gain en courant continu, est le rapport entre le courant collecteur de repos et le courant base de repos. Dans le schéma de la figure 1, le courant collecteur de repos est supposé être de 1 mA, et le courant de base de 4 μA ; le rapport est donc

$$\frac{1}{4 \times 10^{-6}}, \text{ soit } 250.$$

Il s'agit ici du gain statique dénommé soit par B, h_{FE} ou h_{21E} . La lettre E indique que ce gain se rapporte à un montage émetteur commun. La majuscule nous avertit que c'est le gain en continu.

Si nous superposons au courant continu de la base une variation de courant ΔI_B , ceci entraîne une variation du courant collecteur ΔI_C . Le rapport de ces valeurs est le gain dynamique, ou gain de courant alternatif, dénommé souvent par la lettre grecque β , ou encore par h_{fe} ou h_{21e} .

Précisons également que la valeur du gain, qu'il soit statique ou dynamique, varie sensiblement en fonction du courant collecteur. Il varie aussi en fonction de la tension col-

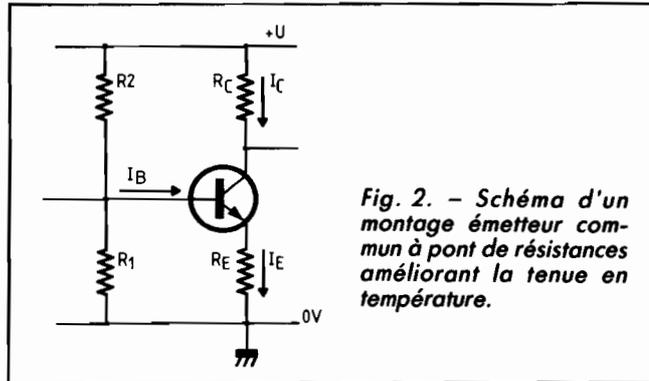


Fig. 2. - Schéma d'un montage émetteur commun à pont de résistances améliorant la tenue en température.

lecteur émetteur et de la température ambiante.

Notre BC 109, pour une température ambiante de 25 °C, pour un courant I_C de 2 mA et un V_{CE} de 5 V, possède un gain statique B pouvant se situer entre 200 et 850. Pour les mêmes valeurs de tension, de courant et de température, son gain dynamique β se situe entre 240 et 900, la variation de courant ayant une fréquence de 1 kHz.

A cause de cette grande plage, les transistors sont triés en gain par le constructeur, et on trouve dans le commerce des BC 109A, BC 109B et BC 109C, suivant la valeur du gain de courant de ceux-ci. La lettre finale A désigne un gain compris entre 125 et 260, la lettre B un gain entre 240 et 500 et la lettre C un gain entre 450 et 900. Le prix est le même pour les trois modèles. Le transistor que nous avons utilisé pour les manipulations est un BC 109B.

Les transistors que nous utilisons dans cette série d'articles d'initiation sont parfois appelés transistors « bipolaires ». D'autres transistors, de technologie différente, sont à « effet de champ » ; nous en reparlerons plus tard. Les bipolaires sont fabriqués avec du germanium ou du silicium, ces derniers étant beaucoup plus employés que les autres. Les bipolaires sont également divisés en deux catégories : les NPN et les PNP.

Le BC 109 est un NPN. Au point de vue pratique, un tran-

sistor NPN a son collecteur connecté côté « plus » de l'alimentation (voir schémas des figures 1 et 2).

Un transistor PNP est un transistor dont la base est du type N et les deux autres électrodes du type P.

Le symbole du transistor PNP est le même que celui du NPN, mis à part le sens de la flèche (toujours côté émetteur) indiquant le sens conventionnel du courant dans le transistor (fig. 3).

CALCUL D'UN ETAGE AMPLIFICATEUR

Pour notre application, nous prenons le circuit représenté figure 2. Les étapes du calcul sont dans l'ordre : choix du transistor et de la tension d'alimentation U, détermination de la tension collecteur et des courants I_C et I_B .

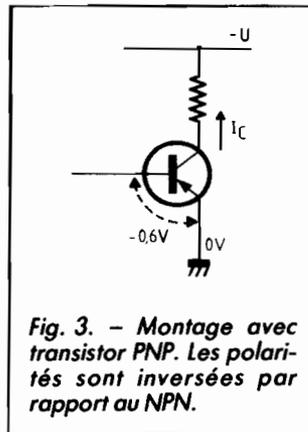


Fig. 3. - Montage avec transistor PNP. Les polarités sont inversées par rapport au NPN.

Choisissons comme tension U la valeur de 9 V (deux piles plates de 4,5 V ou une pile 9 V du type IEC 6LF22).

Nous avons dit que le gain d'un transistor est fonction du courant qui le traverse. Non seulement ce gain varie suivant la valeur de I_C , mais il est maximal pour une certaine valeur de ce courant. Pour le BC 109, ce gain est maximal entre 10 et 20 mA, mais il est encore tout à fait acceptable même si I_C est nettement plus faible (1 mA, ou même 0,1 mA). Pour le BC 109B, entre 10 et 20 mA, le gain statique est de l'ordre de 330. Si nous abaissons I_C à 1 mA, B est égal à 260 ; à 0,1 mA, il est encore de l'ordre de 200. En augmentant I_C à 60 mA, B = 280 ; et à 100 mA, B est égal à 240.

Pour notre application, nous choisissons un courant I_C de 5 mA, pour lequel le gain B est d'environ 300.

Quant à la tension de repos sur le collecteur, nous décidons qu'elle sera égale à la moitié de la tension d'alimentation, soit ici 4,5 V. La résistance R_C peut maintenant être calculée :

$$R_C = \frac{\text{tension de repos}}{\text{courant collecteur}}$$

$$\text{Soit } \frac{4,5}{5} = 0,9 \text{ k}\Omega.$$

Nous prendrons la valeur normalisée de 1 k Ω .

Le courant de repos étant de 5 mA, et le gain étant égal à 300, le courant de base devrait être alors égal à I_C/B , soit, ici :

$$\frac{5}{300} = 0,016 \text{ mA ou } 16 \mu\text{A}.$$

Passons maintenant au calcul des autres résistances. La résistance R_E augmente la stabilité en température. La chute de tension à ses bornes est généralement faible, 1 V environ. Le courant qui la traverse (I_E) est composé du courant collecteur et du courant de base. Ce dernier étant faible par rapport à l'autre, nous

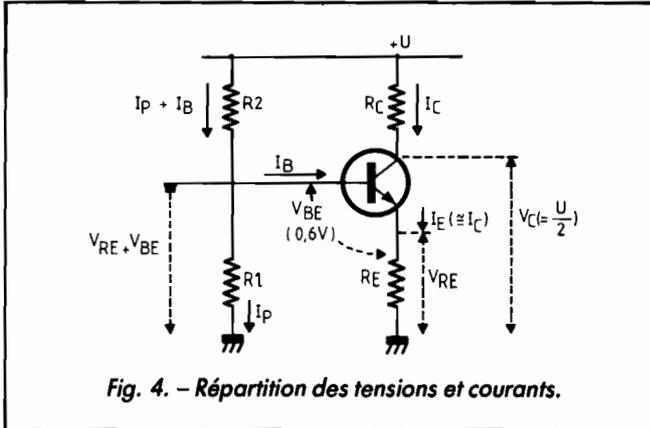


Fig. 4. - Répartition des tensions et courants.

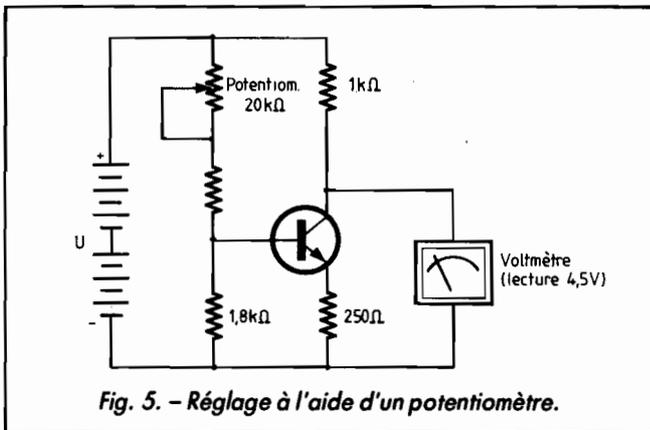


Fig. 5. - Réglage à l'aide d'un potentiomètre.

pouvons écrire $I_E \approx I_C$ (fig. 4). Puisque $I_C = 5 \text{ mA}$ et $V_{RE} = 1 \text{ V}$, la valeur de R_E est 250Ω . Les résistances du pont sont traversées par un courant permanent I_P . Le courant I_B traverse R_2 . Connaissant les courants et les tensions, on en déduit la valeur de ces résistances :

$$R_1 = \frac{V_{BE} + V_{RE}}{I_P}$$

et

$$R_2 = \frac{U - (V_{BE} + V_{RE})}{I_P + I_B}$$

Quant au courant I_P , sa valeur n'est pas critique, elle est souvent choisie 10 fois supérieure à celle de I_B .

En prenant $I_P = 0,16 \text{ mA}$ et $V_{RE} = 1 \text{ V}$, le calcul donne $R_1 = 1,6 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 42 \text{ k}\Omega$. Le choix se fait sur des valeurs normalisées : $1,8 \text{ k}\Omega$ et $43 \text{ k}\Omega$. Si nous n'obtenons pas exac-

tement $4,5 \text{ V}$ entre collecteur et masse, on procède par tâtonnements en essayant plusieurs valeurs pour R_2 , ou en plaçant un potentiomètre en série avec cette résistance (fig. 5).

REMARQUES PRATIQUES

La stabilité est d'autant meilleure que R_1 et R_2 ont une valeur faible. Si le montage devait fonctionner dans un environnement exposé à de grandes variations de température, il faudrait augmenter I_P , ce qui entraînerait une diminution des résistances du pont et une augmentation de l'énergie demandée à la source.

De même, la compensation en température est d'autant plus

efficace que R_E est plus élevée. Mais si R_E a une valeur forte, la tension à ses bornes est plus grande, ce qui restreint la tension disponible en sortie. La puissance dissipée dans R_E est également une puissance demandée à l'alimentation, ce qui diminue le rendement du montage.

On rencontre souvent des circuits simples dans lesquels la résistance R_2 n'est plus connectée à l'alimentation, mais directement au collecteur (fig. 6). La stabilité du montage est encore améliorée. Quant au calcul des éléments, il suit le même raisonnement que pour les calculs précédents.

GAIN DE L'AMPLIFICATEUR

L'amplification en tension d'un étage émetteur commun n'est pas aussi simple à déterminer que le gain de courant. Le rapport entre la tension de sortie V_S et la tension d'entrée détermine le gain de tension.

Nous savons que la tension de sortie est égale à $R_C \Delta I_C$. Quant à celle de l'entrée, c'est la somme des chutes de tension dans la résistance interne d'entrée du transistor et dans R_E . Cette résistance interne est difficile à détermi-

ner, elle est inversement proportionnelle au courant I_C . Généralement, le gain de tension d'un montage émetteur commun, sans résistance R_E , est donnée par le produit « pente $\times R_C$ », mais la pente n'est pas donnée dans les manuels des constructeurs. La pente est la variation de courant I_C pour une variation de 1 V à l'entrée. Elle peut varier de quelques milliampères par volt à quelques dizaines de milliampères par volt. D'après la formule ci-dessus, un transistor ayant une pente de 40 mA/V chargé par une résistance R_C de $1 \text{ k}\Omega$ donne un gain de tension de 40.

La caractéristique d'entrée n'est pas linéaire. On tâche de réduire l'effet de cette non-linéarité en plaçant une résistance R_S en série dans l'entrée (fig. 7).

La résistance interne d'entrée du transistor étant très faible par rapport à R_S , on considère que le courant d'entrée est V_e/R_S . Il se retrouve multiplié par β en sortie, de telle manière que la tension V_S de sortie est égale à :

$$\frac{V_a}{R_S} \times \beta \times R_C$$

ce qui donne en fin de compte la formule du gain :

$$\beta \times \frac{R_C}{R_S}$$

Dans ce dernier montage, R_B est égal à $U - 0,6 \text{ V}$ divisé par I_B . Si nous avons $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $R_S = 5 \text{ k}\Omega$ et un transistor ayant un β de 300, le gain de tension est de :

$$\frac{300 \times 1}{5}, \text{ soit } 60,$$

gain raisonnable avec une bonne linéarité.

Dans les montages précédents, avec une résistance R_E non découplée, on peut dire que le gain de tension est égal au rapport R_C/R_E . On considère d'une part que ces deux résistances sont traversées par le même courant, puisque I_C est peu différent de I_E . D'autre part, la tension V_{BE} est supposée être négligeable par

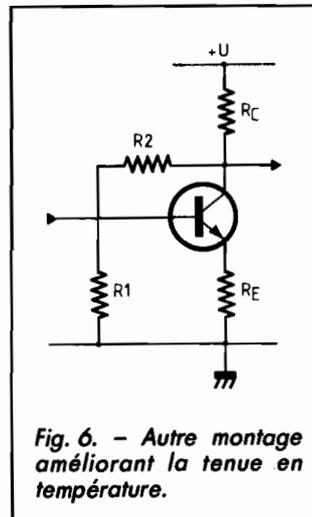


Fig. 6. - Autre montage améliorant la tenue en température.

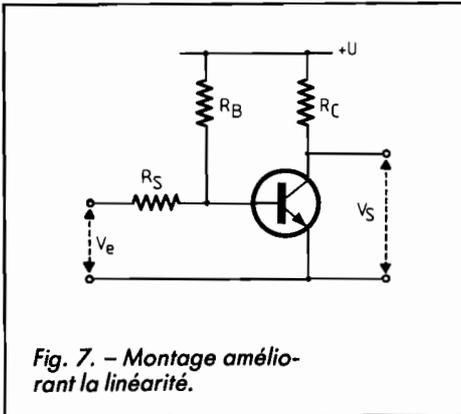


Fig. 7. - Montage améliorant la linéarité.

rapport à la différence de potentiel aux bornes de R_E . Dans le schéma de la figure 2 avec $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_E = 250 \Omega$, le gain est vraiment très faible. Une amélioration serait apportée en augmentant R_C à $4,7 \text{ k}\Omega$ (on réduirait également I_C , donc la consommation) et en diminuant R_E , mais la stabilité en température s'en ressentirait. Une solution consiste à mettre en parallèle sur R_E un condensateur de réactance faible à la fréquence de fonctionnement. Nous en reparlerons lorsque nous aborderons les découplages et les liaisons capacitives.

COLLECTEUR COMMUN ET DARLINGTON

La charge, dans ce montage, ne se trouve plus dans le circuit collecteur, mais du côté émetteur. De ce fait, les résistances R_1 et R_2 du pont doivent être recalculées (fig. 8). Dans le circuit collecteur, on trouve parfois une résistance de petite valeur, découplée par un fort condensateur, améliorant le découplage de l'alimentation. Au point de vue alternatif, le collecteur est au potentiel de la masse. Les points « chauds » du montage sont la base (l'entrée) et l'émetteur (la sortie). L'amplification de tension est

légèrement inférieure à 1. La caractéristique principale, et aussi la plus intéressante, est sa résistance d'entrée très élevée et sa résistance de sortie très basse. Le déphasage entrée/sortie est nul, et non égal à 180° comme dans l'émetteur commun.

Le calcul de ce montage n'a rien de compliqué. La tension de repos (entre émetteur et masse) est généralement égale à la moitié de la tension d'alimentation. Si celle-ci est de 9 V , la tension aux bornes de R_E est de $4,5 \text{ V}$ et celle entre base et masse de $5,1 \text{ V}$

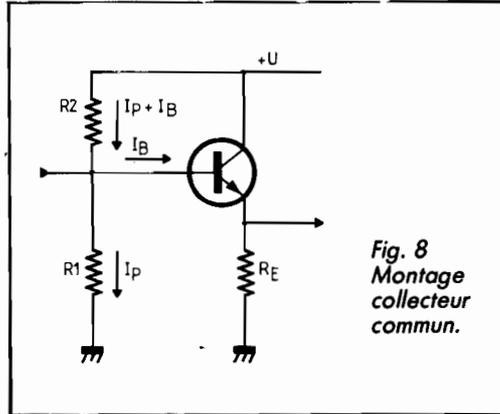


Fig. 8. Montage collecteur commun.

($4,5 + V_{BE}$). Quant au choix de I_C , il n'y a rien de particulier à signaler par rapport à l'émetteur commun. Il en est de même pour les courants I_B et I_p . En choisissant un courant I_C égal à 5 mA et un transistor dont le gain est de 130, le courant I_B est de $38 \mu\text{A}$. Et si on laisse passer dans le pont un courant dix fois supérieur à cette valeur, la résistance R_1 est de $14 \text{ k}\Omega$, et R_2 a pour valeur $8,6 \text{ k}\Omega$.

Puisque la tension de sortie est de l'ordre de la moitié de la tension d'alimentation, on pourrait prendre sans risque deux résistances égales pour R_1 et R_2 (par exemple $10 \text{ k}\Omega$).

La résistance d'entrée du circuit est égale au produit de R_E par le gain de courant du transistor. Mais cette résistance élevée est shuntée par les résistances du pont. Pour cette raison, on voit souvent des collecteurs communs comportant seulement une résistance (R_B) dans le circuit de base.

Le schéma de la figure 9 représente l'adaptation de deux circuits d'impédances très différentes. L'étage précédent est équivalent à un générateur G de résistance interne R_G élevée ($100 \text{ k}\Omega$). L'entrée de l'étage suivant est représentée par une résistance R_u , assez faible ($1 \text{ k}\Omega$). Cette faible valeur court-circuiterait le générateur G sans la présence du montage collecteur commun. La résistance interne de sortie du montage est pratiquement égale à la résistance R_G divisée par le gain de courant, ce qui donne ici 770Ω .

Parfois, la résistance d'entrée d'un collecteur commun est encore trop faible. On insère alors un montage Darlington à deux transistors. La résistance d'entrée est égale à R_E multipliée par le produit des deux gains (fig. 10).

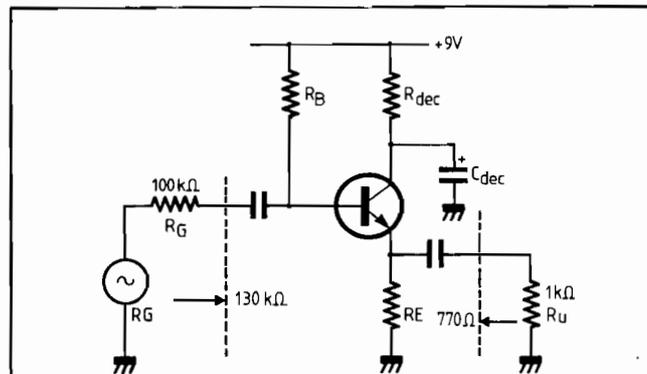


Fig. 9. - Adaptation d'impédance par montage collecteur commun. La cellule de découplage $R_{dec} C_{dec}$ ne laisse chuter que 1 ou 2 V.

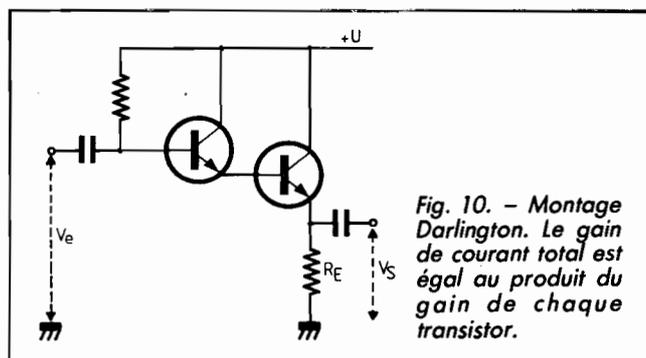


Fig. 10. - Montage Darlington. Le gain de courant total est égal au produit du gain de chaque transistor.

J.-B. P.