

# TRANSISTORMETRES POUR LARGES GAMMES D'INTENSITES

**C**ERTES, on peut calculer un montage de façon qu'il puisse accepter tout transistor dont le gain est supérieur à un minimum que le fabricant spécifie. Mais une telle spécification n'est généralement donnée que pour une certaine valeur de l'intensité de collecteur, normalement différente de celle qu'on prévoit. De plus, un fonctionnement linéaire ne sera obtenu que si le gain du transistor utilisé ne varie que peu avec l'intensité de collecteur, détail qu'on a souvent intérêt à vérifier par une mesure.

Ainsi un transistormètre n'est un appareil inutile que dans le cas où il comporte une seule gamme d'intensité. En revanche, il devient un outil très précieux, s'il permet, comme les montages décrits ci-dessous, des mesures entre  $10 \mu\text{A}$  et  $10 \text{A}$ .

Néanmoins, un tel appareil peut être à la fois peu complexe, précis et économique, si on le base sur le principe du pont de mesure : un potentiomètre à cadran gradué en valeurs de  $\beta$ , deux leds dont l'allumage simultané indique l'équilibre et qui précisent, par ailleurs, avec un allumage unique, le sens de déplacement que le potentiomètre demande pour l'obtention de cet équilibre.

## Source à courant constant et ajustable

Le principe de fonctionnement de l'appareil est illustré par la figure 1 où le transistor à l'essai, T, reçoit un courant de base  $I_B$  par une source de courant ajustable. Lors de la mesure, on ajuste  $I_B$  de façon à obtenir la valeur nominale de l'intensité de collecteur,  $I_C$ , soit

10 mA dans le cas de l'exemple.

Si cette intensité est atteinte, la chute de tension sur  $R_L$  sera de 10 V, et, avec  $V_{CC} = 12 \text{V}$ , il reste  $V_{CE} = 2 \text{V}$  entre émetteur et collecteur de  $T_X$ . L'ajustage se fait sur la réponse d'un comparateur, qui signale « égalité » s'il perçoit des tensions égales sur ses deux entrées.

Ainsi, on mesure toujours avec des valeurs identiques de  $I_C$  et de  $V_{CE}$  quel que soit le gain de  $T_X$ . Pour connaître  $\beta$ , il

suffit donc de déterminer  $I_B$ . Comme  $I_B$  s'obtient par commande manuelle, il suffit donc d'étalonner le cadran de cette commande en valeurs de  $\beta$ . Si on utilise une valeur 10 fois plus grande pour  $R_L$ , cet étalonnage reste valable si on divise ses valeurs par 10, à moins qu'on préfère une commutation sur la source de courant.

Bien entendu, on peut également adopter une valeur différente de 2 V pour la valeur nominale de  $V_{CE}$ , en modifiant

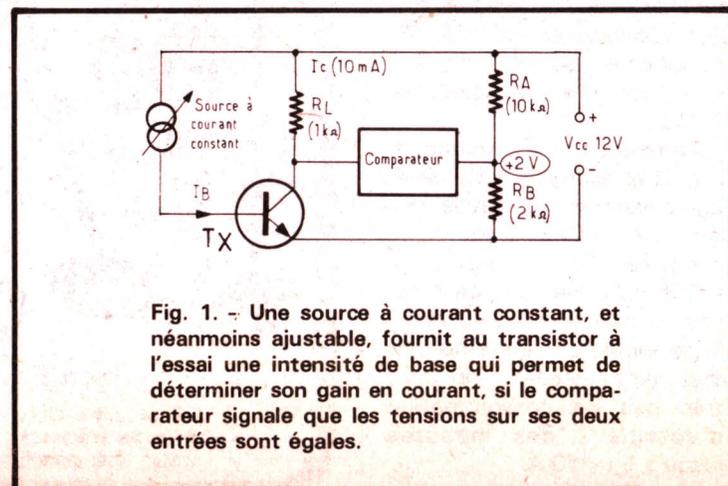


Fig. 1. - Une source à courant constant, et néanmoins ajustable, fournit au transistor à l'essai une intensité de base qui permet de déterminer son gain en courant, si le comparateur signale que les tensions sur ses deux entrées sont égales.

le diviseur  $R_A$ ,  $R_B$  qui sert de source de référence au comparateur, tout en modifiant  $R_L$  en conséquence.

## Utilisation d'amplificateurs opérationnels bifet

Si on veut, avec cette méthode, mesurer un gain de 1 000 avec une intensité de collecteur de  $10 \mu A$ , on doit créer, de façon stable, une intensité de base de  $10 nA$ . Cela ne paraît pas facile, mais cela l'est, pourtant, si on fait appel à des « op-amp » à entrée par transistor à effet de champ, et qui coûtent maintenant pratiquement le même prix que le 741.

Comme le montre la partie supérieure de la figure 2, un tel amplificateur (demi-pavé, puisque cela existe, économiquement, en « double op-amp ») peut créer une intensité (indépendante de la charge) ajustable entre  $10 nA$  et  $10 mA$ , si on prévoit une commutation pour  $R_5$ ,  $R_7$ , et un ajustage continu par  $P_1$ . Ce potentiomètre a été entouré des résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_4$  et ce de façon à obtenir une courbe d'étalonnage (fig. 3) permettant un maximum de précision de lecture par une approche à une échelle logarithmique.

Le transistor  $T_1$  n'est, en fait, nécessaire que pour des valeurs de  $I_B$  proches de  $10 mA$ , car l'amplificateur opérationnel ne pourrait pas fournir, à lui tout seul, cette intensité en plus de celle qui est consommée par  $R_5$ ,  $R_7$ , résistances qui sont alors à commuter sur une valeur de  $100 \Omega$ .

La tension d'alimentation de l'appareil est de  $2 \times 12 V$ , avec une consommation totale voisine de  $150 mA$ , lors d'une mesure de  $T_X$  sous  $I_C = 100 mA$ . Plus loin, on trouvera la description d'un montage impulsif, permettant très commodément – et avec très peu de consommation d'énergie – des mesures jusqu'à  $I_C = 10 A$ .

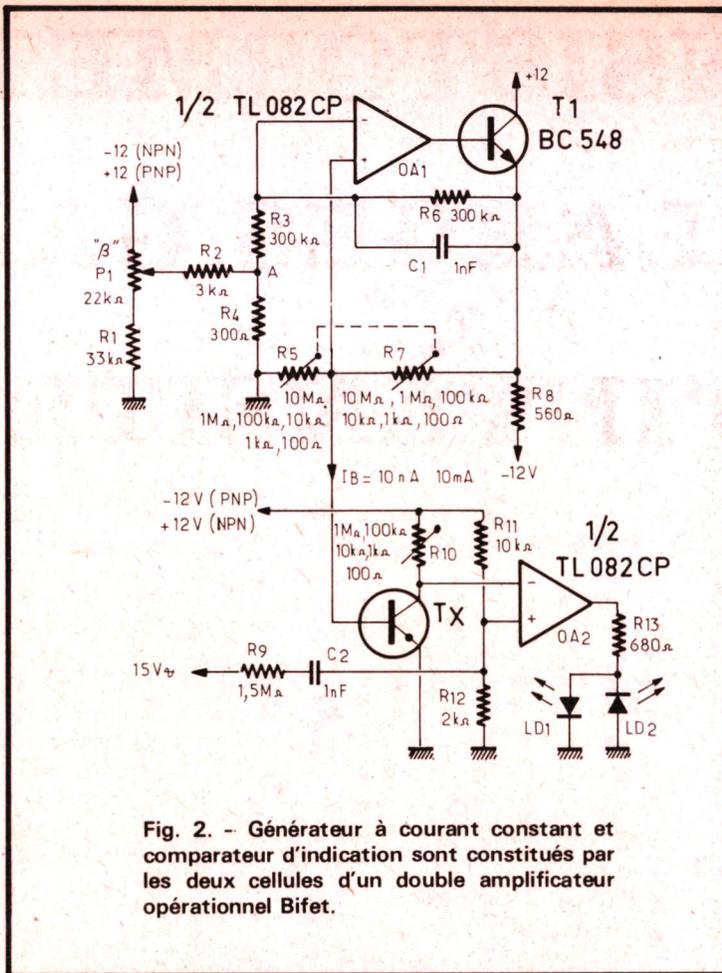


Fig. 2. – Générateur à courant constant et comparateur d'indication sont constitués par les deux cellules d'un double amplificateur opérationnel Bifet.

L'intensité  $I_B$  que fournit la source de courant de la figure 2 est positive, quand on ramène l'extrémité libre de  $P_1$  au  $-12 V$ , et négative, si on la ramène au  $+12 V$ . La commutation NPN/PNP sera donc si facile à réaliser qu'il n'est même pas nécessaire de la préciser dans le schéma.

## Comparateur et circuit d'indication

Dans le bas de la figure 2, on retrouve le circuit de la figure 1 avec, comme comparateur,  $OA_2$ , l'autre moitié du « double op-amp » qui équipe le montage. Cet amplificateur commande l'allumage de  $LD_1$  tant que  $V_{CE}$  de  $T_X$  est inférieure à la tension de référence de  $2 V$ , c'est-à-dire tant qu'il faut tourner  $P_1$  sur une valeur plus faible de  $I_B$ . Quand on dépasse la position d'équilibre, c'est  $LD_2$  qui s'allume.

Comme  $OA_2$  travaille sans contre-réaction, son gain est énorme, si bien que le bruit du système suffit déjà pour provoquer un allumage quasi-simultané (c'est-à-dire un peu vacillant) des deux Leds, quand l'équilibre est très exactement atteint. On peut rendre cet affichage d'équilibre un peu plus calme et esthétique en superposant, par  $R_9$ ,  $C_2$ , une très faible tension alternative, provenant du transformateur d'alimentation, à la tension continue de référence de  $2 V$ .

Pour la commutation NPN/PNP, il suffit d'invertir la polarité de la tension d'alimentation qu'on amène sur  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ . Si on tient à un bon confort d'utilisation, on procédera simultanément à une commutation de la polarité des deux Leds. On pourra alors les monter de part et d'autre du cadran de  $P_1$ , et, en cas de déséquilibre on aura alors toujours, en NPN ainsi qu'en PNP, une indication sur le sens dans lequel il faut déplacer  $P_1$ .

Pour se rendre compte de la précision de l'équilibre, il suffit de prendre le boîtier de  $T_X$  entre les deux doigts d'une main, après avoir obtenu

# LA CHASSE AU TRÉSOR

Un besoin d'aventure, de découvertes, de rêves.  
Le violon d'Ingres le plus excitant et le plus lucratif.

Une révélation pour les petits et les grands

- De passionnantes chasses aux trésors sous les anciennes ruines de châteaux, de fortifications, en forêts et près des sources.
- D'étonnantes trouvailles d'objets et de bijoux perdus sur les plages.
- Le plaisir sain de découvrir la nature, d'avoir un but de promenade ou de vacances.



DÉTECTEURS DE MÉTAUX

Disponible chez : **TPE MAGENTA**  
36, bd de Magenta, 75010 Paris. Tél. 206.13.11  
(Doc. très détaillée contre 5 F en timbres.)

l'équilibre. On constatera que, du fait de la variation de température ainsi introduite, et de la modification consécutive de  $\beta$ , la position d'équilibre se perd au bout de quelques secondes. Cela ne veut pas dire qu'il faille exploiter à tout prix la précision remarquable dont le montage est capable. Pour les besoins courants, on aura déjà une précision de mesure suffisante, si on équipe ce montage de résistances de 5%. Il suffit, de même, de stabiliser les deux tensions d'alimentation à 5% près.

## La commutation des gammes

Contrairement à ce que semble indiquer le schéma de la figure 2, une commutation totale des résistances  $R_5$ ,  $R_7$  n'est pas nécessaire. On peut les laisser constamment entre émetteur  $T_1$  et masse, en se contentant, comme le montre la figure 4, de commuter leur point de jonction. Dans cette figure, on obtient une même intensité nominale  $I_C$  pour deux positions consécutives du commutateur à deux sections,  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ . Cependant, la

gamme de mesure est modifiée quand on passe de l'une à l'autre de ces deux positions (10 à 100 et 100 à 1 000, avec recouvrement suivant figure 3).

Bien entendu, on peut concevoir d'autres gammes, ou encore adopter des valeurs nominales de  $I_C$  différentes de celles mentionnées dans la figure 4 qui a été établie pour  $I_C = 10 \mu A$ ,  $100 \mu A$ ,  $1 mA$ ,  $10 mA$ ,  $100 mA$ . Pour cela, on doit calculer  $R_L = 10 V / I_{Cnom}$  et la valeur nominale de  $I_B$  (celle qu'on obtient quand le potentiomètre, figure 3, se trouve sur la graduation « 10 ») sera obtenue en divisant 1 V par la valeur de  $R_5$ , soit  $R_5 = R_7 = 1 V / I_{Bnom}$ .

L'étaonnage de  $P_1$  se fait en mesurant la tension entre le point A et la masse. Appelons cette tension  $V_A$ , on a  $I_B = V_A / R_5$  (si  $R_7 = R_5$ ), et  $\beta = (I_{Cnom} \times R_5) / V_A$ .

## Source de courant impulsionnelle

Si on voulait étendre le principe décrit jusqu'à  $I_C = 10 A$ , on aurait déjà 100 W à dissi-

per dans  $R_L$ . Et bien entendu, on ne pourrait mesurer un transistor de puissance que si on le monte sur un radiateur. Mais si on ne fait qu'une mesure toutes les 30 ms, et ce pendant 1 ms seulement, la dissipation dans  $R_L$  n'est plus que de 3,3 W et celle dans le transistor ne pourra atteindre 1,2 W que dans le cas de déséquilibre le plus défavorable. Donc aucun danger, pour un transistor de puissance, lors d'une utilisation sans radiateur, même avec  $I_C = 10 A$ .

Bien entendu, mesurer un  $\beta = 10$  à  $I_C = 10 A$ , cela demande une source impulsionnelle capable de fournir un courant de base de 1 A, indépendant de la charge. Il faut donc, comme le montre la figure 5, ajouter un double collecteur commun complémentaire ( $T_2$  à  $T_5$ ) à l'amplificateur opérationnel qui commande la source à courant constant.

Pour la commande de découpage, on utilise un transistor à effet de champ pour court-circuiter  $R_6$  pendant toute la durée de 30 ms, pendant laquelle on veut maintenir  $I_B$  à zéro. Comme un tel transistor est bilatéral, le découpage fonctionne pour des ten-

sions positives au point A (essai d'un PNP) tout aussi bien que pour des tensions négatives (pour un NPN), sans qu'il y ait besoin de commutation.

Le signal de découpage est produit par un autre amplificateur opérationnel, travaillant en multivibrateur. Son rapport cyclique est approximativement égal au rapport que forment les deux résistances (470 et 15 k $\Omega$ ) de son circuit de contre-réaction. Lors des alternances négatives (courtes),  $T_1$  se bloque et  $I_B$  passe de 0 à la valeur qu'imposent  $P_1$ ,  $R_5$ ,  $R_7$ , suivant les mêmes modalités que précédemment. Du fait du fonctionnement impulsionnel,  $T_4$  et  $T_5$  n'ont pas besoin de radiateur.

## Indication impulsionnelle

A chaque impulsion de base, une chute de tension se produira sur la résistance de  $T_X$ ,  $R_{10}$ , figure 6. Pour l'indication d'équilibre, il suffit donc de mémoriser les amplitudes correspondantes par un redressement de crête, suivi d'un fil-

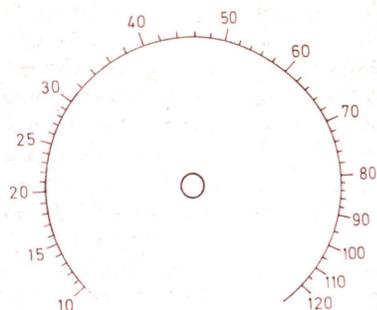


Fig. 3. - Un réseau de résistances, associé au potentiomètre d'équilibre, permet d'obtenir une échelle offrant un maximum de précision de lecture.

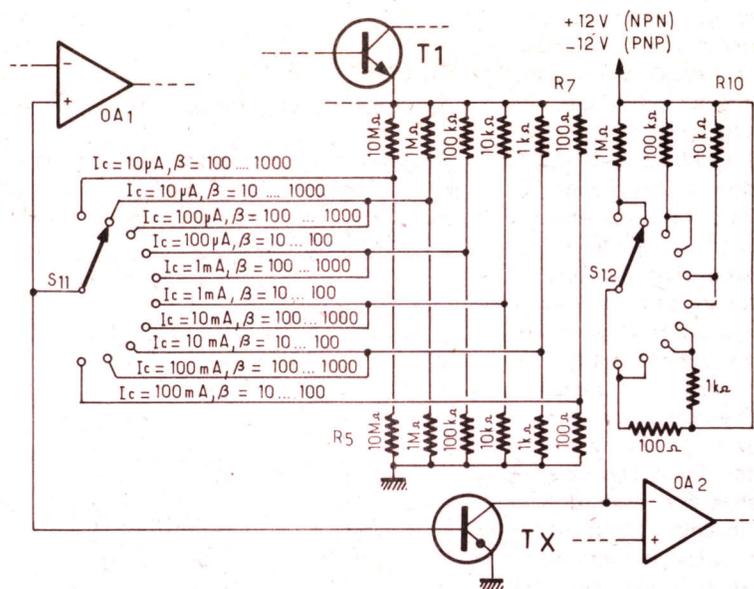


Fig. 4. - Les résistances de charge du transistor à l'essai peuvent être commutées simultanément avec les prises sur le diviseur d'intensité du générateur de courant.

