

MINISTÈRE DE L'INDUSTRIE

## AU BREVET D'INVENTION

N° 1.359.701

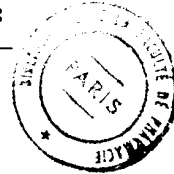
SERVICE  
de la PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

P.V. n° 961.402

N° 85.324

Classification internationale :

G 01 r

**Dispositif comparateur de niveaux à sortie logique.**

Société dite : ROCHAR ÉLECTRONIQUE résidant en France (Seine).

*(Brevet principal pris le 28 janvier 1963.)***Demandée le 24 janvier 1964, à 11<sup>h</sup> 27<sup>m</sup>, à Paris.**

Délivrée par arrêté du 14 juin 1965.

*(Bulletin officiel de la Propriété industrielle, n° 30 de 1965.)**(Certificat d'addition dont la délivrance a été ajournée en exécution de l'article 11, § 7, de la loi du 5 juillet 1844 modifiée par la loi du 7 avril 1902.)*

L'invention décrite dans le brevet principal se rapporte à un dispositif comparateur d'amplitudes destiné à délivrer une impulsion de sortie au moment de l'égalité d'une tension d'entrée et d'une tension cyclique de référence (tension en dent de scie par exemple).

Le brevet principal décrit en effet « un procédé de comparaison de niveaux du type dans lequel un signal à flanc raide est engendré lorsqu'il y a égalité entre les deux niveaux à comparer, essentiellement remarquable en ce que le circuit d'entrée auquel est appliqué l'un des deux niveaux en question est bloqué sauf pendant les brefs intervalles de temps nécessaires à la production dudit signal à flanc raide ».

Le brevet principal décrit également « un dispositif de mise en œuvre du procédé ci-dessus, dans lequel ledit circuit est un amplificateur différentiel qui comporte deux transistors qui reçoivent respectivement les deux niveaux à comparer, sont alimentés par un courant global constant et sont polarisés de façon telle que l'un d'eux soit bloqué tant que l'égalité des niveaux n'est pas réalisée. Une bascule est déclenchée dès qu'il y a égalité entre ces deux niveaux, une connexion de rétroaction réalise la mise hors de service dudit amplificateur différentiel dès le déclenchement de ladite bascule, au moyen d'un transistor supplémentaire qui se sature et prélève alors la totalité du courant d'alimentation de l'amplificateur différentiel et bloque ainsi ce dernier.

L'objet de la présente addition est de proposer deux nouveaux exemples de circuits de comparaison, l'un à performances réduites, l'autre à performances poussées.

Les caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront d'ailleurs d'une manière plus précise de la description qui va suivre donnée à titre d'exemple non limitatif, en référence aux dessins annexés dans lesquels :

La figure 1 est un circuit de comparaison, selon la présente addition, d'un type simplifié;

La figure 2 est un circuit de comparaison selon la présente addition, d'un type à haute performance.

Sur la figure 1 est représenté en 42 un transistor *npn* monté en amplificateur, sur la base 44 duquel est appliquée la tension  $E$ . Le transistor 42 possède, dans son circuit collecteur, une résistance 46 et dans son circuit émetteur une résistance 48, lesdites résistances étant respectivement connectées à des sources de tension  $+V_1$  et  $-V_1$ . A l'émetteur 50 du transistor 42 est reliée, par une diode 54, la sortie d'un générateur de tension cyclique 56 qui délivre une rampe à pente négative ( $V = -at$ ). Le point 58 de liaison du collecteur du transistor 42 et de la résistance 46 est relié à l'entrée d'un circuit bistable 60 comprenant les transistors 62 et 64 auxquels sont associées, d'une manière connues, les résistances 66, 68, 70, 72 et 74. Les valeurs de ces résistances, et des potentiels  $+V_2$  et  $-V_2$ , auxquels lesdites résistances et transistors sont connectés, sont choisies de manière que l'état de repos du circuit bistable 60 soit indifférent.

La sortie 76 du circuit 60 est reliée, par une diode 78, et une résistance 80, à l'émetteur 50 du transistor 42.

D'autre part, la sortie d'un circuit de remise à zéro 57 adaptée à synchroniser par la liaison 59 le générateur 56 est en outre appli-

quée à un circuit dérivateur 82 composé d'une capacité 84 et d'une résistance 86, ledit circuit 82 étant relié par une diode 87 à l'entrée 58 du circuit bistable 60.

La rampe à pente négative délivrée par le générateur 56, et qui évolue de  $+V_0$  à  $-V_0$  suivant une loi linéaire  $V = -at$ , fait passer dans la résistance 48, à travers la diode 54, un courant de valeur décroissante. La diode 78 isole le circuit 60 du transistor 42 pendant le temps de repos de ce circuit.

Comme on a choisi la grandeur  $V_0$  nettement supérieure à l'ampleur maximum (positive ou négative) de la tension  $E$  d'entrée, le transistor 42 (du type *nnp*) est bloqué à l'instant origine de la tension  $V$ . Dès que la valeur de la rampe  $V$  se rapproche de la valeur de la tension  $E$ , le transistor d'entrée 42 se débloque progressivement et fonctionne en amplificateur différentiel. A l'instant de l'égalité des tensions  $E$  et  $V$ , la chute de tension dans la résistance 46, consécutive au déblocage du transistor 42, est choisie suffisante pour provoquer le basculement du circuit bistable 60. Dès que ce basculement s'est produit, la diode 78 et la résistance 80 appliquent à l'émetteur 50 une tension positive dont la valeur déterminée par la valeur des résistances 80 et 48 notamment est choisie suffisante pour bloquer le transistor 42 quelle que soit l'amplitude de la tension  $E$ . La diode 54 isole alors le générateur 56 du transistor 42. Du fait du blocage du transistor 42, la tension en 58 se modifie, mais de par l'hystérésis du circuit bistable 60, cette variation n'est pas suffisante pour remettre à l'état de repos ledit circuit bistable 60.

Grâce au circuit selon la présente addition, le transistor d'entrée 42, qui constitue l'organe de comparaison des amplitudes, passe à l'état conducteur pendant le seul court instant d'égalité des tensions  $E$  et  $V$ . La quantité d'électricité prélevée à la source  $E$  pour effectuer la comparaison des tensions  $E$  et  $V$  est donc aussi réduite que possible.

Comme la bascule 60, du fait de son hystérésis, reste à l'état conducteur pendant toute la durée de la rampe  $V$  qui suit l'instant de conduction du transistor d'entrée 42, ledit circuit bistable 60 doit être remis au repos pour qu'un nouveau cycle de comparaison puisse être réalisé. Ceci est obtenu à l'instant origine de la rampe  $V$  au moyen du circuit de remise à zéro 57 associé au circuit dérivateur 82 et à la diode 87. Une forte impulsion positive est en effet appliquée à la base du transistor 62 peu avant l'instant origine de  $V$  : ledit transistor 62 se bloque alors et le transistor 64 repasse à l'état conducteur. Un tel circuit assure bien entendu dans des conditions acceptables la comparaison de la tension  $E$  et de la tension cyclique de référence  $V$ , mais du fait de la différence de caractéristiques

entre la diode 54 et la diode émetteur-base du transistor 42, ce circuit est à performances réduites.

A la figure 2, on va décrire un circuit de comparaison selon l'invention, dont les performances sont nettement supérieures à celles du circuit de la figure 1. Il comprend essentiellement un amplificateur différentiel 150 formé de deux transistors *nnp* 152 et 154, dont les émetteurs sont réunis au collecteur d'un transistor *nnp* 156 adapté à délivrer un courant constant. La résistance 158 placée dans le collecteur du transistor 152 est connectée à la base du transistor *nnp* 160 monté en émetteur suiveur au moyen d'une résistance 162.

Deux diodes à seuil 157 et 159 sont montées en sens inverse l'une de l'autre entre la base du transistor 160 et le potentiel  $+V_2$ .

L'émetteur 163 du transistor 160 est relié à la base d'un transistor *pnp* 164 monté en amplificateur à émetteur-commun. La sortie du transistor 164 est relié à l'entrée d'un circuit bistable 166 composé des transistors *pnp* 168 et 170 associés d'une manière connue aux résistances 172, 174, 176, 178, 180 et 182.

Sur la base du transistor 152 est appliquée la tension  $E$ . Sur la base du transistor 154 est appliquée la sortie d'un générateur 183 qui délivre une tension cyclique  $V$  à pente négative.

Le collecteur 184 du transistor 170 est relié par une diode 186 et une résistance 188 à l'émetteur 190 du transistor 156, ledit émetteur 190 étant connecté par une résistance de forte valeur 192 à une source de potentiel  $-V_1$ . La sortie du générateur de remise à zéro 185 est, par ailleurs, connectée à un circuit dérivateur 194 composé d'une capacité 196 et d'une résistance 198, ledit circuit dérivateur étant relié par une diode 200 à la base du transistor 170.

A l'instant origine de la rampe  $V$  le transistor 154 conduit, cependant que le transistor 152 est bloqué. Le transistor 156 impose une valeur constante au courant qui traverse le transistor 154, et ce, quelle que soit l'amplitude instantanée de la tension  $V$ .

Par un processus semblable à celui dans le commentaire du fonctionnement du dispositif de la figure 1 au moment de l'égalité des tensions  $E$  et  $V$ , les deux transistors 152 et 154 conduisent simultanément, constituant alors un amplificateur différentiel à hautes performances. Dans ces conditions, les transistors 160 et 164 qui constituent un amplificateur à très grand gain appliquent, sur la base du transistor 168, une tension fortement positive qui bloque ledit transistor 168 et place le transistor 170 en un état conducteur.

A la suite de ce basculement du circuit bistable 166, le transistor 156 est bloqué du fait de la liaison établie entre le collecteur 184 du transistor 170

et l'émetteur 190 du transistor 156, par la diode 186 et la résistance 188. Les deux transistors 152 et 154 qui constituent l'amplificateur différentiel 150 n'étant plus alimentés sont bloqués et le transistor 152 retrouve alors sa haute impédance d'entrée. Du fait de la présence des diodes à seuil 157 et 159, entre la tension  $+V_2$  et la base du transistor 160, les variations de tension sur l'émetteur 163 du transistor 160 sont rapides et de très faible amplitude puisque lesdites diodes limitent dans une plage restreinte l'excursion de la tension appliquée à la base du transistor 160. En choisissant des transistors 152 et 154 convenablement appariés on réalise une comparaison extrêmement précise des tensions E et V. L'association d'un amplificateur à très grand gain à l'étage différentiel 150 permet d'obtenir le basculement du circuit bistable 166 dans les conditions optimum. La pratique a montré que des variations de quelques dizaines de microvolts de la tension différentielle existant entre la rampe V et la tension d'entrée E suffisaient à commander à coup sûr le circuit 166.

Comme pour les deux cas précédents, le circuit différenciateur 194 et la diode 200 assurent la remise à l'état de repos du circuit 166 à l'instant origine délivré par le générateur de remise à zéro 185.

Ainsi que cela est enseigné dans le brevet principal, l'utilisation de dispositifs tels que ceux décrits aux figures 1 et 2, pour la constitution des circuits comparateurs, permet de réaliser des voltmètres numériques à performances réduites, ou à performances poussées, ceci notamment du fait de la qualité, de la sensibilité et de la précision de la comparaison effectuée entre les deux tensions à comparer.

Pour réaliser un voltmètre différentiel et mesurer une grandeur  $E_1-E_2$ , il suffit de connecter  $E_2$  à l'entrée précédemment mise à la masse du deuxième circuit de comparaison faisant partie du voltmètre. La mesure n'est évidemment possible que si  $E_1$  et  $E_2$  sont chacune d'amplitude inférieure à  $V_0$ .

On peut, par ailleurs, utiliser les comparateurs d'amplitude selon l'invention pour constituer des convertisseurs « analogique-numérique » de tous types, en particulier de type non linéaire en adop-

tant une loi convenable pour la tension cyclique de référence.

#### RÉSUMÉ

1° Dispositif de comparaison des amplitudes d'une tension d'entrée et d'une tension cyclique de référence, destiné à délivrer un signal logique au moment de l'égalité de ces deux tensions, comprenant un amplificateur différentiel d'entrée suivi d'un circuit bistable, une liaison de contre-réaction étant réalisée entre ledit circuit bistable et ledit amplificateur différentiel de manière à bloquer ledit amplificateur lorsque le circuit bistable a basculé, caractérisé en ce que l'amplificateur différentiel est constitué par un transistor unique sur la base duquel est appliquée la tension d'entrée, la tension de référence étant appliquée à l'émetteur dudit transistor à travers une diode cependant que la sortie du circuit bistable est connectée audit émetteur à travers une autre diode et une résistance de valeur convenable.

2° Dispositif de comparaison des amplitudes d'une tension d'entrée et d'une tension cyclique de référence, destiné à délivrer un signal logique au moment de l'égalité de ces deux tensions, comprenant un amplificateur différentiel d'entrée suivi d'un circuit bistable, une liaison de contre-réaction étant réalisée entre ledit circuit bistable et ledit amplificateur différentiel de manière à bloquer ledit amplificateur lorsque le circuit bistable a basculé, caractérisé d'une part en ce que l'amplificateur différentiel est formé de deux transistors identiques, possède une charge dissymétrique, est alimenté à courant constant par un transistor d'alimentation, est suivi d'un étage amplificateur à très grand gain dont l'excursion des signaux d'entrée est limitée par deux diodes à seuil montées en sens inverse l'une de l'autre et, d'autre part, en ce que la sortie du circuit bistable est connectée à une électrode de commande du transistor d'alimentation de manière que ledit transistor d'alimentation soit bloqué quand le circuit bistable a basculé.

Société dite : ROCHAR ÉLECTRONIQUE

Par procuration :

A. CHARMEIL

FIG. 1

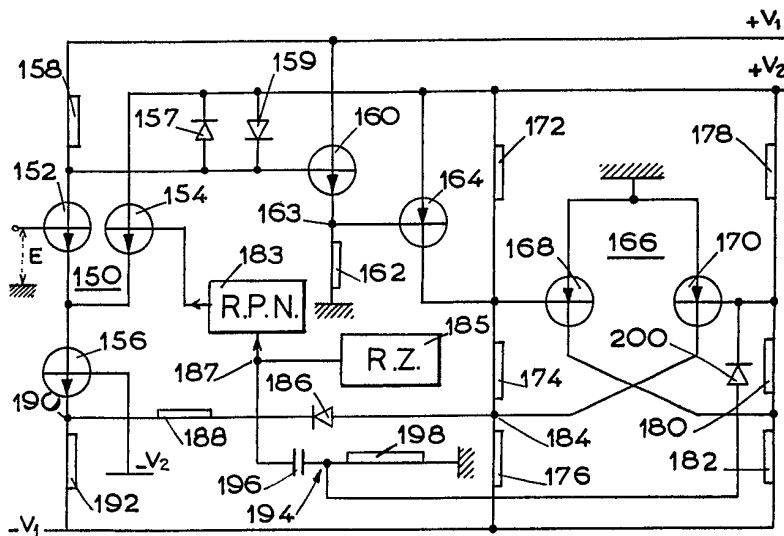
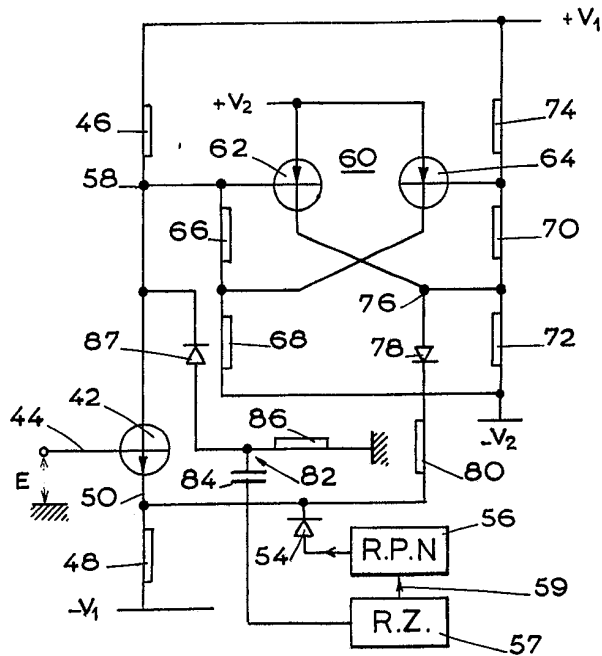


FIG. 2