

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

⑫

N° 81 22427

⑮ Commutateur à valeur de seuil.

⑯ Classification internationale (Int. Cl.³). H 03 K 17/30, 17/60.

⑰ Date de dépôt..... 30 novembre 1981.

⑱ ⑳ ㉑ Priorité revendiquée : RFA, 2 décembre 1980, n° P 30 45 366.8.

㉒ Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 22 du 4-6-1982.

㉓ Déposant : Société dite : ROBERT BOSCH GMBH, résidant en RFA.

㉔ Invention de : Klaus Streit.

㉕ Titulaire : *Idem* ㉓

㉖ Mandataire : Cabinet Bert, de Keravenant et Herrburger,
115, bd Haussmann, 75008 Paris.

Etat de la technique -

L'invention part d'un commutateur à valeur de seuil avec un amplificateur différentiel et avec au moins une valeur de seuil,. De tels commutateurs à valeur de seuil sont connus. On connaît en outre des branchements de comparaison avec un amplificateur opérationnel susceptible d'être intégré, dans lesquels, par l'intermédiaire d'un couplage à l'aide d'au moins une résistance, qui va de la sortie à l'entrée non inversante, une hystérésis est mise en oeuvre. On connaît en outre de nombreux branchements permettant d'obtenir une tension de référence fixe comme tension d'intervalles de bande.

Partant de cet état de la technique l'invention concerne un commutateur caractérisé en ce que la valeur de seuil est obtenue par un désaccord défini des transistors constituant l'amplificateur différentiel, des moyens étant prévus pour le désaccord défini de ces transistors, moyens qui sont disposés dans le branchement de désaccouplement de l'amplificateur différentiel.

Le commutateur à valeur de seuil conforme à l'invention défini ci-dessus présente par rapport aux solutions connues l'avantage que l'on peut commuter la sortie ou les sorties du branchement d'amplificateur différentiel pour un désaccord défini des transistors d'entrée (courant d'émetteur non identique dans les transistors de l'amplificateur différentiel). Ainsi la tension différentielle d'entrée nécessaire pour la commutation des sorties conserve une portion proportionnelle à la tension fonction de la température U_T . En outre, en série sur les émetteurs des transistors d'entrée précités, il est prévu des résistances qui sont parcourues par des courants, proportionnels à une tension de diodes (tension base-émetteur d'un transistor) $U_{BE}(I_0)$. Aux points de commutation, ces portions peuvent être définies par un dimensionnement approprié de ces résistances. Comme dans les sources de référence d'intervalle de bande connues, les parties proportionnelles U_T d'une part, $U_{BE}(I_0)$ d'autre part, sont amenées dans un rapport tel que leur somme, à savoir la tension d'interrogation d'entrée est indépendante de la température.

Les tensions de seuil d'entrée peuvent d'après ce principe, être rendues symétriques ou dissymétriques par rapport à une tension de référence à l'une des entrées. Elles peu-

vent en outre être rendues grandes ou petites , en tout cas non égales à la tension d'intervalle de bande. Les tensions de seuil d'entrée peuvent en outre, par un décalage défini à partir de la répartition proportionnelle des deux parties par rapport à la tension d'intervalle de bande, être également réalisées avec un coefficient de température prédéterminé différent de zéro. Selon une autre caractéristique de l'invention, l'hystérésis entre les deux tensions de seuil d'entrée définies est obtenue par une bascule dans le circuit de sortie. Ceci présente par rapport au branchement connu de comparaison ou d'une valeur de seuil avec l'hystérésis, l'avantage que l'hystérésis est obtenue sans action perturbant la précision du seuil de commutation d'entrée. En outre, dans cette méthode, les problèmes dynamiques tels qu'ils se présentent dans le cas d'un couplage entre sortie et entrée, du fait de l'amplification élevée de circuit et des retards à travers plusieurs étages d'amplification, sont à priori évités.

Un autre avantage du branchement de base selon la figure 2, réside en outre en ce que le branchement de sortie peut être établi librement, soit avec des sorties individuelles, soit comme comparateur à fenêtre. D'autres combinaisons logiques sont également possibles entre les sorties disponibles du branchement de base, ces combinaisons n'étant pas prévues dans les exemples de réalisation.

25 Dessins -

Des exemples de réalisation du commutateur à valeur de seuil conforme à l'invention sont représentés sur les dessins ci-joints et exposés plus en détail dans la description qui va suivre.

30 - la figure 1 montre le branchement de base d'un commutateur à valeur de seuil symétrique conforme à l'invention, selon le principe de l'intervalle de bande avec deux transistors de sortie,

35 - la figure 2 montre la dépendance de la tension d'entrée des courants déterminant pour le fonctionnement de ce branchement de base,

40 - la figure 3 montre un branchement analogue à celui de la figure 1, mais cependant avec un autre branchement des sources de courant et avec des sources de courant de fonctionnement pour les sorties distinctes.

- la figure 4 montre la dépendance des tensions de sortie de la tension d'entrée dans le branchement selon la figure 3,

5 - la figure 5 représente un branchement analogue à celui de la figure 3, toutefois avec un assemblage des sorties constituant une porte NON-OU un "comparateur à fenêtre" étant ainsi créé.

10 - la figure 6 montre la dépendance existant entre la tension de sortie et la tension d'entrée dans le branchement selon la figure 5,

- la figure 7 représente un branchement analogue à celui de la figure 3 mais avec la combinaison des transistors de sortie à l'aide de deux autres transistors pour constituer une bascule, grâce à quoi un commutateur à valeur de seuil symétrique avec hystérésis est créé.

15 - la figure 8 montre la dépendance entre les tensions de sortie de la bascule dans le branchement selon la figure 7, et la tension d'entrée,

20 - la figure 9 représente un branchement analogue à celui de la figure 7, mais toutefois complété par des transistors à substrat branchés en amont des entrées selon un montage à suiveur d'émetteur avec des sources de courant auxiliaires. Ainsi le potentiel de référence à l'une des nouvelles entrées peut être mis à la masse. En outre, les courants d'entrée sont

25 réduits.

- la figure 10 montre une variante par rapport au branchement de base selon la figure 1, variante dans laquelle les longueurs différentes de bord de collecteur des transistors latéraux d'entrée, nécessaires pour l'établissement de la tension de seuil d'entrée, sont remplacées par des surfaces d'émetteur différentes dans les transistors du miroir de courant.

30 - la figure 11 montre une autre variante dans laquelle, en amont de la base de chacun des deux transistors latéraux pnp constituant l'amplificateur différentiel, est respectivement branché un étage constituant un suiveur d'émetteur. Chacun de ces deux transistors latéraux pnp possède dans ce cas, encore un troisième collecteur partiel relié à sa base.

Description des exemples de réalisation -

40 Les exemples de réalisation sont dans l'ensemble décrits pour être réalisés en technique planaire monolithique

intégrée. Bien entendu, les branchements donnés à titre d'exemple ainsi que d'autres branchements, correspondant aux caractéristiques de l'invention, peuvent être réalisés dans d'autres techniques dans lesquelles on a un couplage thermique des principaux éléments, par exemple dans la technique hybride.

Sur la figure 1 est représenté le branchement de base du commutateur à valeur de seuil conforme à l'invention. Ce commutateur à valeur de seuil comprend un amplificateur différentiel constitué de deux transistors latéraux pnp T_1 , T_2 . Les émetteurs de ces deux transistors T_1 , T_2 sont dans ce cas reliés galvaniquement ensemble. Le point de jonction de ces deux émetteurs est raccordé par l'intermédiaire d'une source de courant au conducteur positif de courant de fonctionnement. La source de courant est dans ce cas constituée des éléments de commutation T'_3 et R_2 , la source de référence par rapport à la source d'alimentation en courant est constituée des éléments de commutation T'_4 , T'_5 , R_3 . Les collecteurs des deux transistors latéraux pnp T_1 , T_2 sont respectivement subdivisés en deux collecteurs partiels a, b. Le second collecteur partiel a est alors relié respectivement à l'entrée d'un miroir de courant npn T_3 , T_4 ou bien T_5 , T_6 , dont la sortie est respectivement reliée au premier collecteur partiel b de l'autre des deux transistors latéraux pnp T_1 , T_2 et à la base d'un transistor de sortie T_7 , T_8 . Dans le conducteur d'émetteur de chacun des deux transistors latéraux pnp T_1 , T_2 est respectivement branchée une résistance R_1 , R'_1 . Ces résistances, dans les considérations mathématiques qui vont suivre, sont considérées comme identiques et désignées par R_1 .

Dans le branchement selon la figure 1, le transistor de sortie T_8 est alors précisément commandé (courant de base du transistor T_8 tout d'abord négligé) lorsque on a :

$$A \cdot b \cdot I_1 = A \cdot a \cdot I_2 \quad (1a)$$

où l'amplification du courant collecteur-émetteur des transistors latéraux pnp T_1 , T_2 est désignée par $A = B / (B + 1)$ et à cause de l'alignement (tracking) dans le cas des circuits intégrés est considérée comme égale pour les deux transistors. Les transistors d'entrée T_1 , T_2 possèdent des collecteurs partiels pour lesquels le rapport de leurs longueurs de bord efficace est caractérisé par le nombre proportionnel a : b (avec a + b = 1).

De l'égalité (1a) on déduit :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{a}{b} \quad (1b)$$

on a en outre, selon la règle des noeuds :

$$I_1 + I_2 = I_0 \quad (2)$$

5 Le courant amont I_0 , dans le branchement de source de courant représenté sur la figure 1 ou bien sur la figure 2, s'établit à :

$$I_0 = \frac{U_{BE} (I_0)}{R_3} \quad (3)$$

10 Des égalités (1b), (2) et (3) on déduit pour la différence des courants I_1 , I_2 :

$$I_1 - I_2 = \frac{a - b}{a + b} \cdot \frac{U_{BE} (I_0)}{R_3} \quad (4)$$

15 La tension d'entrée nécessaire pour commander le transistor de sortie T_8 est :

$$U_{E1} = (I_1 - I_2) \cdot R_1 + U_T \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (5)$$

20 ou bien avec l'égalité (4) et l'égalité (1b) :

$$U_{E1} = \frac{a - b}{a + b} \cdot \frac{R_1}{R_3} \cdot U_{BE} (I_0) + U_T \ln \frac{a}{b} \quad (6a)$$

25 Si l'on veut rendre U_{E1} indépendant de la température, on doit répartir les deux portions (la proportionnelle U_{BE} et la proportionnelle U_T) de façon appropriée selon le principe de l'intervalle de bande. Pour rendre ceci plus clair, on multiplie dans l'égalité (6a) par le facteur $(a + b) \cdot R_3 / (a - b) \cdot R_1$ et on obtient :

$$30 U_{E1} \cdot \frac{a + b}{a - b} \cdot \frac{R_3}{R_1} = U_{BE} (I_0) + \frac{a + b}{a - b} \cdot \frac{R_3}{R_1} \cdot U_T \ln \frac{a}{b} \quad (6b)$$

Cette tension est indépendante de la température si on la rend tout juste égale à une tension U_{GO} , qui est légèrement supérieure à la tension physique d'intervalle de bande U_{GO} pour le silicium, afin de tenir compte des coefficients

positifs de température des résistances intégrées R_1 , R_2 , R_3 . On a ainsi :

$$40 U_{GO} = U_{E1} \cdot \frac{a + b}{a - b} \cdot \frac{R_3}{R_1} \quad (7a)$$

et

$$U_{GO'} = U_{BE} (I_0) + \frac{a+b}{a-b} \cdot \frac{R_3}{R_1} \cdot U_T \cdot \ln \frac{a}{b} \quad (7b)$$

En combinant les égalités (7a) et (7b) on a :

$$5 \quad U_{GO'} = U_{BE} (I_0) + \frac{U_{GO'}}{U_{E1}} \cdot U_T \cdot \ln \frac{a}{b} \quad (7c)$$

10 A partir de l'égalité (7c) on peut déterminer le rapport efficace des longueurs de bord des collecteurs des transistors T_1 , T_2 pour la tension d'entrée U_{E1} précédemment explicitée :

$$\frac{a}{b} = e \frac{U_{E1}}{U_T} \cdot \frac{U_{GO'} - U_{BE} (I_0)}{U_{GO'}} \quad (8)$$

$$15 \quad \text{exemple : } U_{GO'} = 1216 \text{ mV, } I_0 = 100 \mu\text{A,}$$

$$U_{BE} (I_0) = 680 \text{ mV, } U_T = 26 \text{ mV, } U_{E1} = 35 \text{ mV}$$

ce qui donne :

$$(a/b) = 1,81$$

A partir de là, et compte tenu que $a + b = 1$, on obtient :

$$20 \quad a = 0,64 \text{ et } b = 0,36.$$

A l'aide du rapport a/b déterminé à partir de l'égalité (8), on peut déterminer en outre à partir de l'égalité (7a) le rapport des résistances R_1/R_3 :

$$25 \quad \frac{R_1}{R_3} = \frac{\frac{a}{b} + 1}{\frac{a}{b} - 1} \cdot \frac{U_{E1}}{U_{GO'}} \quad (9)$$

Dans l'exemple précédent, on a $(R_1/R_3) = 0,1$.

Si l'on part de : $R_3 = U_{BE} (I_0) / I_0 = 680 \text{ mV} / 100 \mu\text{A} = 6,8 \text{ k} \Omega$, on doit prendre : $R_1 = 680 \Omega$.

30 Afin d'illustrer le mode de fonctionnement du branchement selon la figure 1, les évolutions des principaux courants dans ce branchement, sont schématiquement représentées sur la figure 2 en fonction de la tension différentielle d'entrée U_E . On voit que dans la zone où $U_E \geq U_{E1}$ le courant AbI_1 dépasse le courant AaI_2 , grâce à quoi le transistor T_8 devient conducteur. Dans la zone où $U_E \leq U_{E1}$ on a par contre $AaI_2 > AbI_1$, grâce à quoi le transistor T_5 est saturé et le transistor T_8 bloqué.

40 On voit également, que du fait de la symétrie

du dispositif, le point de commutation pour l'autre transistor de sortie T_7 se situe à : $U_E = -U_{E1}$.

Sur la figure 1 sont uniquement représentés les transistors de sortie T_7, T_8 eux-mêmes (appelés sorties "open-collector"). Sur la figure 3 sont ajoutés, pour compléter les circuits de sortie, des courants "pull-up" qui sont prélevés sur le transistor à double collecteur T_{10} . On choisit avantageusement ces courants à peu près égaux à la moitié de I_0 , de façon qu'ils correspondent à peu près au point d'entrée à la somme des courants de collecteur des transistors du miroir de courant T_3, T_4 ou bien T_5, T_6 . Ainsi, du fait du "tracking" des amplifications de courant des transistors T_3, T_4, T_7 ou bien T_5, T_6, T_8 leur courant de base se compense à peu de chose près, grâce à quoi les tensions correspondantes d'entrée $U_{E1}, -U_{E1}$ sont à peu près indépendantes de l'amplification de courant et de l'évolution de sa température.

Sur la figure 3 est prévue simultanément une autre forme de la source générale d'alimentation en courant, qui est avantageuse pour des adjonctions, telles que celles faites dans le présent exemple par le transistor T_{10} . Cette source d'alimentation en courant est constituée, conformément à la figure 3, par les éléments de commutation $R_2, R_3, T_{11}, T_{12}, T_{13}, T_{14}, T_{15}$.

La figure 4 montre schématiquement la dépendance entre les tensions de sortie U_{11} et U_{12} et la tension différentielle d'entrée U_E pour le branchement selon la figure 3. Pour une amplification élevée de courant des transistors de sortie T_7, T_8 ceux-ci deviennent conducteurs aux points $+U_{E1}$ et $-U_{E1}$.

Sur la figure 5, par rassemblement des collecteurs des transistors de sortie T_7, T_8 en une sortie A commune, il est créé un branchement NON-OU (lorsque le transistor T_7 ou bien le transistor T_8 est conducteur, la sortie A est "basse").

Comme on le voit sur la figure 6, le branchement selon la figure 5 est ainsi devenu un "comparateur à fenêtre" avec une fenêtre compensée en température, symétrique par rapport à $U_E = 0$, et avec une largeur $2 U_{E1}$.

Finalement, la figure 7 représente un branchement dans lequel, par rapport à la figure 3, les transistors de sortie T_7, T_8 selon une autre caractéristique de l'invention, par adjonction des transistors T_{16}, T_{17} , sont complétés pour consti-

tuer deux branchements NON-OU couplés ensemble en croix, c'est-à-dire pour constituer une bascule RS simple.

La figure 8 illustre le mode de fonctionnement de ce branchement. Les sorties A1, A2 de la bascule commutent aux points de commutation U_{E1} et $-U_{E1}$ avec hystérésis. Le branchement selon la figure 8 offre ainsi la possibilité de convertir des tensions d'entrée sinusoïdales en tensions de sortie de forme rectangulaire. Les deux sorties A1, A2 peuvent être ainsi au choix adaptées à ce but éventuellement après une amplification appropriée des signaux.

Le branchement selon la figure 7 est prévu pour le cas spécial où le potentiel de référence doit être à zéro (à la masse) à l'une des entrées E1 ou E2 (par exemple par ce qu'un détecteur inductif est de son côté à la masse), sans pouvoir être utilisé en l'état, car alors les transistors d'entrée T_1 , T_2 devraient en pratique fonctionner dans la zone de saturation.

Cette difficulté est évitée comme le représente la figure 9 par le branchement en amont de transistors d'entrée T_{18} , T_{19} qui sont avantageusement réalisés sous forme de transistors à substrat pnp en technique (bipolaire-planaire) intégrée. Si l'on veut éviter que des courants de base différents des transistors T_1 , T_2 suscitent, dans les sections base-émetteur des transistors T_{18} , T_{19} , une tension supplémentaire décalée correspondante (assymétrie des points de commutation) on doit, comme le montre la figure 9, acheminer les courants amont I_3 , qui sont relativement importants par rapport aux courants de base des transistors T_1 , T_2 à l'aide d'un autre transistor - source de courant T_{20} avec double collecteur. Du fait de l'amplification élevée de courant des transistors à substrat T_{18} , T_{19} on arrive cependant à des courants d'entrée I_{E1} , I_{E2} plus faibles que dans le cas du branchement simple de la figure 7. Cela contribue à cause de l'imprécision de la résistance interne du détecteur, à la symétrie des points de commutation. La résistance R_5 représentée sur la figure 9, qui est reliée à l'émetteur du transistor T_{20} sert à l'ajustement de ce courant amont I_3 . En outre, sur la figure 9, sont représentées des résistances R_4 de stabilisation, qui améliorent la précision des courants devant être ainsi réglés.

Sur la figure 10 est représenté un autre exemple de réalisation en variante par rapport au branchement de base

de la figure 1. A la différence du branchement de la figure 1, les transistors d'entrée T_1, T_2 possèdent des collecteurs partiels identiques (répartition par moitié). Par contre, les surfaces d'émetteurs des transistors du miroir de courant npn T_3, T_4 ou bien T_4, T_5 sont réalisées dans le rapport $a : b$. Ainsi, le concept de l'invention, à savoir que les sorties du branchement commutent pour un rapport défini $I_1 : I_2$ des courants d'émetteurs des transistors d'entrée T_1, T_2 , peut être appliqué. Au lieu de l'égalité (1a), on a dans cette version :

$$10 \quad \frac{1}{2} \cdot A \cdot I_1 = \frac{1}{2} \cdot A \cdot \frac{a}{b} \cdot I_2 \quad (1a')$$

ce qui donne à nouveau :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{a}{b} \quad (1b)$$

15 Si bien que toutes les autres égalités qui ont été établies pour le branchement de la figure 1, sont également valables pour cette version.

Rien entendu les deux méthodes (selon la figure 1 et selon la figure 10) peuvent être aussi combinées pour obtenir le rapport souhaité $I_1 : I_2$ au point de commutation. Cela peut être avantageux pour des raisons de construction (dans la disposition topologique).

Sur la figure 11 est représentée une modification du dispositif de branchement de la figure 9. Chacun des deux transistors latéraux pnp T_1, T_2 constituant l'amplificateur différentiel, possède ici un troisième collecteur partiel supplémentaire c qui est relié à la base de ce transistor T_1 ou bien T_2 . De ce fait, la source de courant R_5, T_{20} de la figure 9 devient inutile.

30 Pour terminer il y a lieu de mentionner que l'on peut aussi selon le principe de l'invention, obtenir également le résultat avec des points de commutation différents $U_{E1}, -U_{E2}$ (avec $|U_{E2}| \neq U_{E1}$). A cet effet, les longueurs de bord des collecteurs des transistors T_1, T_2 et/ou les surfaces d'émetteurs des transistors T_3, T_4 ou bien T_5, T_6 doivent être réparties de façon asymétrique. Dans le cas du transistor T_1 et/ou dans le cas du transistor T_2 , un autre collecteur partiel pour évacuer à la masse une partie excédentaire du courant, peut être alors nécessaire. En outre, les résistances R_1, R'_1 considérées sur la figure 1 comme identiques, doivent être alors di-

mensionnées en conséquence de façon différente. L'un des points de commutation U_{E1} , $-U_{E2}$ peut également être pris à zéro.

Bien entendu, les branchements qui ont été décrits peuvent également être réalisés en technique complémentaire, (permutation des transistors pnp et npn). Il y a alors lieu de veiller à ce que, à la place de la subdivision des collecteurs dans le cas des transistors latéraux pnp, le branchement en parallèle de transistors npn avec des surfaces d'émetteurs identiques ou non identiques, et vice versa, intervienne.

RE V E N D I C A T I O N S

- 1.- Commutateur à valeur de seuil avec un amplificateur différentiel et avec au moins une valeur de seuil, commutateur caractérisé en ce que la valeur de seuil est obtenue
 5 par un désaccord défini des transistors (T_1, T_2) constituant l'amplificateur différentiel, des moyens étant prévus pour le désaccord défini de ces transistors (T_1, T_2), moyens qui sont disposés dans le branchement de désaccouplement de l'amplificateur différentiel.
- 10 2.- Commutateur à valeur de seuil selon la revendication 1, avec un amplificateur différentiel constitué de deux transistors latéraux pnp (T_1, T_2), dont les émetteurs sont reliés galvaniquement l'un à l'autre et sont raccordés par
 15 de courant de fonctionnement, commutateur caractérisé en ce que les collecteurs des deux transistors latéraux pnp (T_1, T_2) sont respectivement subdivisés en deux collecteurs partiels (a, b) le second collecteur partiel (a) des deux transistors latéraux
 20 pnp (T_1, T_2) étant relié à l'entrée d'un miroir de courant npn (T_3, T_4 ou bien T_5, T_6), dont la sortie est reliée avec le premier collecteur partiel (b) de l'autre des deux transistors latéraux pnp (T_1, T_2), et avec la base d'un transistor de sortie (T_7, T_8).
- 25 3.- Commutateur à valeur de seuil selon la revendication 2, caractérisé en ce que pour obtenir des tensions de seuil ($U_{E1}, -U_{E1}$) compensées en température, une résistance (R_1, R'_1) est branchée sur le conducteur arrivant à l'émetteur de chacun des deux transistors latéraux pnp (T_1, T_2), le courant
 30 d'alimentation (I_0) de l'amplificateur différentiel étant proportionnel à une tension de flux de diodes.
- 4.- Commutateur à valeur de seuil selon l'une quelconque des revendications 2 et 3, caractérisé en ce que les deux sorties des deux transistors de sortie (T_7, T_8) sont reliées ensemble par un branchement logique.
- 35 5.- Commutateur à valeur de seuil selon la revendication 4, caractérisé en ce que les deux transistors de sortie (T_7, T_8) font partie d'une bascule RS.
- 40 6.- Commutateur à valeur de seuil selon l'une quelconque des revendications 2 à 5, caractérisé en ce qu'un étage (T_{18}, T_{19}) constituant un suiveur d'émetteur est respec-

tivement branché en amont de la base de chacun des deux transistors latéraux pnp (T_1 , T_2) constituant l'amplificateur différentiel.

5 7.- Commutateur à valeur de seuil selon la revendication 6, caractérisé en ce que des sources de courant (I_3 en provenance de T_{20}) sont reliées à chacune des deux bases des deux transistors latéraux pnp (T_1 , T_2) constituant l'amplificateur différentiel.

10 8.- Commutateur à valeur de seuil selon la revendication 6, caractérisé en ce que, chacun des deux transistors latéraux pnp (T_1 , T_2) constituant l'amplificateur opérationnel, possède encore un troisième collecteur partiel (c) relié à sa base.

15 9.- Commutateur à valeur de seuil selon l'une quelconque des revendications 2 à 8, caractérisé en ce que les deux transistors (T_3 , T_4 ou bien T_5 , T_6) constituant le miroir de courant npn ont des surfaces d'émetteur (a, b) différentes.

20 10.- Commutateur à valeur de seuil selon l'une quelconque des revendications 2 à 9, caractérisé en ce qu'il est réalisé en technique complémentaire (transistors pnp et transistors npn permutés), grâce à quoi à la place de la subdivision des collecteurs dans le cas de transistors latéraux pnp, intervient le branchement en parallèle de transistors pnp avec une surface d'émetteur identique ou non identique, et vice versa.

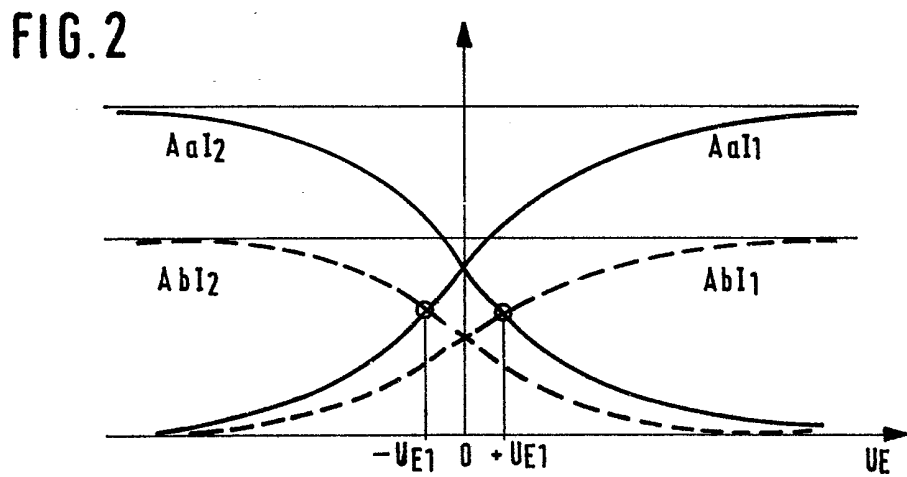
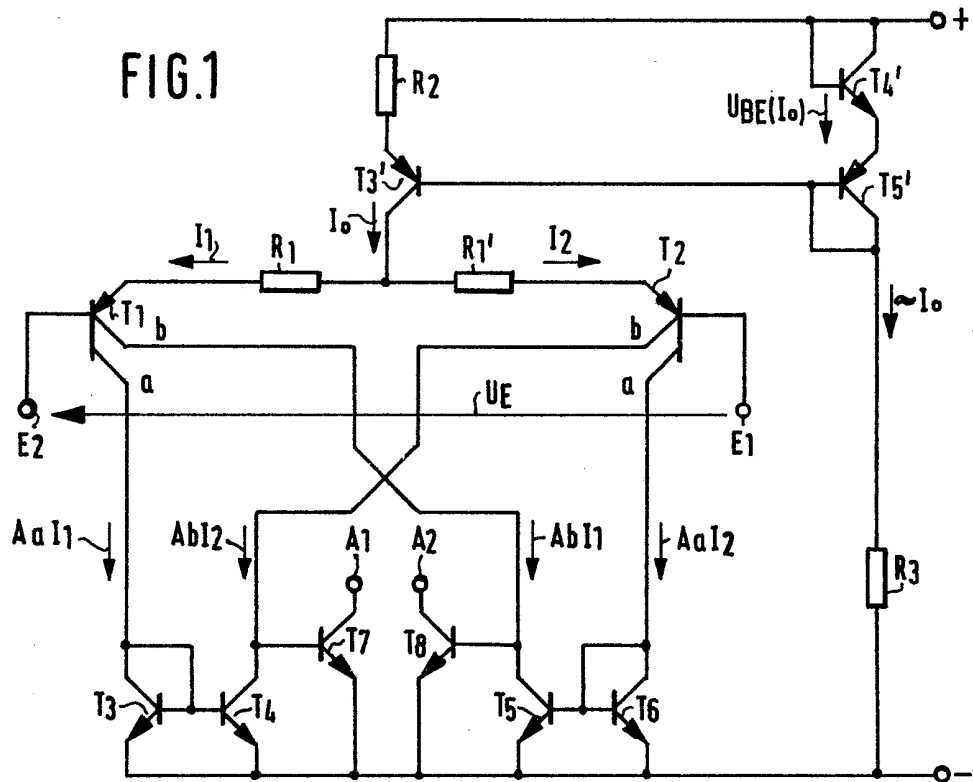


FIG.3

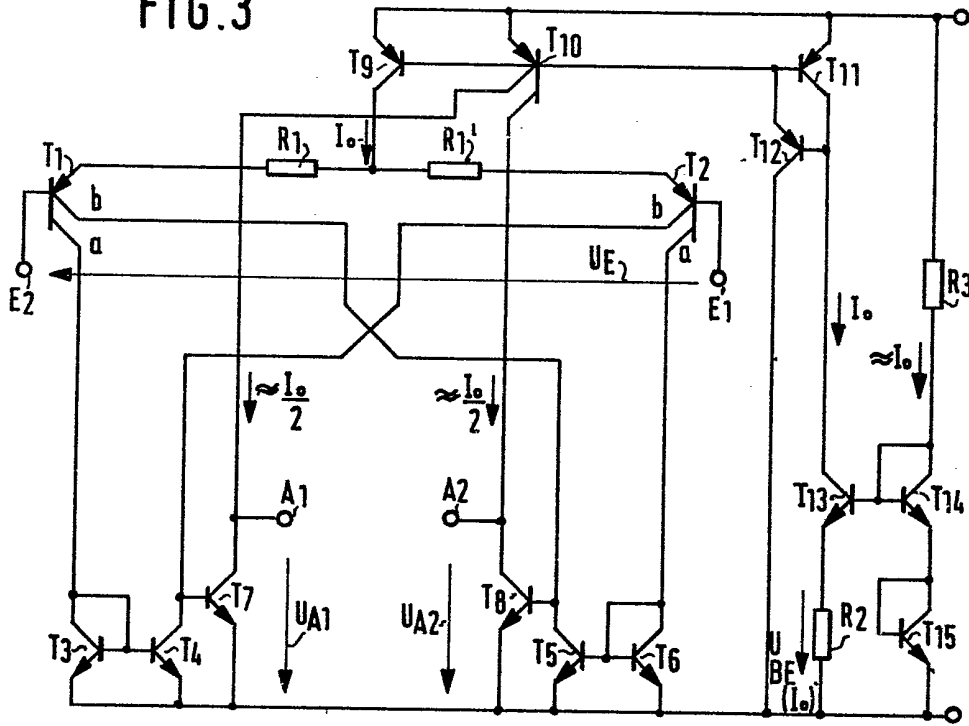
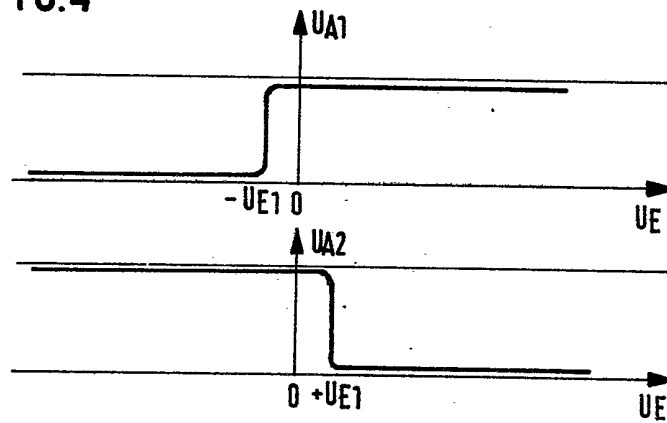


FIG.4



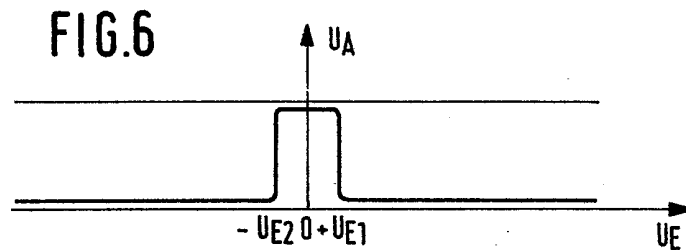
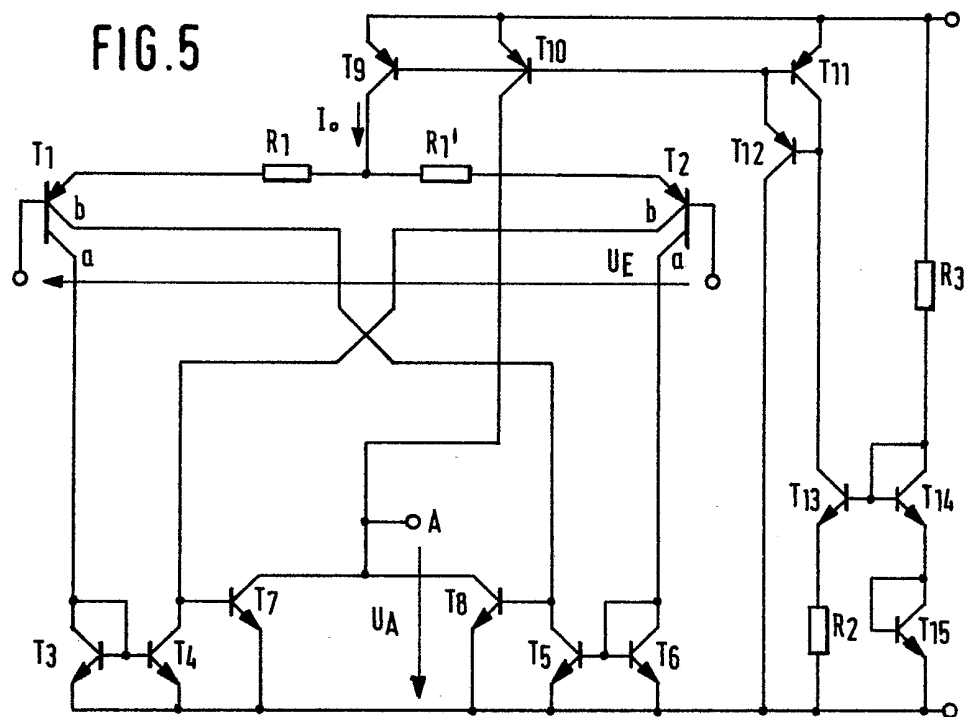


FIG. 7

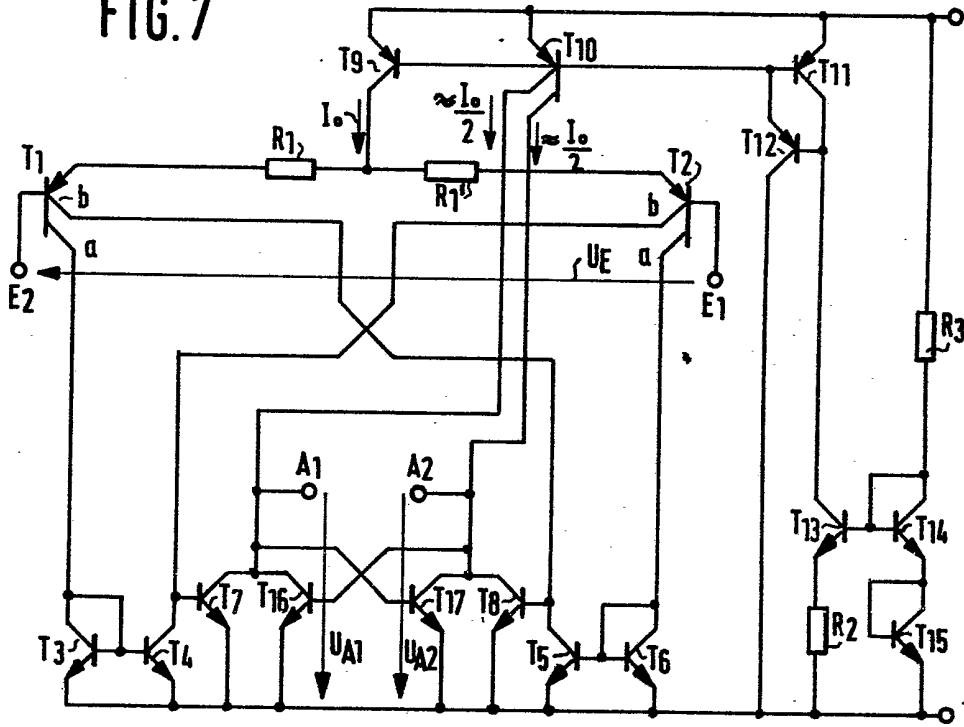
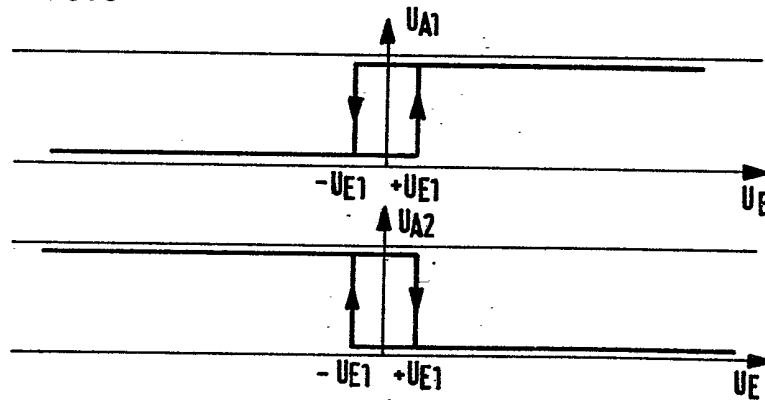


FIG. 8



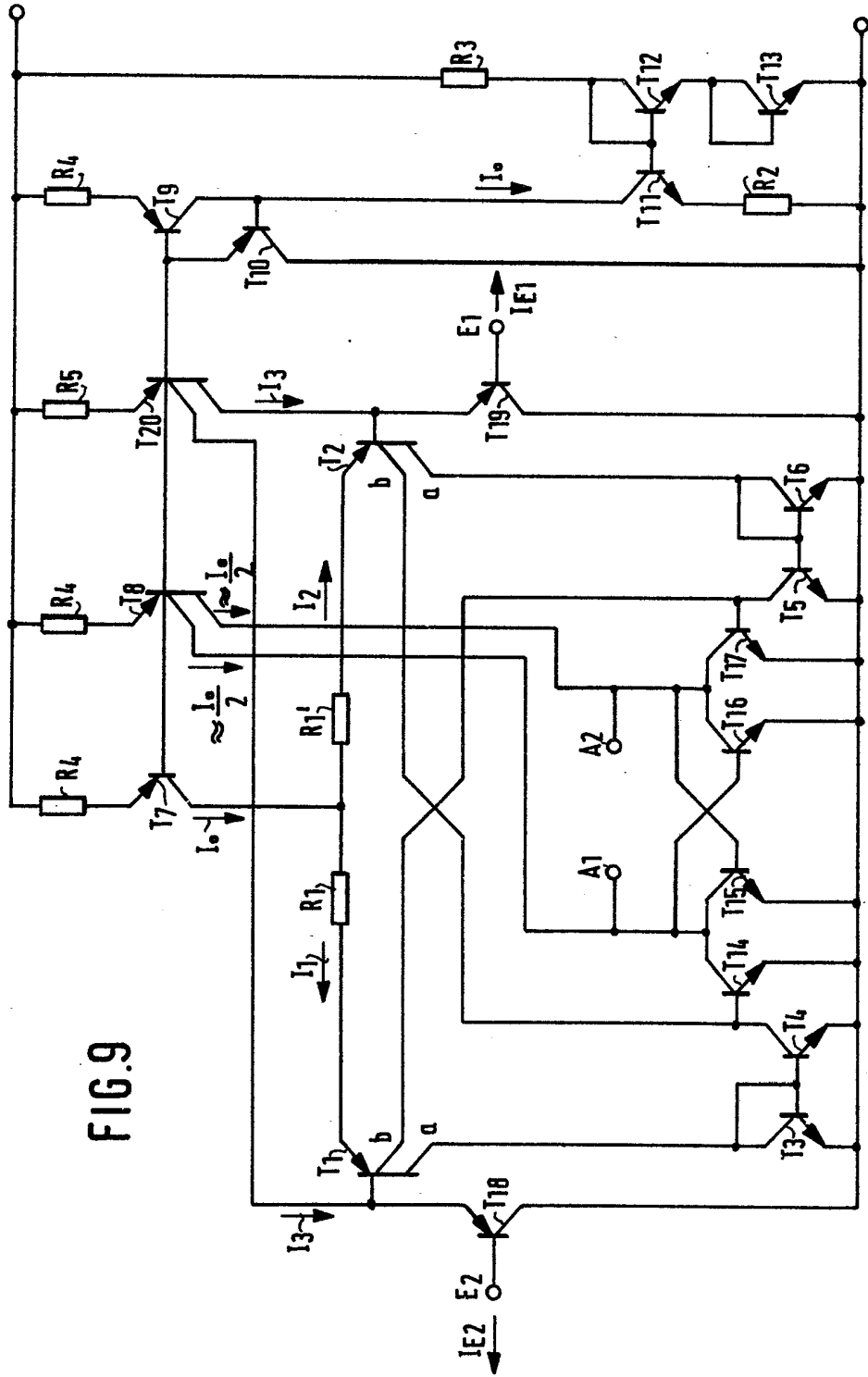


FIG. 9

FIG. 10

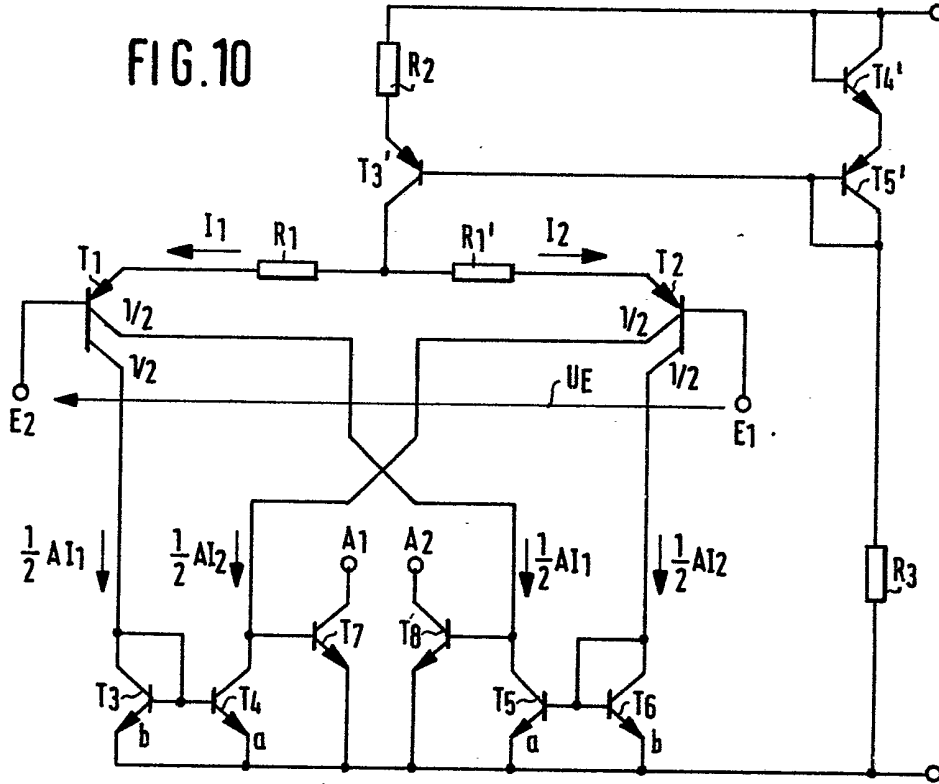


FIG. 11

