

CONFÉDÉRATION SUISSE  
OFFICE FÉDÉRAL DE LA PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

⑪ CH 654 716 G A3

⑤① Int. Cl.4: G 04 F 5/00  
H 03 L 1/02

**Demande de brevet déposée pour la Suisse et le Liechtenstein**  
Traité sur les brevets, du 22 décembre 1978, entre la Suisse et le Liechtenstein

⑫ **FASCICULE DE LA DEMANDE** A3

⑲ Numéro de la demande: 4064/80

⑳ Date de dépôt: 23.05.1980

㉓ Priorité(s): 23.05.1979 JP 54-64151  
19.06.1979 JP 54-77216  
28.09.1979 JP 54-126100

④② Demande publiée le: 14.03.1986

④④ Fascicule de la demande  
publié le: 14.03.1986

⑦① Requéran(s):  
Kabushiki Kaisha Suwa Seikosha, Tokyo (JP)

⑦② Inventeur(s):  
Misawa, Toshiyuki, Suwa-shi/Nagano-ken (JP)  
Asakawa, Tatsushi, Suwa-shi/Nagano-ken (JP)

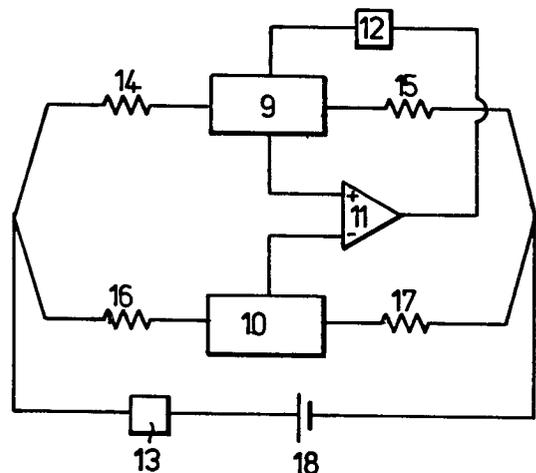
⑦④ Mandataire:  
Bovard AG, Bern 25

⑤⑥ Rapport de recherche au verso

⑤④ **Circuit électronique de base de temps pour montre, comprenant un détecteur de température.**

⑤⑦ Dans le but d'améliorer la compensation de température, notamment dans le circuit oscillateur à quartz d'une montre électronique, le dispositif comprend une pluralité de résistances intégrées ayant des coefficients de température différents (14-17) formant un montage en pont, les points médians du pont étant prélevés sur deux circuits (9, 10) susceptibles d'être ajustés pour décaler les prises médianes, ces dernières étant branchées aux deux entrées d'un comparateur (11). L'une des entrées du comparateur reçoit un signal de température et l'autre entrée reçoit un signal augmentant progressivement jusqu'à inversion du signal de sortie du comparateur. Par l'intermédiaire d'une porte (12), l'augmentation du dit signal est stoppée et une valeur de coefficient de température fiable est obtenue pour effectuer la compensation de température.

Ce circuit trouve une application particulièrement avantageuse dans les montres électroniques à quartz de très petites dimensions.





Catégorie Kategorie	<p align="center"><b>DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE</b></p> <p align="center">Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes Kennzeichnung des Dokuments, mit Angabe, soweit erforderlich, der massgeblichen Teile</p>	Revendications con- cernées Betrifft Anspruch Nr.
Y  A	FR-A-2 069 947 (LE MATERIEL TELEPHONIQUE)  * en entier *  ---	1-4,7,  8,9  5,6
Y	US-A-4 044 371 (HONEYWELL INC.)  * figures; colonne 1, ligne 1 - colonne 5, ligne 14; revendication 1 *  ---	1-4, 6-  9
X  A	US-A-3 719 838 (BULOVA WATCH CO.)  * figures; colonne 2, ligne 42 - colonne 6, ligne 52; revendications 1,2,4,6,7,10,12,14 *  ---	8,9  1,6,7
A	FR-A-2 341 980 (PHILCOM ELECTRONICS LTD.)  * page 1, ligne 30 - page 3, ligne 18; figures 4-7; page 4, ligne 25 - page 7, ligne 5; revendications 1, 3-7 *  ---	1,6,7,  8,9
Y	US-A-3 999 370 (CITIZEN WATCH CO.)  * figures; colonne 3, ligne 40 - colonne 10, ligne 43; revendications 1,2*  ---	1,2,8,  9
P,Y	GB-A-2 044 998 (TRW INC.)  * figures 4,5,6; page 1, ligne 5 - page 4, ligne 60; revendications 1,2,7,8,9,11,15 *  ---	1,2,8  9
A	US-A-3 864 817 (SPRAGUE ELECTRIC CO.)  *colonne 1, ligne 10 - colonne 5, ligne 2; figures; revendications 1,4*  ---	1,2,5,  6
A	FR-A-2 241 914 (RCA CORP.)  * figures; page 1, ligne 29 - page 7, ligne 34; revendications 1,3 *	1,2,6
<p>Domaines techniques recherchés Recherchierte Sachgebiete (INT. CL<sup>3</sup>)</p> <p align="center">H03 L, H01 L, G04 F</p>		
<p>Date d'achèvement de la recherche/Abschlussdatum der Recherche</p> <p align="center">06-12-1983</p>		<p align="center">Examinateur OEB/EPA Prüfer</p>

## REVENDEICATIONS

1. Circuit électronique de base de temps, pour montre, comprenant un détecteur de température, caractérisé en ce que le détecteur de température comprend un premier réseau de résistances (22-24), un premier jeu de portes (25-29) connectées, d'un côté, respectivement aux résistances du premier réseau et, de l'autre côté, en commun à un premier point d'entrée à haute impédance d'un amplificateur opérationnel (11), un compteur (31) agissant sur les dites portes (25-29), un second réseau de résistances (36-38), un second jeu de portes (39-43) connectées d'un côté, respectivement aux résistances du second réseau et, de l'autre côté, en commun à un second point d'entrées à haute impédance de l'amplificateur opérationnel (11), et une mémoire (44) qui commande les dites portes (39-43) du second jeu.

2. Circuit électronique selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'amplificateur opérationnel (11) est constitué de transistors C-MOS (fig. 8), les éléments du circuit étant intégrés.

La présente invention concerne un circuit électronique de base de temps pour montre comprenant un circuit détecteur de température. Ce circuit utilise la caractéristique de température d'au moins une résistance.

L'invention vise de façon générale à fournir un circuit de ce type qui soit plus avantageux que ce qui était connu de l'art antérieur, et qui, notamment, soit particulièrement avantageux dans une montre-bracelet électronique, en tant qu'élément pour la compensation de la caractéristique fréquence-température d'un vibreur à cristal de quartz.

Classiquement, un dispositif thermo-sensible, tel par exemple qu'un thermistor ou un autre élément similaire est utilisé pour réaliser une méthode de détection de température utilisant la caractéristique de température d'une résistance. Cette méthode présente l'avantage d'avoir une grande sensibilité à l'égard de la température, du fait du grand coefficient de température d'une résistance. Par contre, elle présente le désavantage selon lequel le dispositif thermosensible doit être disposé à l'extérieur du circuit intégré lorsque le circuit est appliqué à la compensation de la caractéristique de température d'un oscillateur à cristal de quartz dans une montre. L'invention vise notamment à éliminer ces défauts.

Il sera donc avantageux que le dispositif thermo-sensible soit intégré de façon que les résistances constituant les éléments du circuit soient fabriquées dans le procédé même de fabrication du circuit intégré.

L'invention vise principalement la réalisation d'un circuit détecteur de température à semi-conducteurs, établi, dans une montre à oscillateur à cristal de quartz sur le même substrat semi-conducteur que le circuit électronique de la montre, dans des conditions telles que ce circuit détecteur de température permette une compensation de température élevée avec une grande précision.

Il y a lieu de considérer que, classiquement, on utilise le plus souvent, dans une pièce d'horlogerie comprenant un circuit oscillateur à cristal de quartz, en particulier dans une montre, un vibreur à cristal de quartz à diapason, fonctionnant à la flexion, et ayant une fréquence de résonance de 32,678 KHz. Ce vibreur à cristal de quartz à diapason peut aisément être rendu très petit, ce qui le rend adéquat pour une montre. Un tel vibreur présente toutefois le défaut d'avoir une caractéristique fréquence-température relativement mauvaise et d'être sujet à d'importants changements

du fait du vieillissement. Afin de supprimer ou d'éliminer dans une forte mesure ces défauts, on utilise classiquement un condensateur au titanate acide de barium (titanic acid barium), qui présente une caractéristique de température similaire à celle d'un cristal de quartz. L'utilisation de deux vibreurs à cristal de quartz permet également dans une certaine mesure de satisfaire les spécifications établies. Toutefois, ces méthodes exigent trop de traitements et manipulations pour la compensation, ces méthodes nécessitant que le condensateur au titanate d'acide de barium ou le cristal de quartz réponde à des spécifications restreintes, et requérant également une disposition à l'extérieur du circuit intégré, de sorte que le rendement de production s'avère mauvais, et que les coûts sont trop élevés. De plus, le nombre de composants devant être disposés à l'extérieur du circuit intégré est un facteur qui intervient défavorablement pour la fabrication d'une montre de petites dimensions et de bonne configuration.

La publication antérieure la moins éignée de l'objet de l'invention est l'exposé US-3 999 370. A la fig. 10 de cet exposé, un comparateur à transistors bipolaires bascule sous l'effet d'une commande faisant intervenir des seuils de tension base-émetteur thermo-sensibles. A la fig. 16 de cet exposé, diverses chutes de tension ohmique, diversement thermo-sensibles, sont appliquées par l'intermédiaire de force à l'entrée d'un amplificateur à transistors bipolaires. Il n'y a toutefois pas deux réseaux de résistances. Cet exposé antérieur ne divulgue donc pas une disposition qui comprendrait deux jeux de résistances incluant des éléments connectés sélectivement par des portes et agissant respectivement sur les entrées d'un amplificateur opérationnel. Ce dispositif antérieur n'assure donc pas une détection de température des plus précise, sur la base de la caractéristique de température d'éléments résistants thermo-sensibles pouvant être intégrés, à l'abri de toute influence perturbatrice provenant d'autres paramètres.

Ce dispositif antérieur n'assure donc pas les performances visées par l'invention, qui consistent à remédier aux insuffisances susmentionnées de l'art antérieur, performances qui sont par contre atteintes par la présence des caractères énoncés dans la revendication indépendante annexée.

Dans la forme de réalisation avantageuse définie par la revendication indépendante annexée, l'amplificateur opérationnel, au sein des éléments intégrés, est constitué de transistors C-MOS. Cette constitution distingue encore davantage le circuit proposé de la divulgation selon la publication antérieure US-3 999 370. En effet, le dispositif selon cette publication antérieure comprend (voir notamment élément 8, fig. 16) des transistors bipolaires et non pas des éléments C-MOS, aisément intégrables.

Le dessin annexé illustre, à titre d'exemple et en tenant compte de l'art antérieur des formes d'exécution de l'objet de l'invention; dans ce dessin:

les figs 1 et 2 illustrent à titre explicatif un circuit détecteur de température qui, sans être une forme d'exécution de l'invention, présente une résistance variable à chaîne d'éléments sélectionnables, d'un genre qu'on retrouvera en combinaison,

la fig. 3 est un diagramme montrant la relation entre la quantité d'impuretés implantées et le coefficient de température,

la fig. 4 est un schéma d'un circuit de compensation de température connu,

la fig. 5 est un schéma d'un circuit de compensation de température selon la conception particulière proposée,

les figs. 6 à 9 sont des schémas explicatifs de différentes parties représentées sous forme de bloc à la fig. 5, et

la fig. 10 est un schéma explicatif d'un agencement de compensation de température utilisant des résistances ayant différents coefficients de température.

On exposera d'abord quelques considérations techniques particulières en liaison avec les fig. 1 à 3, ces figures illustrent à titre explicatif la constitution et le fonctionnement d'un détecteur de température qui ne satisfait pas à la définition de l'invention mais qu'il est bon de connaître pour mieux saisir l'invention.

A la fig. 1, qui illustre une façon d'effectuer une détection de température, les signes de référence 101 à 104 désignent des blocs de circuit tandis que les signes de référence 105 à 109 représentent des signaux électriques. Le circuit 101 est destiné à faire varier l'amplitude d'un signal de sortie 105 pas à pas, en réponse au comptage d'un compteur. Le circuit 102 est un circuit destiné à modifier un signal de sortie 106 en correspondance avec la température environnante. Le circuit 103 est un comparateur recevant les signaux 105 et 106 susmentionnés, et délivrant à sa sortie un signal 107. Le circuit 104 est un circuit de détection des inversions du signal 107 et il fournit à sa sortie un signal 108 pour stopper le comptage dans le circuit 101. A la fig. 1, on voit encore en 109 le signal de température émis lorsque le circuit 101 est en condition de commutation.

Le niveau de tension du signal 105 de la fig. 1 est indépendant de la température d'environnement et il subit des changements uniquement en dépendance des commutations du circuit 101, commandé notamment par le compteur. Par ailleurs, seul le niveau de tension du signal 106 dépend de la température de l'environnement. En fait, il faut principalement que le signal 105 ou le signal 106 varie en dépendance de la température ambiante.

Les éléments thermo-sensibles peuvent être intégrés de façon que les résistances qui entrent dans la constitution des circuits 101 et 102 se trouvent fabriquées dans le procédé même de fabrication du circuit intégré. Une forme d'exécution intégrée est représentée à la fig. 1. Sur celle-ci, on voit un compteur 201, des résistances intégrées 211 à 215, et des portes de transmission 221 à 225. Les deux extrémités de la chaîne-série formée par les résistances 211 et 215 sont connectées respectivement à la source de tension positive et à la source de tension négative.

Le signal apparaissant au point nodal 233 est le signal de sortie du circuit 101. Le circuit est constitué de façon que la tension sur les points nodaux 234 à 248, entre les résistances 211 à 215, coïncide de façon correcte avec les valeurs établies de façon que le signal de sortie puisse coïncider correctement avec les valeurs constructivement établies. D'une façon générale, la valeur d'une résistance R, ayant une longueur L, une aire de section S et une résistivité  $\rho$ , est donnée par la formule suivante:

$$R = \rho \times L/S.$$

Les résistances devaient être fabriquées avec une valeur  $\rho$  petite et une valeur L grande afin que, selon la formule ci-dessus, des résistances 211 à 215 de qualité élevée soient obtenues. Ces résistances 211 à 215 sont avantageusement fabriquées par une méthode de diffusion, permettant d'obtenir des résistances diffusées ayant une haute densité d'impureté, dans le procédé pour former une source et un drain. Ces résistances peuvent également être avantageusement fabriquées en tant que résistances au silicium polycristallin, au cours du procédé pour former la porte, lorsque la porte du transistor MOS est composée de silicium polycristallin. Les résistances constituées dans le circuit intégré présentent des variations d'un lot de fabrication à l'autre et entre les différentes plaquettes d'un même lot, et un

circuit est requis pour compenser ces variations à l'intérieur du circuit 101 ou 102 de la fig. 1. Les résistances diffusées à haute densité d'impureté ou les résistances au silicium polycristallin peuvent être également utilisées. Les coefficients de température de ces résistances doivent différer pour permettre l'obtention d'un signal dépendant de la température d'environnement. Par exemple, à la fig. 1, il est supposé que le niveau de tension du signal 105 est indépendant de la température environnante et que seul le niveau de tension du signal 106 dépend de cette température environnante. Deux résistances, de coefficients de température  $\alpha$  et  $\beta$  différents, sont utilisées dans le circuit 102. Dans ces conditions, plus la différence entre les coefficients de température  $\alpha$  et  $\beta$  est grande, plus les variations du signal 106 en dépendance de la température d'environnement seront grandes. Ainsi, il faut sélectionner une bonne combinaison de deux résistances à savoir, d'une part, une résistance diffusée à faible densité d'impuretés ou une résistance à implantation de ions à faible densité d'impuretés et, d'autre part, une résistance diffusée à haute densité d'impuretés ou une résistance au silicium polycristallin de haute densité d'impuretés. Ceci provient de ce que, d'une façon générale, plus la densité d'impuretés de la résistance est faible, plus le coefficient de température est faible. Les résistances utilisées pour la combinaison susmentionnée doivent pouvoir être fabriquées dans le procédé de fabrication ordinaire du circuit intégré, sans qu'une phase de procédé particulière soit nécessaire pour fabriquer spécialement la résistance de détection.

Des résistances fabriquées par implantation de ions présentent différentes profondeurs de diffusion en dépendance des conditions du traitement thermique ultérieur à l'implantation d'ions, et il en résulte des coefficients de température différents. Ces résistances ayant différentes profondeurs de diffusion peuvent donc être utilisées en tant que deux résistances présentant, de façon voulue, les deux coefficients de température différents  $\alpha$  et  $\beta$ . La variation des coefficients de température en dépendance des conditions de traitement thermique et les différences de quantité d'impuretés implantées ont été mesurées et le résultat de ces mesures est montré à la fig. 3. Sur celle-ci, une ligne en traits pleins, avec des points vides, représente les données concernant la résistance dont l'implantation de ions a eu lieu durant le processus pour former l'îlot de type P, c'est-à-dire la résistance à faible densité d'impuretés, et une ligne en traits pointillés, avec des points pleins, représente les données concernant la résistance dont l'implantation d'ions a eu lieu après la formation des isolations de gates d'un transistor MOSFET. Le coefficient de température de la résistance à haute densité d'impuretés fabriquée en coïncidence avec le processus pour former le drain et la source, comme décrit ci-dessus, présente une valeur de l'ordre de  $10^{-4}$ .

La conception particulière proposée va maintenant être considérée et décrite en détail, en liaison avec les fig. 4 à 10. La fig. 4 représente un circuit détecteur de température existant, comprenant une résistance variable 2 dont la valeur peut varier en dépendance avec le comptage d'un compteur (qu'elle inclut d'une façon non représentée à la fig. 4), une résistance semi-fixe 3 pour ajuster initialement la variation d'une valeur du circuit intégré, en utilisant une mémoire PROM (programmable read only memory) ou un fusible, des résistances fixes 4 et 5, un comparateur 1, et un circuit 6 pour détecter les inversions du canal de sortie du comparateur 1 et pour stopper alors le comptage par le compteur inclus en 2. On voit également à la fig. 4 une porte de transmission 7 qui connecte aux instants voulus une source d'énergie 8.

On remarque que si la construction de la résistance variable 2 ou de la résistance semi-fixe 3, dans le circuit

détecteur de température de la fig. 4, fait appel à une (ou plusieurs) portes de transmission, dans laquelle circule un courant, certains problèmes se présentent, notamment du fait que l'impédance d'une porte de transmission doit être prise préalablement en considération, du fait que l'impédance d'une porte de transmission varie en dépendance de la température, du fait que l'impédance de la porte de transmission subit un vieillissement et du fait d'autres facteurs similaires.

La conception particulière proposée apporte une solution aux problèmes impliqués par les défauts susmentionnés, par le raccordement d'une des connexions de la porte de transmission utilisée pour l'établissement de la résistance variable et/ou de la résistance semi-fixe, avec la gate d'un transistor à effet de champ du type MOS (MOSFET) du comparateur.

Le dispositif représenté par le schéma-bloc de la fig. 5 correspond à la conception particulière proposée, dans son second aspect considéré. Sur cette figure, les blocs 9 et 10 contiennent les constructions représentées respectivement par les fig. 6 et 7. Sur la fig. 6, on voit des résistances intégrées 22 à 24, des portes de transmission 25 à 29, un décodeur 30 et un compteur 31, les connexions 19, 20, 21 et 32 étant respectivement reliées aux éléments 14, 15, 11 et 12 de la fig. 5. Similairement, le circuit selon la fig. 7 comprend des résistances intégrées 35 à 38, des portes de transmission 39 à 43 et une mémoire de lecture seulement de type programmable (désignée généralement par l'abréviation PROM). Les connexions 33, 34 et 35 sont respectivement connectées aux éléments 16, 17 et 11 de la fig. 5. Sur celle-ci, l'élément 11 est un comparateur, l'élément 12 est un circuit pour stopper le comptage du compteur, l'élément 13 est une porte de transmission, et les résistances 14 à 17 sont des résistances intégrées. On voit encore à cette fig. 5 une source de tension 18.

La constitution des éléments 11 et 12 de la fig. 5 est représentée respectivement aux fig. 8 et 9. La partie «a» de la fig. 8 représente un amplificateur opérationnel formé d'au moins un transistor du type MOS complémentaire. Les connexions 45 à 47 de cette partie a de la fig. 8 sont également les connexions 45 à 47 de la partie «b» de cette figure. En 51 et 52, on a, respectivement, une source de tension positive et une source de tension négative. Une connexion d'entrée 48 reçoit un signal  $\Phi$  servant à commander l'activité et la non activité du dit amplificateur opérationnel. Le signal inverse  $\bar{\Phi}$  est appliqué aux connexions d'entrée 49 et 50. Comme on le voit, une extrémité de la porte de transmission des fig. 6 et 7 est connectée à la gate des transistors CMOS du comparateur, de sorte que le courant ne peut que très difficilement circuler à travers la porte de transmission et que l'entrée du comparateur ne va guère subir l'effet d'un éventuel changement d'impédance de la porte de transmission. Les connexions 53 et 54 de la fig. 9 sont respectivement reliées aux éléments 9 et 11 de la fig. 5, tandis que des connexions 55 et 56 sont destinées à l'introduction d'un signal d'horloge pour le compteur et d'un signal de mise en position du flip-flop de type RS formé par les portes ET INVERSE 57 et 59 du type CMOS. Dans la forme d'exécution représentée à la fig. 5, au moins une des résistances 14 à 17 et une des résistances 9 et 10 doivent avoir un coefficient de température différent des autres.

Par exemple, dans le cas de la fig. 10, on admet que les coefficients de température des résistances 14, 15, 16 et 17 sont respectivement  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  et  $\delta$ , que les coefficients de température des résistances 60 à 63 sont  $\Phi$ , que la valeur des résistances 14, 15, 16 et 17 est respectivement  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_4$  lorsque la température  $t$  vaut  $0^\circ\text{C}$  et que la valeur des résistances 60, 61, 62, 63 est respectivement  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$  et  $r_4$  lorsque la température  $t = 0^\circ\text{C}$ . Dans ce cas, la tension d'entrée différentielle  $\Delta V$  appliquée au comparateur 11 est donnée par la formule suivante:

$$\Delta V = \left[ \left\{ R_1 (1 + \alpha t) + r_1 (1 + \theta t) \right\} \left\{ R_4 (1 + \delta t) + r_4 (1 + \theta t) \right\} - \left\{ R_3 (1 + \gamma t) + r_3 (1 + \theta t) \right\} \left\{ R_2 (1 + \beta t) + r_2 (1 + \theta t) \right\} \right] / D$$

D représente le dénominateur de la tension d'entrée différentielle  $\Delta V$  et on a toujours  $D > 0$ . La température  $t$  est détectée par une inversion de signes de la tension d'entrée différentielle  $\Delta V$  en dépendance des changements intervenant sur les valeurs  $r_1$  et  $r_2$ , c'est-à-dire une inversion du signal de sortie du comparateur 11. Les variétés de combinaisons de l'amplitude du coefficient de température peuvent être admises de diverses manières. Par exemple, lorsqu'à un moment  $\alpha = \delta$  et  $\alpha \gg \beta, \gamma, \Phi$ , la sensibilité

$$\frac{\partial \Delta V}{\partial t}$$

de la tension d'entrée différentielle  $\Delta V$  relativement à la température prend une valeur située entre les coefficients  $\alpha$  et  $2\alpha$ , ce qui fait qu'il est plus grand que le coefficient de température  $\alpha$  de la résistance utilisée pour le senseur. La sensibilité de la tension d'entrée différentielle à l'égard de la température peut être diversement modifiée, selon la combinaison des résistances.

L'aspect de la conception technique générale proposée, qui vient d'être décrit ci-dessus, permet d'établir le circuit détecteur de température dans un circuit intégré et établit ce

circuit détecteur dans la plaquette même du circuit intégré, laquelle est typiquement destinée à une montre, notamment une montre-bracelet, électronique. Ainsi, cette montre peut aisément être réalisée en de petites dimensions et à faible coût. Par ailleurs, le comparateur compris dans le circuit détecteur est constitué d'éléments CMOS, et le circuit détecteur est parcouru par du courant seulement durant une courte impulsion, lors du comptage par le compteur. De ce fait, la compensation de température peut être établie avec une très faible consommation de courant. La conception proposée s'applique très avantageusement à l'ajustement de cadencement dans une montre électronique en relation avec la température.

On va encore ci-après énoncer d'une façon résumée les quelques points importants qui correspondent ou s'apparentent à la conception particulière proposée.

Un circuit intégré réalise un bloc de circuit pour la détection de la température d'environnement, un bloc de circuit pour la conversion du signal de température détectée en un signal digital, un circuit-mémoire pour mémoriser le degré de régulation de cadencement en correspondance avec la manière dont la fréquence du cristal de quartz varie en

dépendance de la température, un bloc de circuit pour effectuer un ajustage en fonction de la dispersion consécutive à la fabrication en grandes séries, et un bloc de circuit pour effectuer une régulation automatique du cadencement, à établir dans la même plaquette de circuit intégré qui comprend les circuits de la montre, de façon qu'une régulation de cadencement se trouve réalisée avec une haute précision. La température d'environnement est détectée en faisant usage de résistances intégrées ayant par exemple deux différentes profondeurs de diffusion pour les éléments détecteurs de température. Les résistances intégrées ayant différents coefficients de température sont fabriquées par une méthode telle que la densité des impuretés se trouve

modifiée de façon variable, que la profondeur de diffusion des impuretés subisse des modifications variables et/ou que le matériau composant la résistance change aussi d'une façon variable. Les variations de la fréquence de l'oscillateur à cristal de quartz utilisé comme source de fréquence pour une pièce d'horlogerie, qui sont dues à la dispersion de production, sont ajustées initialement en faisant appel à un élément de mémoire non volatile. Conformément à cette conception, la température est compensée avec une puissance électrique très faible et une précision élevée peut être obtenue. De plus, l'agencement de compensation de température peut être fabriqué à faible coût et très faible encombrement.

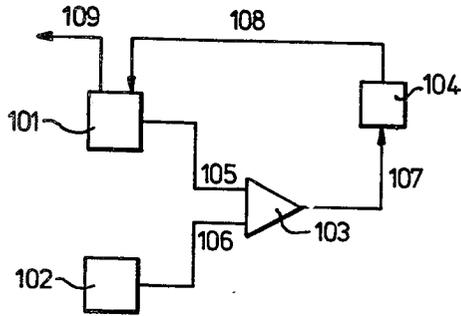


FIG. 1

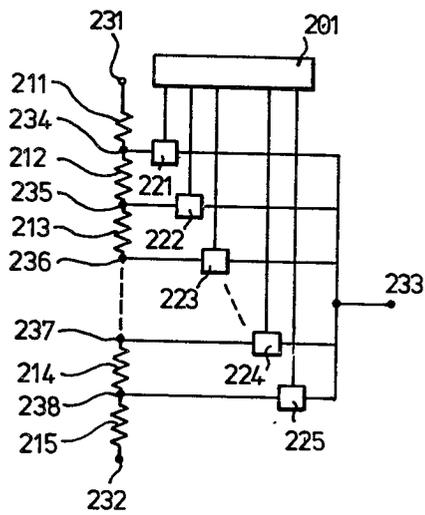


FIG. 2

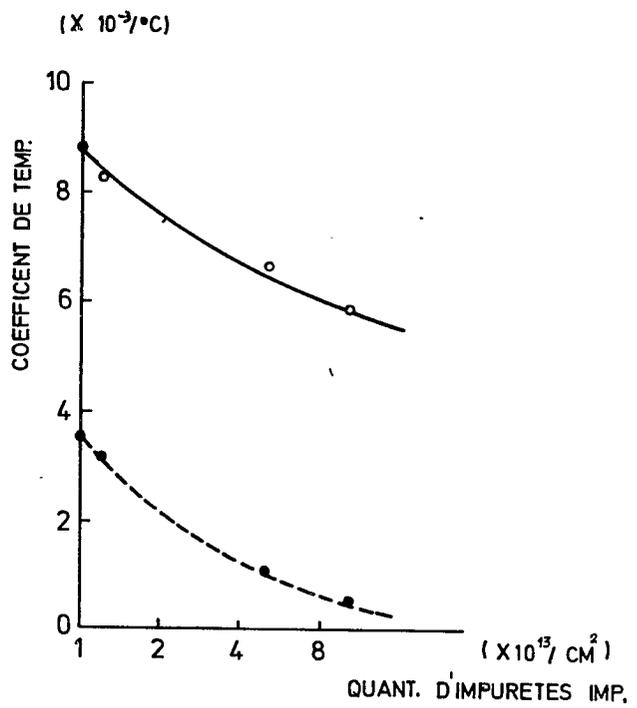


FIG. 3

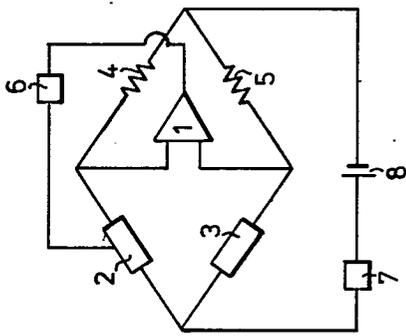


FIG. 4

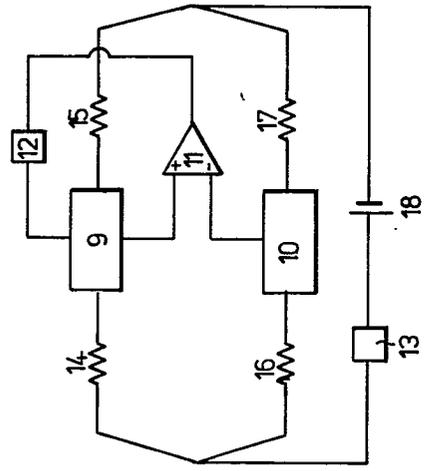


FIG. 5

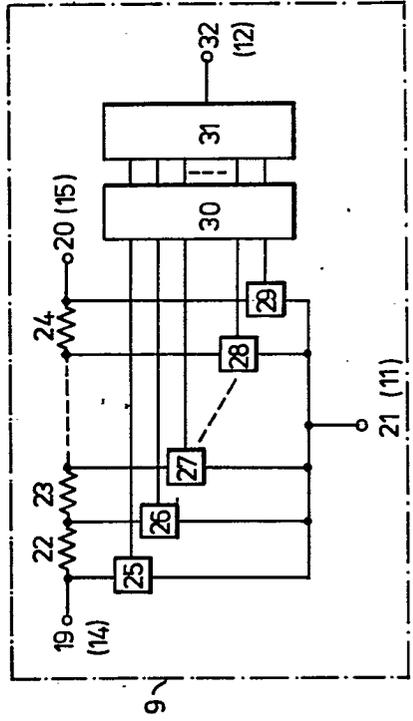


FIG. 6

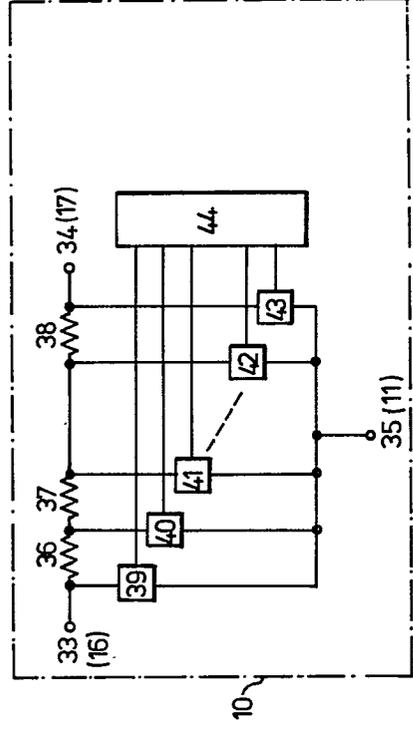


FIG. 7

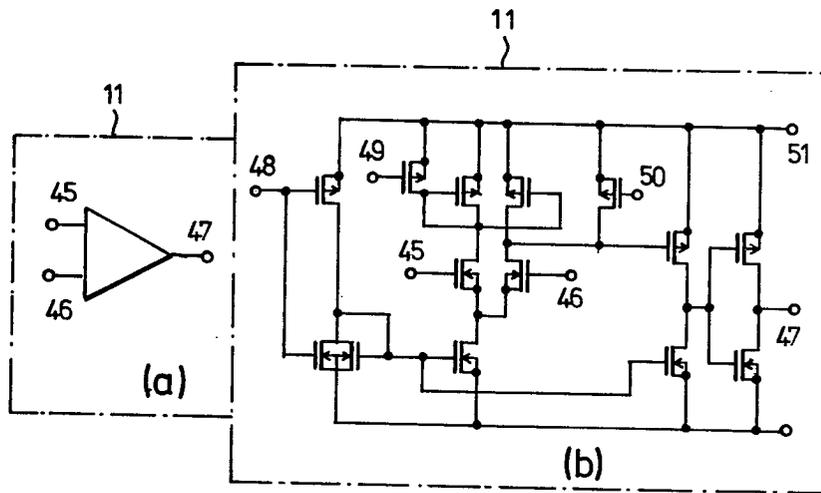


FIG. 8

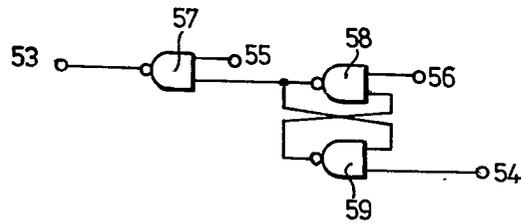


FIG. 9

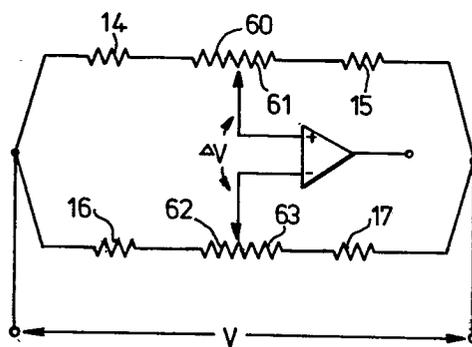


FIG. 10