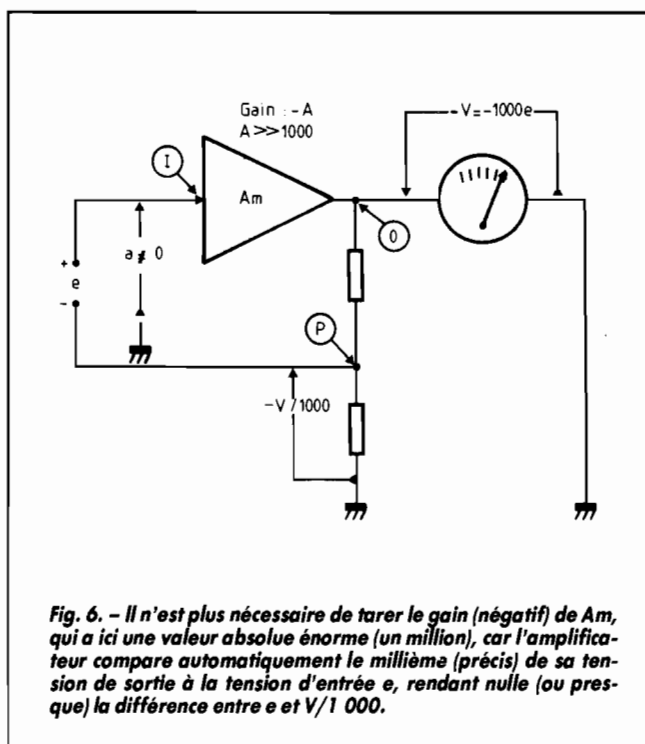


# Pratique de l'électronique

2<sup>e</sup> PARTIE  
(voir H-P n° 1788)

Ayant posé les bases sémantiques d'amplificateur et d'opérationnel, quelques notions intuitives mais précises sur les asservissements, nous pouvons décrire maintenant l'amplification différentielle, clé de voûte du fonctionnement des circuits linéaires modernes.

## Les circuits linéaires



### Améliorons le montage

La réalisation indiquée sur la figure 6 est séduisante, mais elle présente un inconvénient : elle nécessite que la source de tension à amplifier,  $e$ , possède deux sorties toutes deux indépendantes de la masse. C'est, en effet, en branchant la sortie « - » de  $e$  au point (P) que l'on a réalisé l'indispensable soustraction, qui retranche  $V/1\ 000$  de  $e$ . Or, dans bien des cas, la

source  $e$  a « une patte » à la masse. Alors comment faire ? Il nous faudra disposer d'un amplificateur  $A_m$  du type « amplificateur de différence » (nous préférons de loin ce terme au nom habituel « amplificateur différentiel », qui terrifie les gens, en évoquant le calcul du même nom). La figure 7 montre comment il se présente. On voit que l'amplificateur  $A_m$  est attaqué par deux tensions,  $e_1$  et  $e_2$ , mesurées l'une et l'autre par rapport à la masse. L'une de ces entrées, (D), est

repérée par un signe « + », l'autre, (N), par un signe « - ». Cela ne signifie pas que l'on doit appliquer des tensions positives en (D) ni négatives en (N), mais que, si une des entrées est maintenue à un potentiel fixe, l'amplificateur a, par rapport à (D), un gain positif, et, par rapport à (N), un gain négatif. Pour être plus précis, si l'on fixe le potentiel de (N), le potentiel S (mesuré en prenant la masse comme repère de potentiel zéro) variera dans le même sens que celui de (D). A l'opposé, si c'est le potentiel de (D) qui est constant, celui de la sortie variera dans le sens contraire de celui de (N).

Notre amplificateur doit n'être sensible qu'à la différence  $e_1 - e_2$ , autrement dit, il doit, par exemple, fournir la même tension de sortie S pour :

$$e_1 = 3,274 \text{ V}, e_2 = 3,261 \text{ V} \text{ et pour :}$$

$$e_1 = -1,054 \text{ V},$$

$$e_2 = -1,067 \text{ V}$$

car, dans les deux cas,  $e_1 - e_2 = 0,013 \text{ V}$

### Est-ce réalisable ?

« Bien joli, cela », diront des lecteurs, « il n'y a donc qu'à faire un tel amplificateur, ce qui semble peu évident. » En fait, c'est bien plus simple qu'on ne le pense. La figure 8 montre comment on y arrive. Sur cette figure, nous n'avons pas détaillé le circuit « à courant constant »

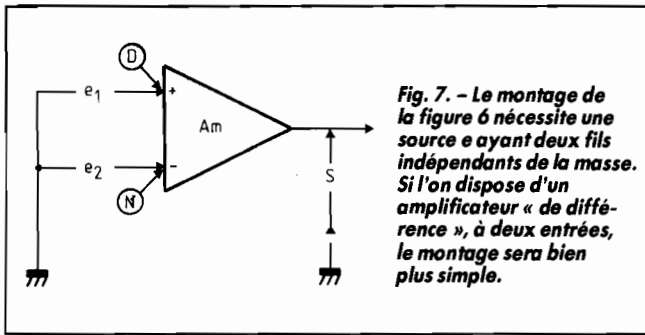


Fig. 7. - Le montage de la figure 6 nécessite une source e ayant deux fils indépendants de la masse. Si l'on dispose d'un amplificateur « de différence », à deux entrées, le montage sera bien plus simple.

dans lequel passe toujours une intensité de 2 mA, quelle que soit la tension à ses bornes.

D'ailleurs, on peut utiliser, dans ce but, une « diode à courant constant » de 2 mA, connectée entre les émetteurs des transistors et le point à -20 V. Notons que, ces diodes n'étant pas très répandues, on peut les remplacer par un montage simple, utilisant un transistor monté en base commune.

La somme des courants émetteurs des deux transistors est donc constante et égale à 2 mA.

Dans la mesure où l'on peut considérer comme égaux les courants collecteur et émetteur d'un bon transistor (leur différence est égale au courant base, souvent quatre cents fois plus petit que le courant collecteur), nous pouvons donc dire que la somme des courants collecteurs des deux transistors,  $i_1$  et  $i_2$ , est constante et égale à 2 mA.

Si nous désignons par  $u$  le potentiel des deux émetteurs (en prenant la masse comme potentiel zéro), les tensions base-émetteur des deux transistors sont donc :

$$\begin{aligned} V_{be1} &= e_1 - u \\ \text{et :} \\ V_{be2} &= e_2 - u \\ \text{donc :} \\ V_{be1} - V_{be2} &= e_1 - e_2 \end{aligned}$$

Rappelons-nous maintenant que le courant collecteur d'un transistor dépend énormément de sa tension base-émetteur et pratiquement pas de sa tension collecteur-émetteur. Nous en concluons que seule la différence  $e_1 - e_2$  agit sur la répartition des 2 mA entre  $i_1$  et  $i_2$ , autrement dit sur leur **différence**, leur somme étant constante.

Si nous augmentons  $e_1$  et  $e_2$  de 1,2 V chacune, par exemple,  $u$  augmentera de 1,2 V aussi, les valeurs de  $V_{be1}$  et  $V_{be2}$  resteront les mêmes, les courants  $i_1$  et  $i_2$  ne changeront pas.

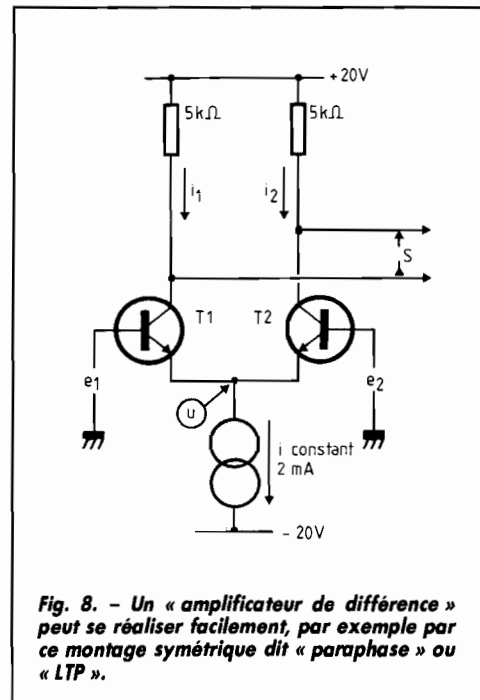


Fig. 8. - Un « amplificateur de différence » peut se réaliser facilement, par exemple par ce montage symétrique dit « paraphase » ou « LTP ».

## Mode commun, mode différentiel

Pour bien mettre ce point en évidence, supposons (fig. 9) que nous ayons connecté, entre les bases des transistors, une source de tension  $a$ , et que la base de  $T_1$  soit portée, par une seconde source de tension  $B$ , à un potentiel  $V$  par rapport à la masse.

La tension  $a$  est  $V_{be1} - V_{be2}$ . On dit qu'elle attaque le montage en « **mode différentiel** » (nous préférons « mode différence »), puisqu'elle agit sur la différence des potentiels des en-

trées (les bases des transistors).

La valeur  $V$ , quand elle varie, fait varier simultanément  $e_1$  et  $e_2$ , autant l'une que l'autre. On la nomme « **mode commun** ».

La qualité de notre montage est d'être :

- très sensible au mode différentiel ;
- insensible au mode commun.

En effet, la variation du mode commun se retrouvera en totalité comme variation de  $u$ , sur les émetteurs, et elle sera donc sans influence sur la répartition du courant total de 2 mA entre les deux transistors.

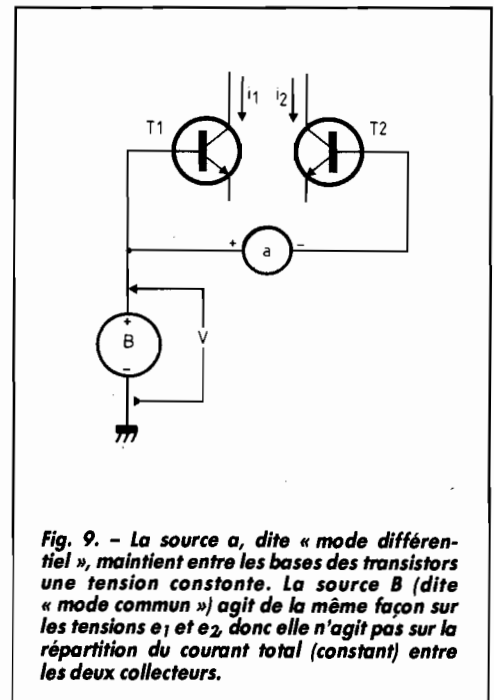


Fig. 9. - La source  $a$ , dite « mode différentiel », maintient entre les bases des transistors une tension constante. La source  $B$  (dite « mode commun ») agit de la même façon sur les tensions  $e_1$  et  $e_2$ , donc elle n'agit pas sur la répartition du courant total (constant) entre les deux collecteurs.

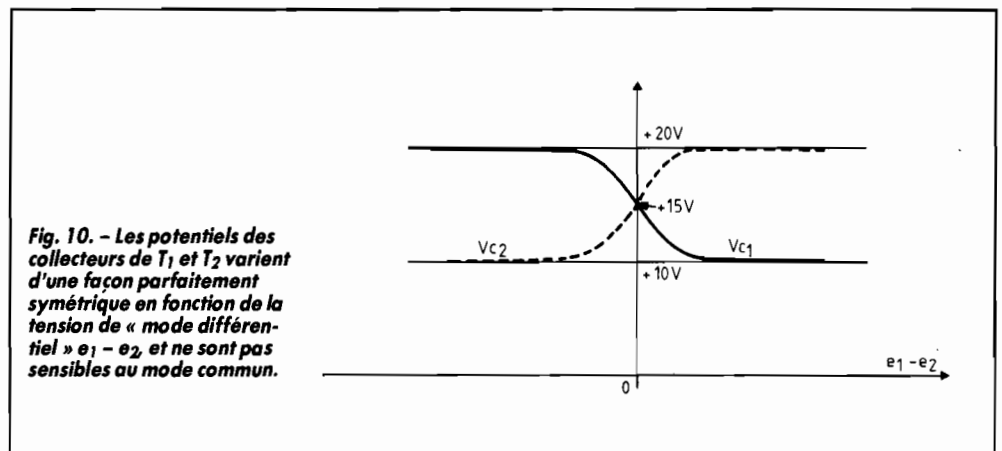


Fig. 10. - Les potentiels des collecteurs de  $T_1$  et  $T_2$  varient d'une façon parfaitement symétrique en fonction de la tension de « mode différentiel »  $e_1 - e_2$ , et ne sont pas sensibles au mode commun.

Une des conséquences de ce fait est que l'effet sur les intensités collecteur est le même quand on applique :

- une tension  $u$  en  $e_1$  et zéro en  $e_2$  ;
- une tension  $+ u/2$  en  $e_1$  et  $- u/2$  en  $e_2$ .

Or, le premier cas est celui de l'« attaque dissymétrique », le second celui de l'« attaque symétrique ».

Si les deux transistors sont identiques, on a normalement  $i_1 = i_2 = 1 \text{ mA}$  pour  $e_1 = e_2$ , et les deux collecteurs sont alors au potentiel de  $15 \text{ V}$  (puisque'il y a  $5 \text{ V}$  de chute dans les résistors depuis le  $+ 20 \text{ V}$ ). Toujours en supposant deux transistors identiques, une petite valeur de  $e_1 - e_2$  provoque une variation symétrique des potentiels des deux transistors, comme le montrent les courbes de la figure 10. Ces courbes montrent bien que la sortie de ce montage est « symétrique ». Pour utiliser « complètement » cette sortie, il faut considérer comme tension de sortie  $S$  la **différence** des potentiels des deux collecteurs. Si nous n'utilisons, comme signal de sortie, que celui d'un des deux transistors, nous aurons un gain diminué de moitié.

## Les plages de tension utilisables

Notre montage de la figure 8 nous a permis de voir qu'il était possible de réaliser facilement un amplificateur sensible uniquement à la différence de deux tensions. Mais son intérêt va plus loin, car il va servir à mettre en évidence une notion souvent mal comprise des utilisateurs d'amplificateurs opérationnels : celle des « plages » de tension d'entrée et de sortie.

Pourquoi avons-nous supposé que le « dispositif à courant constant » de  $2 \text{ mA}$  retournait vers un point à  $- 20 \text{ V}$  ? Tout simplement pour permettre à  $e_1$  et  $e_2$  de varier dans une plus large plage.

Supposons, en effet, que le dispositif en question nécessite, pour fonctionner, une tension à ses bornes supérieure ou égale à  $4 \text{ V}$ . Cela

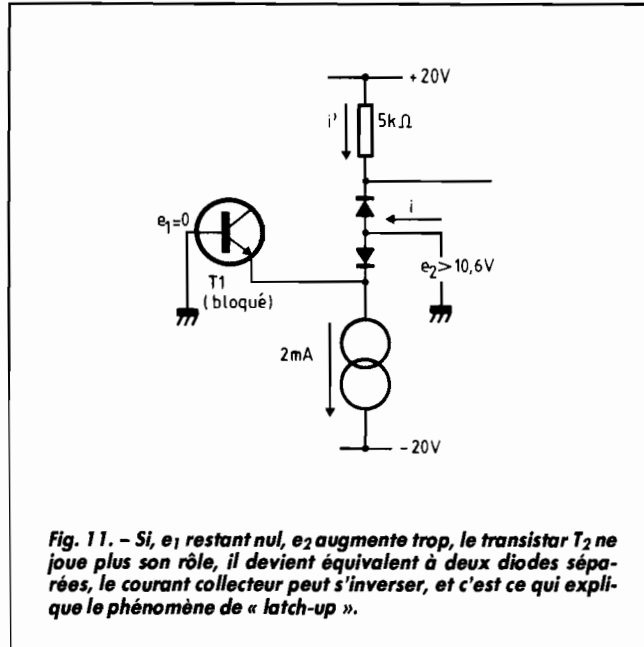


Fig. 11. - Si,  $e_1$  restant nul,  $e_2$  augmente trop, le transistor  $T_2$  ne joue plus son rôle, il devient équivalent à deux diodes séparées, le courant collecteur peut s'inverser, et c'est ce qui explique le phénomène de « latch-up ».

implique que le potentiel des émetteurs ne doit jamais descendre au-dessous de  $- 16 \text{ V}$ , pour qu'il reste  $4 \text{ V}$  entre ces émetteurs et le  $- 20 \text{ V}$ .

Nous avons dit plus haut que l'on devait obtenir le même résultat, dans l'amplificateur de la figure 7, en appliquant :

$$e_1 = 3,274 \text{ V}, e_2 = 3,261 \text{ V}$$

ou :

$$e_1 = - 1,054 \text{ V},$$

$$e_2 = - 1,067 \text{ V}$$

car, dans les deux cas,

$$e_1 - e_2 = 0,013 \text{ V}$$

Il est bien évident que l'on ne va pas essayer d'appliquer  $e_1 = 2\,840,43 \text{ V}$  et  $e_2 = 2\,840,30 \text{ V}$  (et pourtant, là

aussi, nous avons bien  $e_1 - e_2 = 0,013 \text{ V}$ ). Il y aurait, en effet, une forte probabilité pour que le montage explose.

Et, même sans aller jusqu'à des valeurs « dangereuses » des tensions d'entrée, il ne faut pas non plus les prendre telles que le fonctionnement de l'amplificateur soit défectueux.

Dans notre montage de la figure 8, on voit tout de suite que  $e_1$  et  $e_2$  ne peuvent descendre en dessous de  $- 15,4 \text{ V}$ . En effet, le potentiel des émetteurs ne peut pas descendre, on l'a vu, en dessous de  $- 16 \text{ V}$ , or le potentiel

base d'un transistor est généralement à environ  $0,6 \text{ V}$  au dessus du potentiel émetteur. Faites le compte :

$$- 16 + 0,6 = - 15,4$$

Et maintenant, jusqu'où les tensions d'entrée peuvent-elles monter ? Les courbes de la figure 10 nous montrent que les collecteurs des deux transistors peuvent descendre jusqu'à  $10 \text{ V}$ , mais pas en dessous.

Comme un transistor N-P-N ne fonctionne correctement que quand son collecteur est à un potentiel supérieur à celui de son émetteur, nous limiterons donc le potentiel des émetteurs à  $+ 10 \text{ V}$ . Cela correspond à un potentiel de base de  $0,6 \text{ V}$  au-dessus, soit  $+ 10,6 \text{ V}$ .

Donc, nous savons maintenant que  $e_1$  et  $e_2$  doivent rester dans la plage allant de  $- 15,4 \text{ V}$  à  $+ 10,6 \text{ V}$  pour que le fonctionnement du montage soit correct.

On dit, pour exprimer ces limites, que la plage de mode commun sur les entrées est de  $- 15,4$  à  $+ 10,6 \text{ V}$ .

Notons, pour terminer ce qui a trait au montage de la figure 8, que ce système, dit « paraphase » ou « LTP », est un montage extrêmement intéressant, et que l'auteur est toujours surpris de voir à quel point il est méconnu des amateurs, à qui il peut rendre de grands services.

En effet, grâce à l'emploi du montage symétrique, on éli-

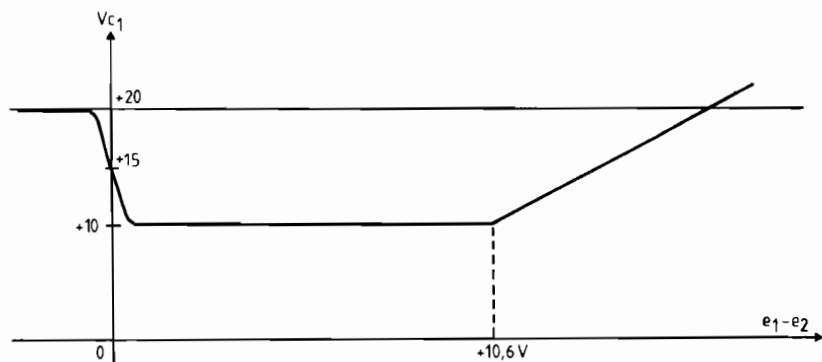


Fig. 12. - La variation du potentiel collecteur de  $T_2$ , normale tant que  $e_1 - e_2$  est petit (on voit que le gain du montage, alors, est grand), s'inverse, avec un gain bien plus petit, quand  $e_2$  dépasse  $+ 10,6 \text{ V}$  : c'est ainsi que se produit le « latch-up ».

mine l'influence de la température sur les  $V_{be}$ , et, de plus, on dispose d'un amplificateur à **couplages continus** : son gain reste constant quand la fréquence du signal d'entrée descend jusqu'à zéro (inclus). En outre, il permet le passage du mode « dissymétrique » (attaque sur  $T_1$  seulement, la base de  $T_2$  étant à la masse) au mode symétrique.

Signalons que, dans l'emploi de ce montage, il est souvent possible de remplacer le circuit à courant constant dans le retour des émetteurs par une simple résistance retournant vers un point à potentiel suffisamment négatif : ainsi, le courant total des émetteurs est relativement constant, sauf pour une forte tension en mode commun.

Le montage devient alors un peu sensible au mode commun, mais il l'est bien moins qu'au mode différentiel.

## Une curieuse anomalie

Il faut toutefois signaler, à propos du montage « paraphase » (celui de la figure 8), qu'il peut se conduire bizarrement si,  $e_1$  étant nul, on augmente beaucoup  $e_2$  (ou inversement).

En effet, supposons que  $e_2$  atteigne + 10,6 V. Alors, comme on l'a vu, le potentiel des émetteurs arrive à 0,6 V en dessous de celui de la base, c'est-à-dire à + 10 V. Comme  $T_1$  est bloqué, tout le courant constant de 2 mA passe par  $T_2$ , et la chute de tension dans la 5 k $\Omega$  collecteur est de 10 V. Le potentiel collecteur de  $T_2$  est donc de 10 V, le même que le potentiel émetteur.

Faisons croître encore  $e_2$  : du courant va passer de la base vers l'émetteur, et aussi de la base **vers le collecteur**. Ce dernier fait peut surprendre, mais il ne faut pas oublier que la base est de type P, le collecteur et l'émetteur de type N.

Normalement, la seule jonction polarisée, dans le sens passant, dans un transistor qui fonctionne, est la jonction base-émetteur, puisque la jonction base-collecteur est polarisée dans le sens bloqué.

En effet, l'« effet transistor » est le passage, dans la jonction collecteur-base, d'un courant de fuite dû à l'« intoxication » de la base par les porteurs minoritaires injectés par l'émetteur.

Donc, si la jonction base-collecteur est normalement polarisée dans le sens bloqué, pour que l'effet transistor s'y manifeste, il ne faut pas oublier que, si on la polarise dans le sens direct, elle devient conductrice comme toute diode qui se respecte.

Donc, dans notre exemple, à partir du moment où  $e_2$  dépasse + 10,6 V, le transistor  $T_2$  ne se comporte plus (fig. 11) que comme deux diodes. La source  $e_2$  va commencer à fournir un courant  $i$ , bien supérieur aux quelques microampères qui suffisaient à commander la base de  $T_2$  quand il fonctionnait normalement.

Où va donc aller ce courant ? Tant qu'il est inférieur à 2 mA, il va réduire le courant  $i'$ , allant du + 20 V vers le collecteur de  $T_2$ . Si, par exemple,  $i = 0,5$  mA,  $i'$  se trouve réduit à 1,5 mA (au lieu de 2) car il doit toujours y avoir 2 mA dans le système à courant constant, et  $T_1$  est bloqué.

Comme il n'y a plus que 1,5 mA dans la 5 k $\Omega$  de droite, la chute de tension dans ce résistor n'est plus 10 V, mais 7,5 V. Le potentiel collecteur de  $T_2$  donc 12,5 V, il est **re-remonté** de 2,5 V.

Bien sûr, cela ne pourra se produire que lorsque  $e_2$  aura

atteint la valeur 13,1 V (12,5 plus la chute de 0,6 V de la diode base-collecteur).

Donc, quand  $e_2$  dépasse 10,6 V, le potentiel collecteur de  $T_2$  se met à remonter, comme l'indique la courbe de la figure 12.

Cette remontée correspond à une pente bien moindre que celle qui caractérisait la descente de ce potentiel pour les valeurs faibles de  $e_1 - e_2$ , car, alors, le transistor jouait son rôle amplificateur, et la variation du potentiel collecteur de  $T_2$  pouvait être jusqu'à 80 fois plus grande que celle de  $e_2$ ,  $e_1$  restant nul.

Quand la jonction base-collecteur se comporte comme une diode, le potentiel collecteur varie à peu près comme celui de la base, et non 80 fois plus (cette valeur de 80 résulte d'un petit calcul que nous ne détaillerons pas ici).

Le collecteur de  $T_2$  est alors pris de folie des grandeurs. Il se dit *Quo non ascendam* ? (Jusqu'où ne monterai-je pas ?) comme le disait Fouquet (fort imprudemment, car cela a souverainement - c'est le mot juste - déplu à Louis XIV). En effet, si nous portons  $e_2$  à + 25 V, le potentiel collecteur de  $T_2$  va monter à + 24,4 V (à 0,6 V au-dessous de 25).

A ce moment, le courant  $i'$  s'est inversé, il va du collecteur de  $T_2$  vers le + 20 V (et il vaut 0,88 mA), ce qui fait que le courant  $i$  fourni par la source va donc passer à

2,88 mA (2 mA dans la « diode du bas », 0,88 mA dans la « diode du haut »).

## Le « latch-up »

Si nous avons longuement étudié ce phénomène bizarre, c'est parce qu'il intervient dans certains amplificateurs opérationnels, et provoque des comportements tout à fait « inexplicables », qui peuvent même être destructifs.

En effet, le montage de la figure 8, ou un montage équivalent, est presque toujours l'étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel. Donc, si, pour des grandes tensions d'entrée, le gain peut arriver à s'inverser, on conçoit que « rien ne va plus » dans le montage utilisant l'amplificateur opérationnel.

Il est important de noter que cette « inversion de gain » (qui correspond à un gain inversé bien moindre en valeur absolue que le gain normal) ne peut se produire que lorsque la source qui attaque une des entrées est capable de fournir un courant important.

Donc, si l'on a le droit de placer un résistor de forte résistance en série avec les deux entrées, on supprime le danger de « latch-up ».

D'où vient ce nom, qui signifie « verrouillage en haut » ? Du fait que, dans un montage utilisant un amplificateur opérationnel, on fait toujours intervenir une « réaction négative ». Si, le gain s'inversant, la réaction devient alors positive, on n'a plus affaire à un système stabilisé, mais à un véritable « basculeur », et le tout va se trouver bloqué (verrouillé) dans un état intempé-

ratif. Il existe des amplificateurs opérationnels qui sont exempts de « latch-up ». Par exemple, dans le montage de la figure 8, si l'on place (fig. 13) des diodes en série avec les transistors, on supprime le latch-up, puisque les courants dans les résistors de 5 k $\Omega$  ne peuvent plus s'inverser.

(A suivre)

J.-P. OEHMICHEN

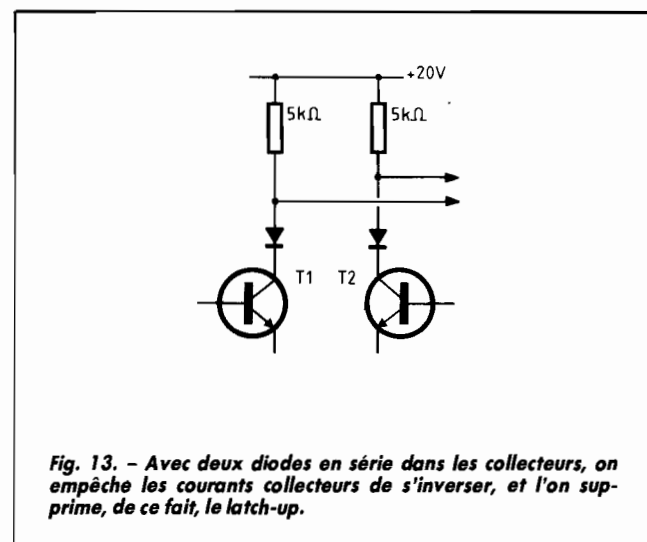


Fig. 13. - Avec deux diodes en série dans les collecteurs, on empêche les courants collecteurs de s'inverser, et l'on supprime, de ce fait, le latch-up.