



CONFÉDÉRATION SUISSE  
OFFICE FÉDÉRAL DE LA PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

⑤① Int. Cl.<sup>3</sup>: G 04 F 5/06  
G 04 G 3/02  
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

⑪

**644 985 G**

⑫① Numéro de la demande: 4266/80

⑦① Requêteur(s):  
Kabushiki Kaisha Daini Seikosha, Tokyo (JP)

⑫② Date de dépôt: 02.06.1980

⑦② Inventeur(s):  
Kuwabara, Tsuneo, Koto-ku/Tokyo (JP)

⑫③ Priorité(s): 01.06.1979 JP 54-68247

⑦④ Mandataire:  
Bovard AG, Bern 25

⑫④ Demande publiée le: 14.09.1984

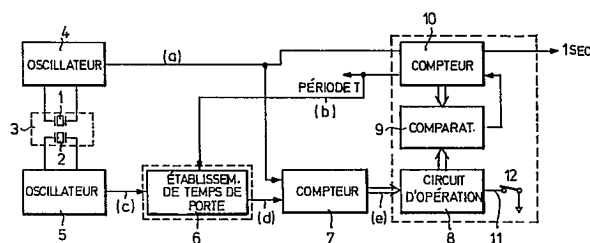
⑫④ Fascicule de la demande  
publié le: 14.09.1984

⑤⑥ Rapport de recherche au verso

**⑤④ Circuit générateur d'impulsions cadencées compensé en température, notamment pour pièce d'horlogerie électronique.**

⑤⑦ Afin d'améliorer la stabilité de fréquence d'un générateur d'impulsions et de permettre de l'équiper avec deux résonateurs n'ayant pas à être particulièrement appariés, le circuit comprend deux résonateurs (1, 2) délivrant deux fréquences (a, c), un premier compteur (7) qui compte les impulsions d'un premier oscillateur durant des créneaux de temps établis par un circuit de temps de porte (6), dépendant de l'autre signal de résonateur, et un second compteur (10) qui compte pour chaque cycle un certain nombre d'oscillations du premier résonateur. Un circuit d'opération (8) traite digitalement l'information résultant du premier compteur et fournit une valeur de comptage à un comparateur (9). Ce dernier reçoit par ailleurs la valeur de comptage du second compteur (10) et détecte une coïncidence de celle-ci avec la valeur provenant du circuit d'opération. La coïncidence remet le dit second compteur à zéro et les cycles de comptage de celui-ci sont isochrones, indépendamment de la température.

Ce circuit trouve une application particulièrement avantageuse dans les montres électroniques à quartz, notamment les montres-bracelets de petites dimensions.





# RAPPORT DE RECHERCHE RECHERCHENBERICHT

Demande de brevet No.:  
Patentgesuch Nr.:  
CH 4266/80

HO 14232

Catégorie Kategorie	<p align="center"><b>DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS</b> <b>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.
	<p>JAHRBUCH DER DEUTSCHEN GESELLSCHAFT FÜR CHRONOMETRIE, vol. 28, 1977 STUTTGART (DE) H. EFFENBERGER: "Digitale Temperaturkompensation von Schwingquarzoszillatoren mit automatischem Frequenzabgleich" pages 9-15</p> <p>* page 10, premier paragraphe - page 13, paragraphe 2; page 15, dernier paragraphe - page 16, paragraphe 2; figure 1 *</p> <p align="center">--</p> <p><u>FR - A - 2 249 377</u> (CITIZEN WATCH CO. LTD.)</p> <p>* page 4, lignes 1-9; page 7, ligne 27 - page 12, ligne 13; figures 1-3, 6-11 *</p> <p align="center">--</p> <p>A <u>US - A - 4 148 184</u> (Y. AKAHANE et al.)</p> <p>A <u>GB - A - 2 004 155</u> (K.K. DAINI SEIKOSHA)</p> <p>A <u>US - A - 3 713 033</u> (M.E. FRERKING)</p> <p>L PATENTS ABSTRACTS OF JAPAN, vol. 5, no. 15, 29 janvier 1981 page 687 - E - 43</p> <p>&amp; JP - A - 55 143 803 (K.K. DAINI SEIKOSHA) (10 novembre 1980)</p> <p align="center">-----</p>	<p align="center">1</p> <p align="center">1</p> <p align="center">1</p> <p align="center">1</p> <p align="center">1</p>
<p>Domaines techniques recherchés Recherchierte Sachgebiete (INT. CL<sup>3</sup>)</p>	<p>G 04 F 5/06      H 03 L 1/02 5/00 G 04 G 3/02 1/02</p>	
<p>Date d'achèvement de la recherche/Abschlussdatum der Recherche</p>	<p align="center">28 octobre 1981</p>	

## REVENDEICATION

Circuit générateur d'impulsions cadencées compensé en température, destiné notamment à une montre électronique, comprenant deux résonateurs piézo-électriques (1, 2) ayant différentes caractéristiques fréquence-température, ces résonateurs étant un résonateur principal (1) ayant un faible degré de variation de fréquence en fonction des variations de température ( $f_{1T}$ , fig. 6) et un résonateur auxiliaire (2) ayant un plus grand degré de variation de fréquence en fonction des variations de température ( $f_{2T}$ , fig. 6), et deux oscillateurs (4, 5) pour faire osciller indépendamment, respectivement, les deux dits résonateurs (1, 2), caractérisé en ce qu'il comprend un circuit d'établissement de temps d'ouverture de porte (6) pour établir un temps d'ouverture d'une porte en utilisant un des signaux de sortie (c) d'un dit oscillateur (5), un compteur (7) pour compter les impulsions de l'autre signal de sortie (a) d'oscillateur (4) durant le temps d'ouverture de porte établi par ledit circuit d'établissement de temps d'ouverture de porte (6), un circuit d'opération (8) pour effectuer le traitement de la valeur N (e) comptée par ledit compteur (7) et qui est fonction des fréquences d'oscillation des résonateurs (1, 2) et donc de la température, un compteur (10) pour compter le signal de sortie (a) de l'oscillateur (4) provenant du résonateur principal (1), et un comparateur (9) pour comparer la valeur de comptage de ce dernier compteur (10) avec la valeur de comptage délivrée par ledit circuit d'opération (8), et pour engendrer un signal de remise à zéro lorsque ces deux valeurs coïncident l'une avec l'autre.

La présente invention concerne un circuit générateur d'impulsions cadencées, compensé en température et destiné notamment à une pièce d'horlogerie électronique, typiquement à une montre-bracelet électronique. Un tel circuit générateur engendre des impulsions d'horloge dont la fréquence est compensée en fonction de la température. L'invention vise l'obtention d'impulsions d'horloge présentant une déviation de période qui reste dans le domaine de quelques dixièmes de ppm, dans un large domaine de températures allant, par exemple, de  $-50$  à  $100^{\circ}\text{C}$ .

Un circuit de comparaison de température est fort efficace, en particulier pour une pièce d'horlogerie. Récemment, la précision des pièces d'horlogerie, notamment des montres-bracelets, a été améliorée, depuis que le cristal de quartz a été utilisé pour le résonateur. Le domaine d'écart de marche admissible pour prouver la précision de la montre, a été exprimé en une erreur mensuelle, puis ensuite il a été décalé pour être exprimé en tant qu'erreur annuelle. Toutefois, la montre qui affiche le temps avec cette importance de précision n'a pas été réalisée avec un seul résonateur à cristal de quartz, comme cela est actuellement généralement le cas. En fait, une montre-bracelet affichant le temps avec cette précision a été réalisée en employant deux résonateurs, sa mise en usage pratique ayant pu intervenir grâce aux méthodes suivantes, lesquelles sont illustrées en détail dans les parutions 9-18 1978 et 2-19 1979 de la revue «Nikkei Electronics». L'une de ces méthodes consiste à utiliser deux résonateurs à cristal de quartz A et B ayant des coefficients de température secondaire négatifs. Les coefficients de température secondaire des deux résonateurs A et B sont les mêmes, la température de sommet de caractéristique du résonateur A est supérieure à celle du résonateur B, et la fréquence à la température de sommet du résonateur A est

plus basse que celle du résonateur B. Les caractéristiques des deux résonateurs A et B sont établies de façon telle que la caractéristique de température du résonateur B, sur le côté des hautes températures, coïncide avec la fréquence de sommet du résonateur B à la température de sommet du résonateur A.

Les battements des résonateurs A et B, ayant les caractéristiques corrélatives indiquées ci-dessus sont extraits pour produire différentes impulsions de compensation de température dans un circuit électronique basé sur les battements. Une période d'impulsion constante relativement au temps peut ainsi être extraite par insertion des impulsions de compensation.

L'autre méthode est une méthode conventionnelle dans laquelle deux résonateurs en coupe X ayant la même caractéristique de température mais différents points de sommet de caractéristique sont connectés en parallèle de façon à agir comme l'équivalent d'un seul résonateur à cristal de quartz.

Ces deux méthodes présentent des désavantages en commun. En particulier, il est difficile d'établir les caractéristiques des deux résonateurs qui doivent fonctionner en couple, c'est-à-dire qu'il est nécessaire de sélectionner d'une façon plus poussée un couple de résonateurs se situant à l'intérieur d'une certaine tolérance. De ce fait, les résonateurs, qui par la nature des choses auraient pu être mis chacun dans un seul boîtier, ne pouvaient pas être mis en boîtier d'une façon séparée. Par ailleurs, le domaine de température devant être compensé, utilisant une paire de résistances, n'est pas plus large qu'un domaine s'étendant approximativement de  $0$  à  $50^{\circ}\text{C}$ , et ce domaine de compensation de température est insuffisant pour assurer la précision de la montre dans une mesure correspondant à une erreur annuelle de l'affichage du temps, en tout lieu et en toute circonstance.

Il y a lieu de mentionner deux publications antérieures citées par la recherche, à savoir la publication «Jahrbuch der Deutschen Gesellschaft für Chronometrie», et l'exposé de brevet FR-2 249 377. L'article de la revue allemande comprend bien deux oscillateurs, mais il traite, pour la correction de la fréquence en fonction de la température, une information qui n'est dérivée que d'un seul oscillateur, spécialement prévu à cet effet. Par ailleurs, l'exposé de brevet français, s'il propose effectivement la présence de deux oscillateurs, ne comprend pas à proprement parler de circuit opérateur pour traiter des informations obtenues à partir de ces oscillateurs, mais il comprend un simple circuit de «comptage» (fig. 9 de FR-2 249 377). Dans ces conditions, on ne peut pas prétendre que l'information «traîtée» (qui n'est en fait justement pas réellement «traîtée» dans le sens qu'on donne à ce terme dans le domaine des «processeurs») est autre qu'une information provenant d'un seul oscillateur, semblablement à ce que l'on vient de mentionner au sujet de l'article de la revue allemande.

Il est certain que l'art antérieur ainsi considéré ne divulgue pas, et ne permet pas non plus d'obtenir d'une façon qui en «découlerait avec évidence» un circuit générateur d'impulsions présentant le double caractère du traitement par un circuit processeur et d'une grandeur N obtenue à partir des fréquences des deux oscillateurs.

Les circuits des publications citées ne font donc guère progresser la précision des dispositifs de mesure du temps munis de deux oscillateurs au-delà de ce qui a été précédemment mentionné de l'art antérieur (notamment en liaison avec la revue «Nikkei Electronics»).

La présente invention a notamment pour but d'éliminer les inconvénients de l'art antérieur dans le domaine en question, en fournissant un circuit générateur d'impulsions

cadencées compensé en température qui, en traitant, au sens des «processeurs», les informations de deux oscillateurs, assure une compensation de température sur un large domaine de température, sans que les résonateurs aient à présenter pour cela des caractéristiques strictement limitées.

Conformément à l'invention, ce but est atteint par la présence des caractères énoncés dans la revendication annexée.

La réalisation de l'objet de l'invention permet, comparativement aux résultats qui étaient ceux des méthodes classiques, les avantages suivants:

1. Le domaine de compensation de température est particulièrement large,

2. le degré de liberté de choix des caractéristiques des deux résonateurs à quartz est grand, ce qui supprime la nécessité d'une sélection par couple, qui était coûteuse,

3. la méthode de compensation, n'utilisant que des signaux digitaux, peut être aisément mise en œuvre au sein d'un circuit intégré,

4. la conception de circuits générateurs d'impulsions cadencées qui est proposée peut être adoptée pour différents types de résonateurs.

Le dessin annexé illustre, à titre d'exemple, divers aspects des formes d'exécution de l'objet de l'invention; dans ce dessin:

la fig. 1 est un schéma-bloc fondamental d'un circuit du type en question,

la fig. 2 est un diagramme des impulsions en fonction du temps pour les principaux signaux de la fig. 1,

la fig. 3 est un schéma représentant une forme d'exécution d'un circuit d'opération, d'un comparateur et d'un compteur compris dans le circuit fondamental,

la fig. 4 est un schéma d'une forme d'exécution d'un circuit-porte d'établissement du temps de la fig. 1,

la fig. 5 est un diagramme des impulsions en fonction du temps pour la fig. 4,

la fig. 6 est un diagramme représentant les caractéristiques T en fonction de N,  $f_1 T$  et  $f_2 T$ ,

la fig. 7 est un diagramme de la caractéristique de N en fonction de T, et  $f_1 T$ ,

la fig. 8 est un diagramme représentant la courbe caractéristique fréquence-température obtenue par la méthode proposée,

la fig. 9 est un diagramme représentant les relations entre la fréquence fondamentale et la caractéristique de température dans le cas où une fraction de nombre entier a été retranchée,

la fig. 10 est un diagramme représentant la relation entre la fréquence fondamentale et la caractéristique de température dans le cas où la fraction de nombre entier est arrondie au plus proche nombre entier, et

la fig. 11 est un diagramme représentant la variation de fréquence due à une variation de la valeur de comptage de la fréquence fondamentale.

Sur la fig. 1, qui représente, sous forme de schéma-bloc, le circuit fondamental qui réalise l'objet selon la conception proposée, deux résonateurs 1 et 2 sont disposés dans le même boîtier 3, en vue d'améliorer leur couplage thermique. Le résonateur 1 est un résonateur principal et le résonateur 2 est un résonateur subsidiaire. Les deux résonateurs 1 et 2 ont les mêmes coefficients secondaires de température négatifs. Le coefficient de température du résonateur 2 est plus grand que celui du résonateur 1, la température de sommet de caractéristique du résonateur 2 est plus basse que la température ambiante et la fréquence du résonateur 2 à la température de sommet de caractéristique est plus élevée que celle du résonateur 1. La température de sommet de caractéristique du résonateur 1 est voisine de la température

ambiante (température de chambre). Un type de résonateur en coupe X, à 32 KHz est suffisant pour le résonateur 1. Il est possible, pour un tel résonateur en coupe X de modifier la caractéristique dans le sens d'une augmentation des

coefficients de température et d'une réduction des valeurs de température de sommet. Mais il est très difficile de modifier les caractéristiques dans le sens inverse, c'est-à-dire celui d'une diminution des coefficients de température et d'une augmentation des températures de sommet de caractéristique. Sur la fig. 1, les oscillateurs 4 et 5 font osciller respectivement le résonateur 1 et le résonateur 2. Le signal de sortie du résonateur 2 est amené à un circuit 6 d'établissement d'un temps d'ouverture de porte, tandis que le signal de sortie du résonateur 1 est sujet à un comptage par le compteur 7, durant le temps d'ouverture de porte établi par le circuit 6 d'établissement de temps de porte. La valeur de comptage est N. L'établissement du temps de porte par le circuit 6 d'établissement du temps de porte fournit la période de temps nécessaire pour compter k des impulsions de sortie du résonateur 2. La structure complète de ce circuit d'établissement de temps de porte sera maintenant considérée. On expliquera les relations entre le comptage de la valeur N et la température. On admet une température arbitraire T pour les résonateurs 1 et 2. Les fréquences d'oscillation à la température arbitraire sont respectivement  $f_1 T$  et  $f_2 T$ , les températures de sommet de caractéristique sont respectivement  $T_1$  et  $T_2$ , les coefficients secondaires de température sont  $\beta_1$  et  $\beta_2$  et les coefficients tertiaires de température sont  $\gamma_1$  et  $\gamma_2$  à la fig. 1. Si le temps d'ouverture de porte obtenu par le circuit 6 d'établissement de temps de porte est le temps utilisé pour compter k impulsions du signal de sortie du résonateur 2, la valeur de comptage N est représentée par la formule suivante:

$$N = kf_1 T / f_2 T = kf_1 \{1 + \beta_1(T - T_1)^2 + \gamma_1(T - T_1)^3\} / [f_2 \{1 + \beta_2(T - T_2)^2 + \gamma_2(T - T_2)^3\}] \quad (1)$$

En fait, N est une fonction qui se rapporte aux caractéristiques des résonateurs 1 et 2 et à la température P. La formule (1) peut être développée plus avant pour

$$kf_1 T - Nf_2 T = 0 \quad (2)$$

Si une équation est établie par rapport à T, on a

$$AT^3 + BT^2 + CT + D = 0 \quad (3)$$

expression dans laquelle

$$A = kf_1 \gamma_1 - Nf_2 \gamma_2, B = kf_1 (\beta_1 - 3\gamma_1 T_1) - Nf_2 (\beta_2 - 3\gamma_2 T_2), \\ C = kf_1 (3\gamma_1 T_1^2 - 2\beta_1 T_1) - Nf_2 (3\gamma_2 T_2^2 - 2\beta_2 T_2) \text{ et} \\ D = kf_1 (\beta_1 T_1^3 - \gamma_1 T_1^3 + 1) - Nf_2 (\beta_2 T_2^3 - \gamma_2 T_2^3 + 1).$$

Les valeurs de A à D, y compris ces deux dernières, sont déterminées en mesurant la valeur de comptage N puisque la valeur qui varie en fonction de la température T est seulement N. En conséquence une valeur de T est trouvée par le développement de l'équation (3), et  $f_1 T$  est déterminé en substituant la valeur de T pour

$$f_1 T = f_1 \{1 + \beta_1(T - T_1)^2 + \gamma_1(T - T_1)^3\} \quad (4)$$

Puisque  $f_1 T$  à la température arbitraire T est déterminé par l'adoption d'une méthode régulière, il y a un problème pour l'opération de la racine de l'équation cubique T par un circuit intégré à l'intérieur du corps d'une montre, puisque dans ce cas, la surface du circuit intégré augmente, de même

que la consommation d'énergie. En conséquence, une méthode pour trouver  $f_1 T$  à partir de la valeur de comptage  $N$  sans avoir à trouver la température  $T$  va être expliquée. On continue toutefois pour le moment à assumer que  $f_1 T$  a été trouvé. Un circuit d'opération 8 établit  $f_1 T$  par la méthode qui sera expliquée plus loin et la valeur  $f_1 T$  est maintenue pour une période fixe comme signal de sortie de comptage. Un compteur 10 conserve la valeur de comptage recevant la fréquence d'oscillation  $f_1 T$  du résonateur 1 en tant que signal de sortie. La fréquence d'oscillation  $f_1 T$  varie selon les variations de température. Le signal de sortie de comptage, compté par le compteur 10 est comparé avec le signal de sortie de comptage provenant du circuit d'opération 8, d'une façon digitale, par un comparateur 9 pour une période de temps fixe. Le comparateur 9 produit un signal de sortie qui remet à zéro le compteur 10 lorsque les deux signaux de sortie de comptage coïncident. Le compteur 10 remis à zéro compte à nouveau le signal de sortie d'oscillation  $f_1 T$  du résonateur 1 et répète ensuite les mêmes opérations. L'influence de la température sur la période du signal de sortie  $T$  du compteur 10 synchronisé avec le signal de remise à zéro produit par le comparateur 9, est compensée et cette période devient une période fixe par rapport au temps.

Le principe du fonctionnement que l'on vient d'expliquer peut être résumé comme suit: La période du signal de sortie du compteur est toujours fixe, indépendamment de la température, par le fait que le nombre d'impulsions comptées par unité de temps varie avec la température étant donné que la capacité du compteur est modifiée en correspondance avec la température.

On va maintenant expliquer les relations de temps concernant les principaux signaux de la fig. 1, sur un diagramme des impulsions de la fig. 2. Chacun des signaux «a» à «e», du diagramme de la fig. 2 est le signal à l'endroit marqué d'une façon correspondante «a», «e» à la fig. 1; par contre, les signaux «f» et «g» de la fig. 2 ne correspondent pas à des indications portées sur la fig. 1. La fig. 2 montre chaque signal en condition normale des circuits de la fig. 1 et le fonctionnement du circuit au moment du démarrage sera illustré plus loin. Le rapport d'impulsions de chacun des signaux «a», «c» et «e» de la fig. 2 a été étendu correctement pour la commodité des dessins. Les signaux «a» et «c» de la fig. 2 sont les signaux de sortie des deux résonateurs de la fig. 1, et ils varient d'une façon momentanée du fait de l'influence des variations de températures. Le signal «b» de la fig. 2 est la période  $T(b)$  du compteur 10 de la fig. 1, dont la dépendance de la température est compensée, d'une façon qui résulte de la méthode mentionnée précédemment. Le signal «d» de la fig. 2 est la période de porte établie dans le circuit 6 d'établissement de temps de porte de la fig. 1, cette période étant obtenue de la manière suivante:

Le signal «c» de la fig. 2 commence d'être compté juste après la période compensée en température  $T(b)$  produit par un compteur 10 de la fig. 1, et le temps correspondant à  $k$  impulsions du signal prédéterminé «c» durant la période de porte «d». Une valeur de comptage  $N(e)$  à la fig. 2 est obtenue par le comptage du signal «a» par le compteur 7 de la fig. 1, durant la période de porte «d». La valeur comptée de  $N(e)$  est transmise au circuit opérateur 8 à l'aide du nombre de bits requis et le temps pris pour le traitement du contenu requis par le circuit opérateur 8 est représenté par la largeur des impulsions positives du signal «f» de la fig. 2. La largeur (ou durée) des impulsions positives du signal «g» de la fig. 1 indique un temps d'attente depuis l'instant où les opérations dans le circuit opérateur 8 sont terminées et où la valeur de comptage est produite par le nombre nécessaire de bits jusqu'à l'instant où cette valeur de comptage de l'opérateur 8 coïncide avec la valeur de comptage du

compteur 10, cette coïncidence étant détectée par le comparateur 9.

On note qu'il n'est pas nécessaire que le circuit d'opération 8 produise continuellement sa valeur de comptage durant l'intervalle entre la précédente coïncidence de la valeur de comptage du compteur 10 et de la valeur de comptage du circuit d'opération 8 et la prochaine de ces coïncidences. Il faut considérer en effet que le domaine de variations de fréquence du résonateur 1 de la fig. 1 n'est pas supérieur à l'ordre de quelques ppm. De ce fait, si la fréquence est calculée à titre d'essai lorsque le coefficient secondaire de température est  $-4X 10^{-8}/^{\circ}\text{C}$ , estimé à une valeur haute, (le coefficient de température tertiaire étant ignoré puisqu'il n'affecte pratiquement pas la fréquence) la température de sommet de caractéristique étant  $25^{\circ}\text{C}$  et la fréquence à la température de sommet étant 32 768 Hz, on constate que la fréquence, dans un domaine de variation de température de  $-50$  à  $100^{\circ}\text{C}$ , varie seulement dans le domaine de 32 761 Hz à 32 768 Hz, laissant inchangés les nombres entiers non inférieurs au point décimal, c'est-à-dire que les quatre premiers chiffres 3276 sont fixes dans le domaine de température mentionné. Le temps nécessaire pour compter 32 768 impulsions et le temps nécessaire pour compter 8 impulsions se trouvent dans le rapport 4096 : 1, en d'autres termes dans le rapport 1 : 0,00024. S'il faut une seconde pour compter 32 768 impulsions, 0,3 ms sont suffisantes pour compter 8 impulsions. La valeur de comptage du circuit d'opération 8 et la valeur de comptage du compteur 10 arrivent ainsi en coïncidence après un intervalle de temps de 0,3 ms, et le signal de sortie de comptage du circuit d'opération 8 de la fig. 1 est donc totalement superflu durant les précédentes 0,9997 ms.

Pour les raisons qui viennent d'être expliquées, le court intervalle de temps du signal «g» de la fig. 2 est suffisant pour constituer la période de temps durant laquelle le signal de sortie de comptage du circuit d'opération 8 de la fig. 1 doit être délivré.

La fig. 3 représente plus concrètement une forme d'exécution du circuit d'opération 8, du comparateur 9 et du compteur 10, entourés d'une ligne en traits pointillés à la fig. 1, les signes de référence de la fig. 3 qui correspondent à des signes de référence de la fig. 1 désignant les mêmes éléments. Les portes ET 13 et 14 se trouvent ajoutées par rapport à ce que montre la fig. 1. Toutefois, la méthode de compensation par impulsions digitales s'accompagne d'une erreur de quantification représentée par  $1/f$ , si la fréquence est  $f$ . Si la fréquence d'oscillation du résonateur 1 de la fig. 1 est  $f = 32\,768\text{ Hz}$ , la résolution, compte tenu de l'erreur de quantification, n'est pas meilleure que 30 ppm. Par contre, si, en vue de satisfaire les conditions d'une utilisation pratique, la température est compensée sur 256 sec, c'est-à-dire sur 8 388 606 impulsions, une résolution 256 fois meilleure, de 0,12 ppm, est obtenue. Ainsi, si la fréquence d'oscillation du résonateur 1 de la fig. 1 est  $f = 32\,768\text{ Hz}$  et si elle est comparée une fois toutes les 256 secondes, le nombre d'impulsions qui peut constituer la variation, selon la température, sur cette période de 256 secondes, sera la différence entre 8 386 816 et 8 388 606, ce qui signifie que le nombre fixe d'impulsions sera 8 388 806 et le nombre variable d'impulsions sera 1 792. Si ces impulsions sont converties en bits, les signaux correspondant à 8 bits vont varier, le reste des signaux correspondant à 15 bits sera fixe. Si ces conditions sont appliquées au circuit de la fig. 3, des signaux variables correspondant à 8 bits sont transmis depuis le compteur 10 au comparateur 9, comme cela est représenté par des flèches, tandis que des signaux fixes correspondant à 15 bits sont transmis depuis le compteur 10

sur la porte ET 13, comme cela est représenté par des flèches à la fig. 3.

Tous les signaux appliqués à l'entrée de la porte ET 13 sont au niveau logique positif «1» lorsque le signal à 15 bits est délivré à cette porte. Au moment où le signal de sortie de la porte ET 13 apparaît simultanément au fait que la condition de coïncidence est établie par le signal de sortie du comparateur 9, la porte ET 14 délivre un signal de sortie qui remet à zéro le compteur 10. Il est clair que le signal de sortie de comptage du circuit opérateur 8 ne comprend pas plus de 8 bits.

Le type de compensation de signaux de sortie des résonateurs dépend des circonstances. En fait, le signal de sortie peut être, soit compensé sur chaque période d'une seconde, soit sur chaque période de  $n$  secondes. Si on choisit la méthode consistant à compenser la sortie sur chaque période de  $n$  secondes, la durée effective (créneau) des signaux de sortie à 1 sec du compteur 10 différera légèrement de la valeur exacte de 1 seconde jusqu'à la  $(n - 1)$ e impulsion. Ensuite, l'erreur accumulée jusqu'à la  $(n - 1)$ e impulsions du fait de l'influence de température sera compensée en une fois à la  $n$ ème impulsion. Cette méthode consistant à compenser le signal de sortie du résonateur 1 sur un temps élémentaire de  $n$  seconde, s'avère assez avantageuse puisqu'une montre est un instrument intégrateur de temps.

On va maintenant expliquer plus concrètement une forme d'exécution des moyens servant à obtenir le «temps d'ouverture de porte» à l'aide du circuit d'établissement  $y$  relatif, visible à la fig. 1. On considérera en particulier le cas où ce «temps d'ouverture de porte» doit être établi à partir de conditions de départ dans lesquelles la période  $T(b)$  (fig. 2) n'est pas encore établie. Ces explications vont être données en liaison avec les figs 4 et 5.

Les circuits entourés par une ligne en traits pointillés à la fig. 4 constituent une forme d'exécution du circuit 6 d'établissement du temps de porte de la fig. 1, les symboles «a» à «j» inclusivement, représentant chaque fois un signal désigné de façon correspondante sur les autres figs 1 à 5. Le circuit 6 d'établissement de temps de porte comprend une porte OU 15, un flip-flop 16, une porte ET 17, et un compteur à  $n$  pas 18, la connexion de chaque signal étant semblable à ce que montre la fig. 4. La fig. 5 représente le diagramme d'impulsions de chacun des signaux «b», «c», «d», «h», «i» et «j», de la fig. 4. Le flip-flop de type T 16, le compteur à cycle de  $n$  pas 18 de la fig. 4, de même que tous les circuits séquentiels de la fig. 1, sont automatiquement remis à zéro pour un instant après l'application de la source d'énergie, ceci en vue de remettre à zéro les valeurs primaires. Le compteur à  $n$  positions 18 est remis à zéro par un signal de niveau bas, et la situation du flip-flop de type T 16 et du compteur à cycle de  $n$  18 change à chaque saut positif de la forme d'onde. Si la source d'alimentation est appliquée au point  $t_1$  (fig. 5), le flip-flop et le compteur sont automatiquement remis à zéro à l'instant  $t_2$ . Dans ces conditions seule la sortie  $\bar{Q}(d)$  du flip-flop 16 se trouve au niveau élevé, les autres signaux étant au niveau bas. Les conditions de remise à zéro sont supprimées au temps  $t_3$  et le signal de sortie «t<sub>1</sub>» du résonateur de la fig. 1 est disponible en  $t_4$  (puisque, durant  $t_1$  à  $t_4$ , les opérations étaient au démarrage pour un instant, les formes d'onde de la fig. 5 ne correspondaient pas aux signaux tels qu'ils doivent se présenter après  $t_4$ ). Lorsqu'un signal «c» est amené au compteur à  $n$  positions 18 (fig. 4), par l'intermédiaire de la porte ET 17, le signal de sortie  $Qk(h)$  de ce compteur passe au niveau logique «1» et le signal de sortie «i» de la porte OU 15 présente également ce niveau, tandis que la sortie  $\bar{Q}$  «d» du flip-flop de type T 16 passe au niveau logique bas, mettant au niveau bas également la sortie «j» de la porte 17, à l'instant  $t_5$ . Lorsque le

compteur 18 est remis à zéro, le signal de sortie  $Qk$  «h», et le signal «i» sortant de la porte OU passent d'une façon abrupte au niveau logique bas, ce qui provoque les impulsions pointues visibles à la fig. 5.

Ensuite, les conditions du circuit de la fig. 4 ne peuvent plus être modifiées excepté durant la période  $T(b)$ . Le signal de sortie «j» est engendré par le signal de période  $T(b)$  produit par le compteur 7, le circuit opérateur 8, le comparateur 9 et le compteur 10 après l'instant  $t_5$ , comme cela est illustré à la fig. 1. Le signal de période  $T(b)$  est appliqué à une entrée de la porte OU 15, à l'instant  $t_6$  et le signal de sortie «i» de cette porte OU 15 est transmis de façon directe, le signal inverse «d» sur la sortie  $\bar{Q}$  du flip-flop 16 supprimant alors, quand le flip-flop a basculé, la remise à zéro du compteur 18 de la fig. 4. Au même instant, le signal de sortie «c» du résonateur de la fig. 1 est transmis, en tant que signal «j» à la sortie de la porte ET 17, ce qui fait que le compteur à cycle de  $n$  18 se met à compter et fait passer au niveau élevé le signal «h» sur sa sortie  $Qk$  ou moment de la  $k$ ème impulsion du signal «c». Ensuite, les mêmes opérations se répètent.

Le diagramme des impulsions de la fig. 5 illustre le fonctionnement du circuit 6 d'établissement de temps de porte de la fig. 4. Le temps de porte obtenu par ce circuit d'établissement de temps de porte de la fig. 4 est le signal «d» de la fig. 5. Ce temps de porte (ou durée d'ouverture de porte) n'est pas constant mais varie en fonction de la température. Comme on vient de l'expliquer, le circuit d'établissement de temps de porte opère d'une façon graduelle à partir des conditions de départ.

On va maintenant expliquer ce qu'il en est du «nombre prédéterminé  $k$  d'impulsions». Ce nombre d'impulsions prédéterminé correspond à  $k$  dans le cas où le compteur à  $n$  positions 18 de la fig. 4 est établi comme compteur à  $k$  positions, et  $k$  est le nombre d'impulsions du signal «j» de la fig. 5 entre les instants  $t_4$  et  $t_5$ . Cela signifie que l'intervalle de temps entre l'instant  $t_4$  et l'instant  $t_5$  constitue le temps d'échantillonnage de la température et, en vue d'allonger cet intervalle de temps, il est nécessaire d'augmenter le nombre  $k$ . Plus  $k$  augmente, plus le nombre d'impulsions du signal «j» augmente et plus la valeur de comptage  $N$  augmente également. Par une augmentation de la valeur de comptage  $N$ , on augmente la résolution de température. La limite supérieure pour  $k$  est déterminée par les conditions pour lesquelles l'intervalle entre les instants  $t_5$  et  $t_6$  viendrait à se trouver inclus dans l'intervalle entre  $t_4$  et  $t_6$  du signal «j». En d'autres termes, la période d'opération du circuit 8 de la fig. 1 et la période d'attente du signal «g» de la fig. 2 doivent être incluses dans l'intervalle  $t_4$ - $t_6$  du signal «j». Ainsi,  $k$ , correspondant au temps restant, devra être sélectionné après que le domaine de variation maximum des signaux «f» et «g» de la fig. 2 aura été déterminé.

On va maintenant décrire la méthode utilisée pour obtenir  $f_1 T$  à partir de la valeur de comptage  $N$ .

La fig. 6 représente la caractéristique de relation entre  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $N$  et la température  $T$  dans le cas où l'on a:

$$\begin{aligned} f_1 &= 32\,768 \text{ (Hz)}, \beta_1 = -3 \times 10^{-8} (\text{C}^2)^{-1}, \gamma_1 = \\ &= -1 \times 10^{-10} (\text{C}^3)^{-1}, T_1 = 25 (\text{C}^\circ), f_2 = 33\,000 \text{ (Hz)}, \beta_2 = \\ &= -6 \times 10^{-8} (\text{C}^2)^{-1}, \gamma_2 = -1 \times 10^{-10} (\text{C}^3)^{-1} \text{ et } k = \\ &7\,800\,000. \end{aligned}$$

La fig. 7 est un diagramme de caractéristique représentant la relation entre  $f_1 T$ ,  $T$ , et  $N$ , la valeur  $N$ , en ordonnée à la fig. 6, étant cette fois prise en abscisse. La relation de  $f_1 T = F(N)$  peut être appréhendée en bonne approximation par un développement de la formule en une série de Taylors. Le nombre de termes en degrés à développer est déterminé par

la précision requise et il est en pratique suffisant de développer la formule jusqu'au troisième terme (ou degré). Si  $f_1 T = f(N)$  est établi par approximation jusqu'à l'apparition du terme du troisième degré, on a  $f_1 T = AN^3 + BN^2 + CN + D$ . Quatre termes absolus pour A à B sont obtenus en mesurant les valeurs de N et de  $f_1 T$  à l'aide d'un compteur, à quatre températures arbitrairement choisies.

Si les valeurs N et  $f_1 T$  à quatre températures arbitrairement choisies  $T_a, T_b, T_c$  et  $T_d$  sont respectivement  $N_a, N_b, N_c, N_d, f_1 T_a, f_1 T_b, f_1 T_c$  et  $f_1 T_d$ , les équations biquadratiques simultanées suivantes peuvent être posées pour les quatre éléments:

$$\begin{aligned} f_1 T_a &= N^3 a_A + N^2 a_B + N a_C + D \\ f_1 T_b &= N^3 b_A + N^2 b_B + N b_C + D \\ f_1 T_c &= N^3 c_A + N^2 c_B + N c_C + D \\ f_1 T_d &= N^3 d_A + N^2 d_B + N d_C + D \end{aligned}$$

Et ensuite A, B, C et D peuvent être obtenus par un développement des quatre lignes des quatre colonnes suivantes:

$$\begin{pmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_a^3 & N_a^2 & N_a & 1 \\ N_b^3 & N_b^2 & N_b & 1 \\ N_c^3 & N_c^2 & N_c & 1 \\ N_d^3 & N_d^2 & N_d & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} f_1 T_a \\ f_1 T_b \\ f_1 T_c \\ f_1 T_d \end{pmatrix}$$

Du moment que A, B, C et D sont déterminés,  $f_1 T$  est déterminé par l'expression  $f_1 T = AN^3 + BN^2 + CN + D$ . En vue d'augmenter encore la précision de  $f_1 T$ , il est indiqué d'appliquer le système du minimum binaire en multipliant les points de mesure. La précision quant à la température arbitrairement choisie n'est pas nécessaire pour cette méthode de mesure, mais il est suffisant de fixer les températures arbitraires pour obtenir  $f_1 T$  avec une haute précision, puisque la valeur de mesure est N et la fréquence est  $f_1 T$ . Pour parler plus concrètement, si  $f_1 T$  est rendu par approximation au moyen d'une équation cubique,  $f_1 T$  est obtenu par  $f_1 T = AN^3 + BN^2 + CN + D$ .

La fig. 8 est un diagramme caractéristique fréquence-température représentant une caractéristique de température substantiellement fixe sur un large domaine, obtenue par un circuit de compensation de température appliquant le principe de la conception proposée. Enfin, la question de

l'accord de la fréquence doit être considérée. Les signaux de comptage sortant du circuit opérateur 8 de la fig. 1 doivent correspondre à des valeurs entières, et les fractions doivent être soit omises, soit augmentées à l'unité, soit arrondies au nombre entier le plus proche. Les figs 9 et 10 sont des diagrammes de corrélation entre la fréquence fondamentale et la caractéristique de température, pour lesquels les fractions sont traitées différemment, les abscisses de ces figures représentant la température ambiante et les ordonnées représentant l'importance de la déviation à l'égard de la fréquence de référence, indiquée en ppm. La ligne «c» représente la fréquence de référence, la ligne «a» représente l'importance des déviations positives (depuis la fréquence de référence) et la ligne «b» représente l'importance des déviations négatives. On a éloigné les lignes «a» et «b» d'une façon exagérée en vue de mieux montrer le domaine de l'erreur de quantification. La fig. 9 illustre la déviation de la caractéristique de température dans le cas où des fractions sont omises, cas dans lequel on a une déviation positive qui est plus grande que la déviation négative. Les importances respectives des déviations positive et négative sont inverses dans le cas où les fractions sont augmentées à l'unité (cas non représenté). La fig. 10 illustre les déviations de la caractéristique lorsque les fractions sont arrondies au nombre entier le plus proche. On voit que ce cas est avantageux puisque, alors, les déviations positive et négative ont substantiellement la même importance.

On va expliquer enfin le rôle des connexions 11 et 12 représentées à la fig. 1 en liaison avec le circuit d'opération 8.

Comme on l'a mentionné précédemment, bien que  $f_1 T$  soit obtenu par  $f_1 T = AN^3 + BN^2 + CN + D$ , la valeur  $f_1 T$  peut être modifiée si la construction du circuit est telle que la valeur T puisse être changée arbitrairement par l'opération du commutateur établi sur les connexions 11 et 12. Si la valeur D augmente, les fréquences de référence de la fig. 11 sont modifiées de «a» à «b» et de «b» à «c», ce qui fait que la fréquence peut être aisément ajustée.

Bien que les formes d'exécution de la conception particulière qui ont été décrites utilisent un résonateur en coupe X, il est naturellement possible d'utiliser dans le cadre de la conception particulière proposée d'autres résonateurs, ayant différentes caractéristiques.

FIG. 1

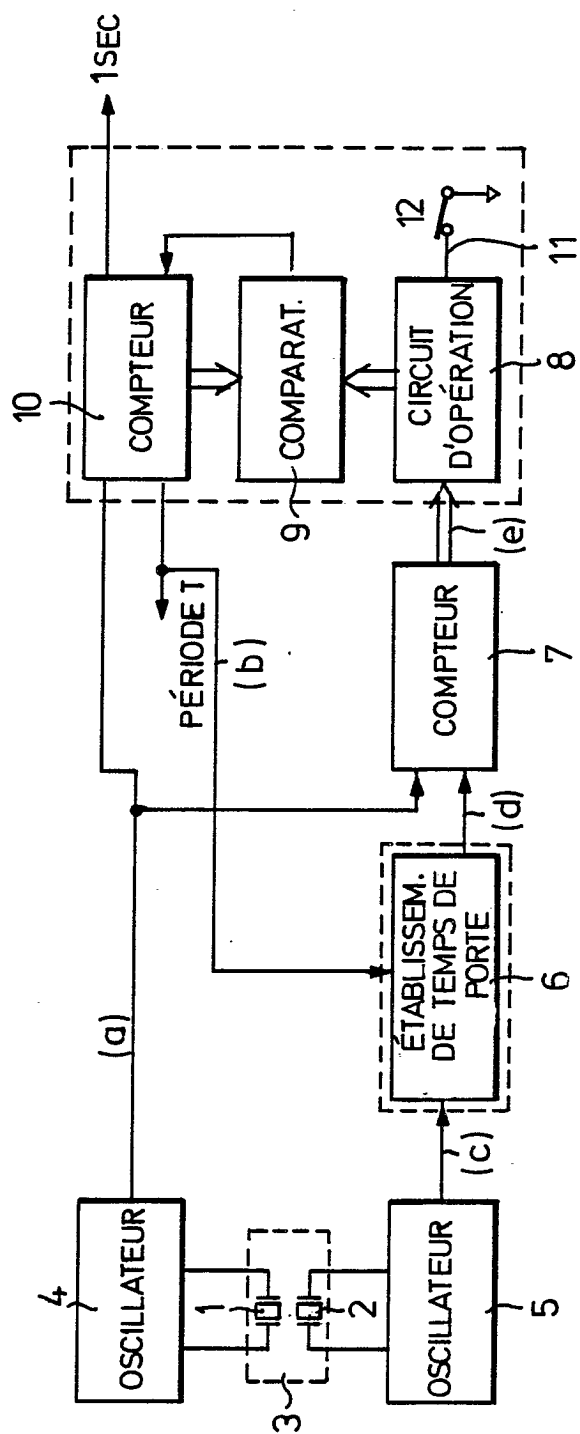




FIG. 2

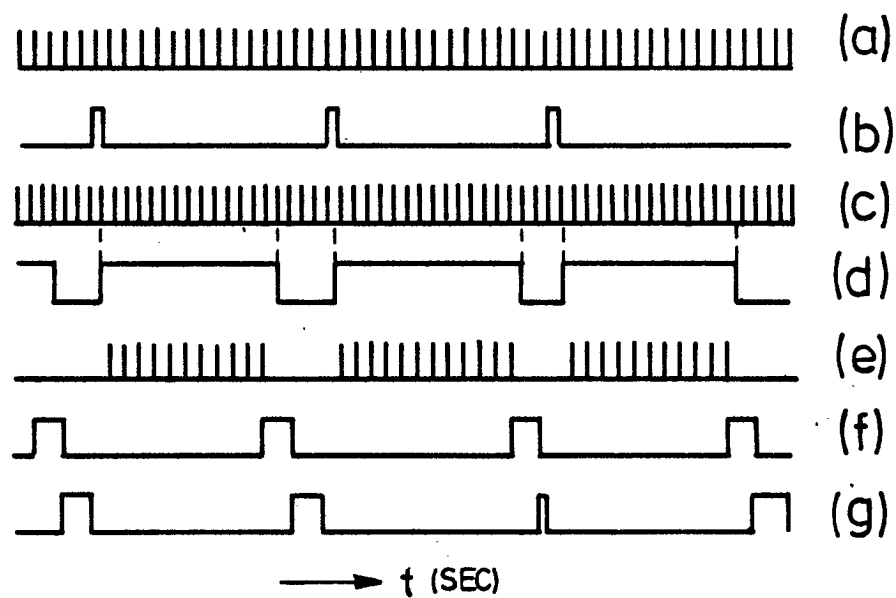


FIG. 5

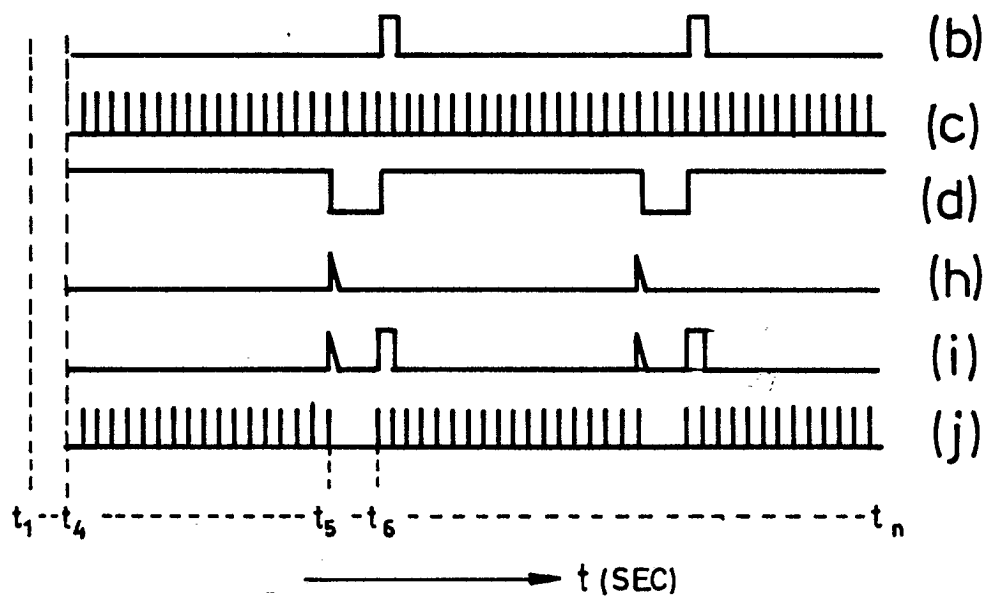


FIG. 3

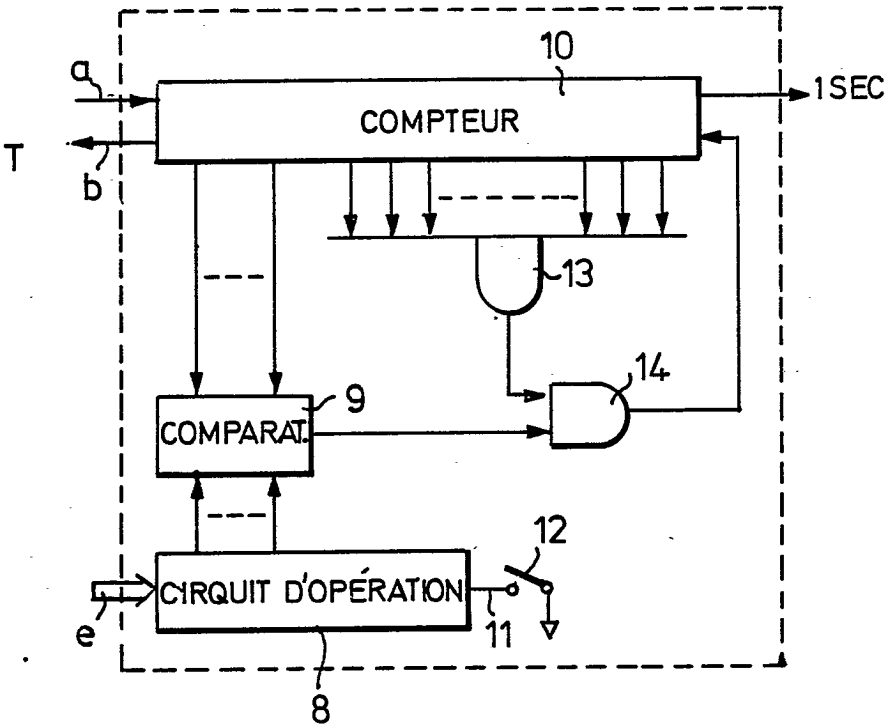


FIG. 4

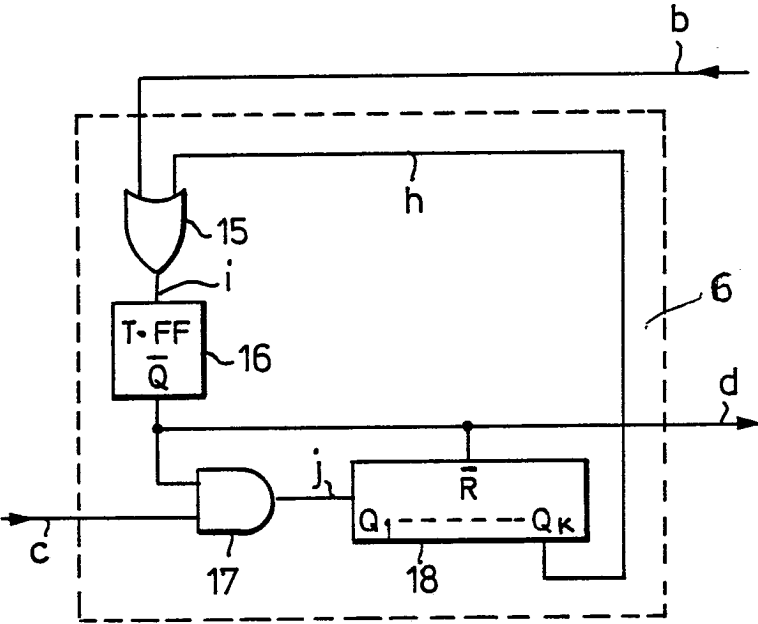


FIG. 6

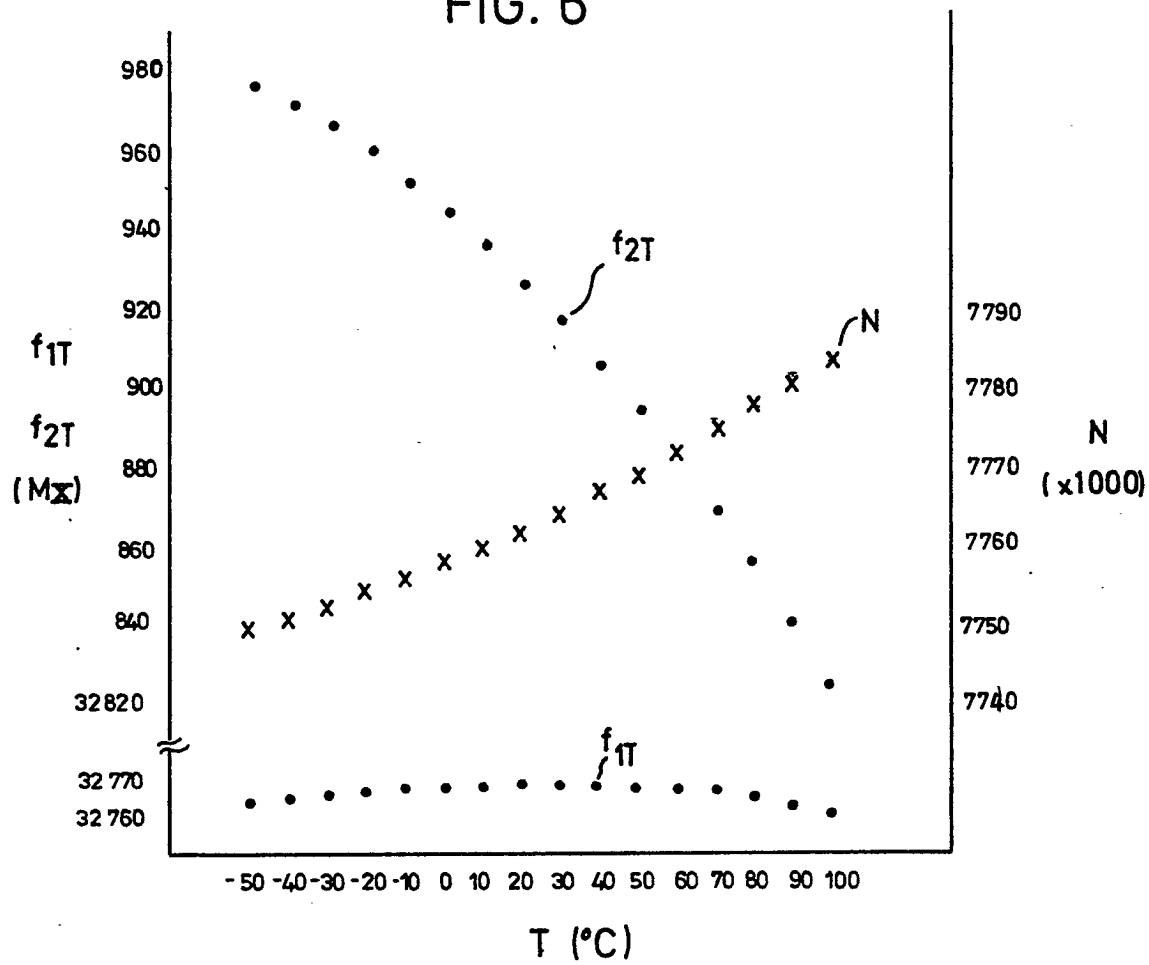


FIG. 7

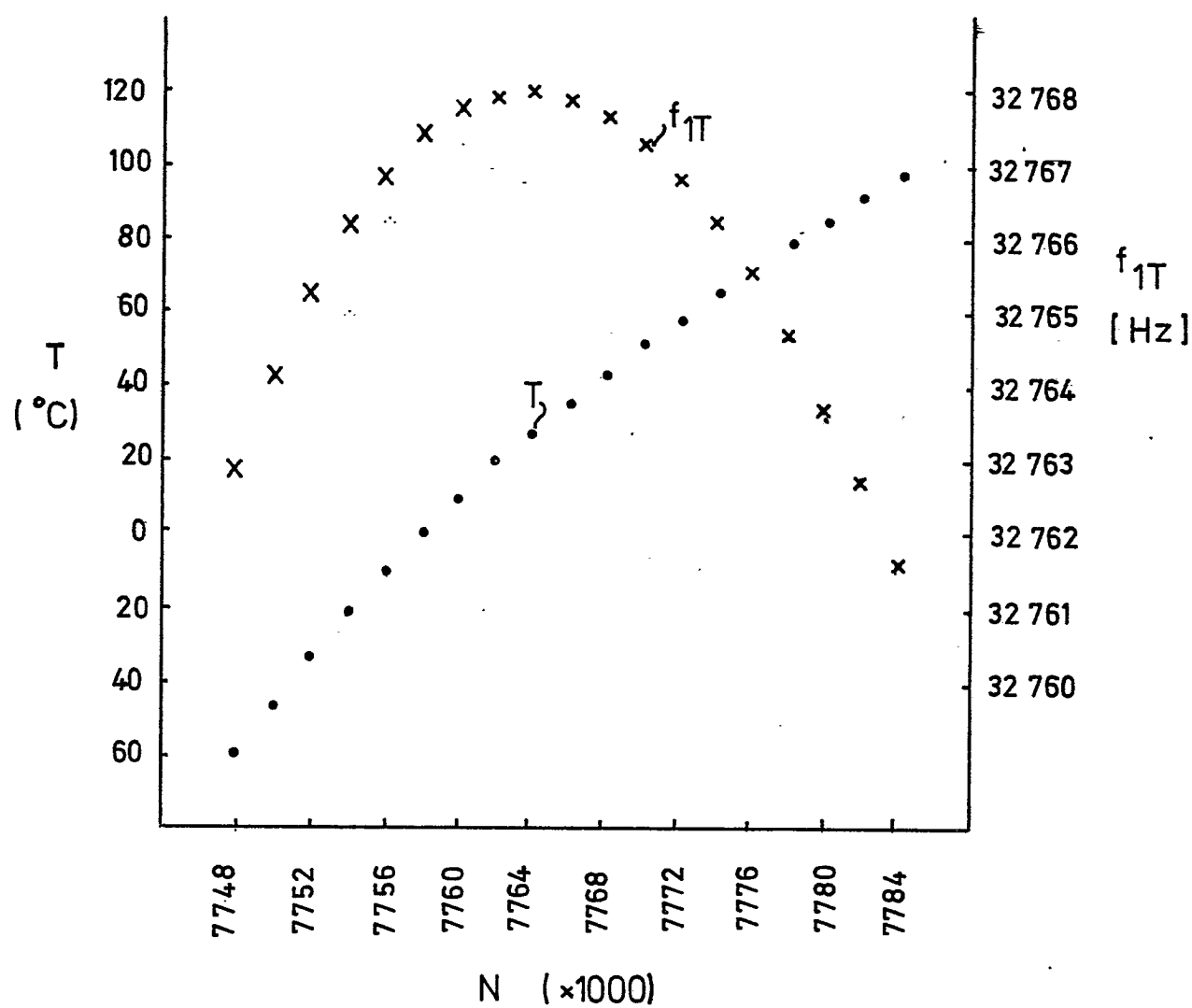


FIG. 8

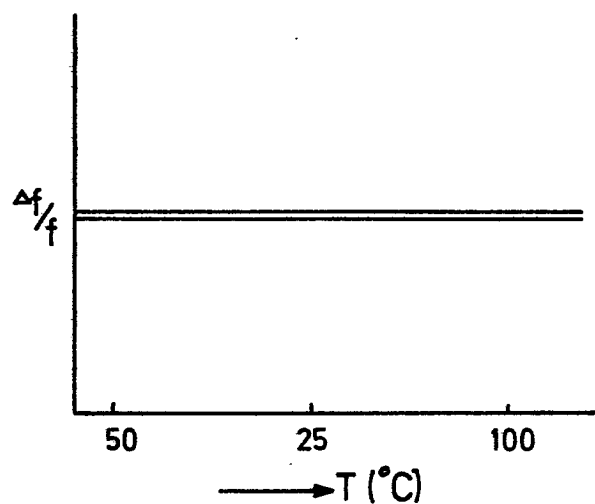


FIG. 9

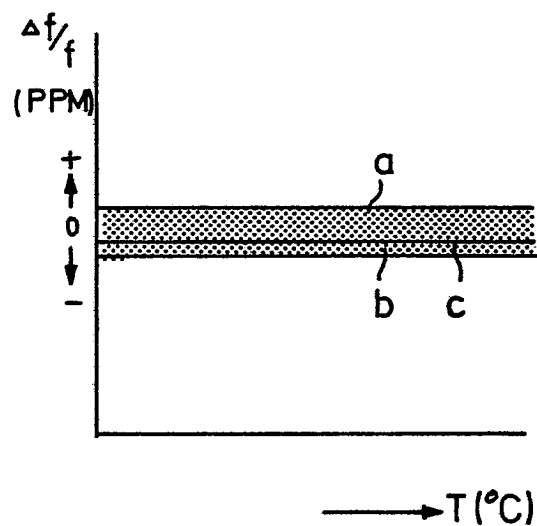


FIG. 10

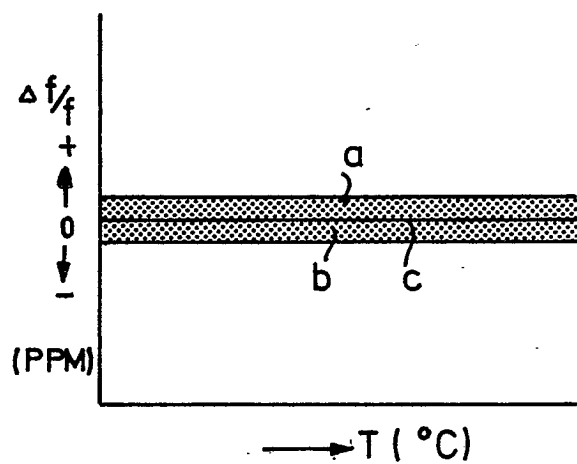


FIG. 11

