

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公 開 特 許 公 報(A)

(11) 特許出願公開番号
特開2005-128032
(P2005-128032A)

(43) 公開日 平成17年5月19日(2005.5.19)

(51) Int.Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
GO 1 J 5/00	GO 1 J 5/00	2 GO 6 6
A 6 1 B 5/00	A 6 1 B 5/00	4 C 1 1 7
GO 1 J 5/16	GO 1 J 5/16	

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2004-377741 (P2004-377741)	(71) 出願人	503246015 オムロンヘルスケア株式会社 京都府京都市右京区山ノ内山ノ下町24番地
(22) 出願日	平成16年12月27日(2004.12.27)	(74) 代理人	100085006 弁理士 世良 和信
(62) 分割の表示	特願平11-192378の分割	(74) 代理人	100106622 弁理士 和久田 純一
原出願日	平成11年7月6日(1999.7.6)	(72) 発明者	大西 喜英 京都府京都市右京区山ノ内山ノ下町24番地 オムロンヘルスケア株式会社内
		(72) 発明者	太田 弘行 京都府京都市右京区山ノ内山ノ下町24番地 オムロンヘルスケア株式会社内

最終頁に続く

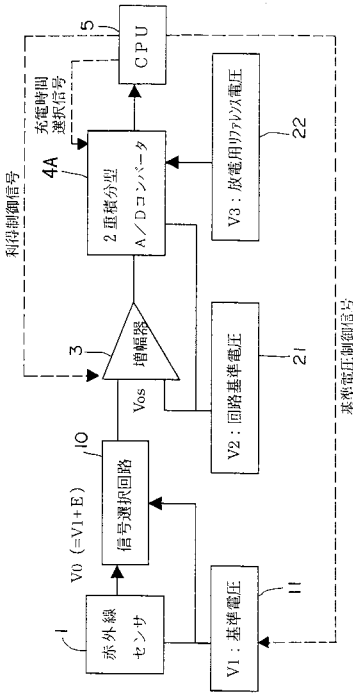
(54) 【発明の名称】 放射温度計

(57) 【要約】

【課題】 電子回路部品の素子性能、回路構成に依存する誤差要因や環境温度の影響を排除し、測定精度及び測定信頼性を向上させることが可能な放射体温計を提供すること。

【解決手段】 本発明による放射体温計は、測定対象から放射される赤外線量の量に応じたセンサ出力信号を出力する赤外線センサと、このセンサ出力信号にバイアスを重畳するためのバイアス発生源と、赤外線センサ自身の温度に応じたセンサ温度信号を出力する温度センサと、センサ出力信号を増幅する増幅器と、増幅されたセンサ出力信号及びセンサ温度信号をデジタルデータに変換するA/Dコンバータと、このA/Dコンバータによって得られたデジタルデータに基づき測定対象の温度を算出する制御部とを備え、バイアス発生源のバイアスは、増幅されたセンサ出力信号がA/Dコンバータの所定の入力信号許容範囲に収まるように制御される。

【選択図】 図6



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

測定対象から放射される赤外線の色に於いたセンサ出力信号を出力する赤外線センサと、このセンサ出力信号にバイアスを重畳するためのバイアス発生源と、前記赤外線センサ自身の温度に於いたセンサ温度信号を出力する温度センサと、前記センサ出力信号を増幅する増幅器と、前記増幅されたセンサ出力信号及び前記センサ温度信号をデジタルデータに変換するA/Dコンバータと、このA/Dコンバータによって得られたデジタルデータに基づき測定対象の温度を算出する制御部とを備え、

前記バイアス発生源のバイアスは、前記増幅されたセンサ出力信号が前記A/Dコンバータの所定の入力信号許容範囲に収まるように制御される放射温度計。

10

【請求項 2】

前記バイアス発生源のバイアスは、予め設定された測定対象の予測温度と前記センサ温度信号から変換されたデジタルデータとに基づいて制御される請求項 7 記載の放射温度計。

【請求項 3】

測定対象から放射される赤外線の色に於いたセンサ出力信号を出力する赤外線センサと、この赤外線センサ自身の温度に於いたセンサ温度信号を出力する温度センサと、前記センサ出力信号を増幅する増幅器と、前記増幅器によって増幅されたセンサ出力信号及び前記センサ温度信号に基づいて測定対象の温度を算出する制御部とを備え、

前記増幅器の利得は、予め設定された測定対象の予測温度と前記センサ温度信号とに基づいて制御される放射温度計。

20

【請求項 4】

測定対象から放射される赤外線の色に於いたセンサ出力信号を出力する赤外線センサと、この赤外線センサ自身の温度に於いたセンサ温度信号を出力する温度センサと、積分器を含み前記センサ出力信号及び前記センサ温度信号をデジタルデータに変換するA/Dコンバータと、このA/Dコンバータによって得られたデジタルデータに基づいて測定対象の温度を算出する制御部とを備え、

前記積分器の充電時間は、予め設定された測定対象の予測温度と前記センサ温度信号から変換されたデジタルデータとに基づいて制御される放射温度計。

【発明の詳細な説明】

30

【技術分野】

【0001】

本発明は、測定対象から放射される赤外線により測定対象の温度を測定する放射温度計に関する。

【背景技術】

【0002】

この種の放射温度計としては、例えば特開平 8-145800 号公報に開示されている方式で測定する赤外線体温計が知られている。この赤外線体温計は赤外線センサと、耳孔からの赤外線を取り込むプローブと、赤外線センサ自身の温度を検出する温度センサと、赤外線センサの出力及び温度センサの出力を増幅するプリアンプ（増幅器）と、プリアンプによって増幅された赤外線センサの出力及び温度センサの出力をA/D変換するA/Dコンバータと、A/D変換された赤外線センサの出力及び温度センサの出力から測定対象の温度を算出するCPUとを備えている。

40

【0003】

このような赤外線体温計では、CPUがデジタルデータとして取り込んだ赤外線センサの出力及び温度センサの出力から所定の算出式に基づき（例えば特許文献 1 参照）、測定対象の温度を算出している。

【特許文献 1】 特開昭 61-117422 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

50

【0004】

しかしながら、上記のような従来技術の場合には、赤外線体温計を構成する電子回路部品の素子性能、回路構成に依存する誤差要因や環境温度の影響により測定精度あるいは測定信頼性を上げることが困難となっている。

【0005】

すなわち、増幅器のオフセット電圧が重畳された信号がA/Dコンバータに入力されるとA/D変換可能な入力信号レベルに占める信号成分が減少する。この場合、増幅器のゲインを上げるとA/Dコンバータの許容入力信号レベルを越えてしまうため、増幅器のゲインを低く抑えざるを得ない。その結果、赤外線センサの出力及び温度センサの出力としての信号成分が小さくなり結果的に測定誤差を生じる要因となる。

10

【0006】

本発明は上記問題を解決するためになされたもので、その目的とするところは、放射温度計を構成する回路部品の素子特性や回路構成による誤差要因を排除し、高精度の測定が可能な放射温度計を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記目的を達成するために本発明は以下の構成を採用する。すなわち、本発明は、測定対象から放射される赤外線の色に於いたセンサ出力信号を出力する赤外線センサと、この赤外線センサ自身の温度に於いたセンサ温度信号を出力する温度センサとを備えた放射体温計であり、さらに以下の構成を含むものである。

20

【0008】

本発明は、上記センサ出力信号にバイアスを重畳するためのバイアス発生源と、上記センサ出力信号を増幅する増幅器と、上記増幅されたセンサ出力信号及び上記センサ温度信号をデジタルデータに変換するA/Dコンバータと、このA/Dコンバータによって得られたデジタルデータに基づき測定対象の温度を算出する制御部とを備える。

【0009】

上記バイアス発生源のバイアスは、上記増幅されたセンサ出力信号が上記A/Dコンバータの所定の入力信号許容範囲に収まるように制御される。

【0010】

上記バイアス発生源のバイアスは、予め設定された測定対象の予測温度と上記センサ温度信号から変換されたデジタルデータとに基づいて制御されるようにしてもよい。

30

【0011】

上記センサ出力信号を増幅する増幅器を含む場合は、予め設定された測定対象の予測温度と上記センサ温度信号とに基づいて、センサ出力信号を増幅する増幅器の利得を制御してもよい。

【0012】

上記A/Dコンバータが積分器を含む場合に、予め設定された測定対象の予測温度と上記センサ温度信号とに基づいて、センサ出力信号をA/D変換するA/Dコンバータに含まれる積分器の充電時間を制御してもよい。

【発明の効果】

40

【0013】

本発明によれば、放射体温計において、A/Dコンバータの素子特性、特に変換直線性からのずれによる変換誤差が補正されるので、測定精度の向上を図ることができる。

【0014】

また、本発明によれば、放射体温計において、増幅器のオフセット電圧によるA/Dコンバータのオーバーフローを防止し、赤外線センサの出力としての信号成分を大きくすることができるので、実質的に高感度の放射体温計を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

以下、図面を参照して、本発明の好適な実施の形態を説明する。

50

【0016】

(基本形態)

本発明の特徴を最も良く表す実施形態の説明に先立ち、図1及び図2を参照して、基本となる放射体温計について説明し、後述する本発明の実施形態の説明において適宜参照する。

【0017】

図1は本発明の基本形態に係る放射体温計のブロック図であり、図2はその作用を示すフローチャートである。

【0018】

<放射体温計の構成>

この放射体温計の構成を示すブロック図を図1に示す。この放射体温計は、測定対象（例えば、耳孔内の鼓膜）から放射される赤外線を検出する赤外線センサ1と、この赤外線センサ1自身の温度を測定する温度センサ2と、赤外線センサ1の出力（センサ出力信号）及び温度センサ2の出力（センサ温度信号）を受けて、これらを増幅する増幅器3と、基準入力電圧としての基準電圧を発生する基準電圧発生部11と、増幅器3により増幅されたセンサ出力信号、センサ温度信号及び基準入力電圧をデジタルデータに変換するA/Dコンバータ4と、入力される切換信号に応じて上記増幅器3により増幅されたセンサ出力信号、センサ温度信号、基準入力電圧のいずれかをA/Dコンバータ4の入力回路に接続する信号選択回路10と、制御プログラムを実行してA/Dコンバータ4によってデジタルデータに変換されたセンサ出力信号とセンサ温度信号とに基づき測定対象の温度を算出するCPU5（制御部に相当）と、CPU5が算出した測定対象の温度を表示するLCD6（液晶ディスプレイ）と、制御プログラムやデータを格納するメモリ7とを備える。

10

20

【0019】

赤外線センサ1は、サーモパイルで構成され、測定対象からの赤外線を受けてセンサ出力信号（起電力）を発生する。

【0020】

温度センサ2は、サーミスタで構成され、赤外線センサ1に接触して赤外線センサ1自身の温度の変化を抵抗値の変化として検出する。この抵抗の変化によるサーミスタ両端の電圧の変化がセンサ温度信号に相当する。

【0021】

増幅器3は、赤外線センサ1の出力（センサ出力信号）及び温度センサ2の出力（センサ温度信号）を受けて、これをA/Dコンバータ4において変換可能な信号レベルまで増幅する。

30

【0022】

基準電圧発生部11から発せられる電圧は、CPU5がA/Dコンバータ4の変換直線性を測定する際の基準入力電圧として使用される。

【0023】

信号選択回路10は、CPU5から入力される切換信号に応じて増幅器3で増幅されたセンサ出力信号、センサ温度信号、基準電圧発生部11の発生する基準入力電圧のいずれか一つをA/Dコンバータ4の入力端子に接続する。

40

【0024】

A/Dコンバータ4及びCPU5の処理については以下に詳しく説明する。

【0025】

<A/Dコンバータの変換方式>

A/Dコンバータ4は、増幅器3によって増幅されたセンサ出力信号及びセンサ温度信号をデジタルデータに変換する。本実施の形態では、A/Dコンバータ4として積分回路（積分器に相当）、コンパレータ及びカウンタからなる2重積分型のA/Dコンバータを採用する（例えば、伊東規之著 日本理工出版会刊 「ディジタル回路」16.3節二重積分型ADコンバータ参照）。図9に2重積分型のA/Dコンバータの構成を示す。

【0026】

50

この方式のA/Dコンバータは変換対象である入力信号V1を一定期間T1（以下充電時間と呼ぶ）積分回路で積分し、これを既知の放電用リファレンス電圧V2で放電し、その放電に要した時間T2（実際にはカウンタで計測されたクロック数）と上記充電時間T1と放電用リファレンス電圧V2とから入力信号V1のデジタルデータを得るものである。この関係は次の（式1）で表される。

【0027】

$$T2 = -T1 \times (V1 - V3) / (V2 - V3) \dots\dots (式1)$$

ここで、V1：入力信号の電圧である。

V2：放電用リファレンス電圧である。

V3：A/Dコンバータ4の基準電位である。

T1：入力信号による積分回路の充電時間である。

T2：放電時間である。

10

【0028】

基準電位V3を基準とした入力信号電圧（V1-V3）は、放電時間T2に比例するので、放電時間T2の間オンとなるゲート信号により、基準クロックパルスを通してカウンタでカウントすることにより、そのカウンタ値からA/D変換後のデジタルデータを得ることができる。

【0029】

<CPUの処理>

CPU5は、メモリ7に記憶された制御プログラムを実行し、デジタルデータに変換されたセンサ出力信号及びセンサ温度信号から測定対象の温度を算出する。その際CPU5は、上記信号選択回路10に切換信号を入力することで、信号選択回路10からA/Dコンバータ4に基準入力電圧を与えて、A/Dコンバータ4の変換直線性を予め測定しておき、その結果に基づいて、上記測定対象の温度を補正する。以下このCPU5の処理について詳しく説明する。

20

【0030】

今、上記2重積分型A/Dコンバータにおいて、T1a、T1bという2種類の充電時間で同一の基準入力電圧をA/D変換したときに得られるA/D変換出力（デジタルデータ）をADa、ADbとすると、上記（式1）が成立する場合には、

$$T1a/T1b = ADa/ADb \dots\dots (式2)$$

30

が成立する。すなわち、同一の入力信号をA/D変換した場合でも、A/D変換出力はその積分回路の充電時間に比例したものとなる。これは等価的に、（式1）において同一の充電時間T1で、種々の入力信号電圧（V1-V3）をA/D変換した場合と同一の結果を表している。

【0031】

しかし、実際の2重積分型A/Dコンバータにおいては、積分回路のコンデンサの漏れ電流等の影響により、必ずしも（式2）は成立しない。これは等価的には同一の充電時間で種々の入力信号電圧をA/D変換した場合に必ずしも入力信号電圧に比例したA/D変換出力（デジタルデータ）が得られないこと、すなわち、2重積分型A/Dコンバータの変換直線性における誤差を表している。そこで

$$X = T1a/T1b - ADa/ADb \dots\dots (式3)$$

40

を充電時間を変更して測定し、この誤差を予め求めておけば、実際のA/D変換出力（デジタルデータ）を補正することができる。

【0032】

図3は、充電時間を横軸にして、種々の充電時間において同一の基準入力電圧をA/D変換して測定した出力（デジタルデータ）を縦軸にして、実測値101を複数個プロットした例を実線で図示された理論値100と共に示すグラフである。図3において、複数の実測値101が変換直線性に相当し、理論値100が理想の変換直線性に相当する。

【0033】

さらに、図4は、図3に示されたA/D変換出力（デジタルデータ）の実測値101を横軸にして、その時の理論値（理想の変換直線性）からの誤差を縦軸にしてプロットした結

50

果得られる誤差曲線 102 を示すグラフである。この図 4 の実験式（誤差曲線）から求められる値で実際の A/D 変換出力（デジタルデータ）を補正すれば、図 3 に示した変換直線性の理論値 100 からの誤差を解消することができる。このような実験式は、最小 2 乗法により一般的に求めることができる。

【0034】

本実施の形態では、CPU5 は、予め測定された変換直線性のデータから図 4 に示したような誤差曲線 102（実験式）の係数をメモリ 7 に保持し、この誤差曲線 102 を用いて A/D 変換出力（デジタルデータ）を補正し、補正後のデジタルデータに基づき測定対象（鼓膜）の温度を算出する。

【0035】

10

<動作例>

次に、図 1 に示した放射体温計の全体の動作例を図 2 のフローチャートに従って説明する。

【0036】

まず、不図示の電源スイッチが ON にされると（ステップ 101（以下 S101 と略す））、CPU5 はメモリ 7 上に格納された制御プログラムを実行して以下の動作を実行する。

【0037】

まず、CPU5 は、信号選択回路 10 を制御し、基準電圧発生部 11 からの基準入力電圧を A/D コンバータ 4 の入力端子に接続させた後、積分回路を充電するための複数の充電時間を A/D コンバータ 4 に設定して A/D 変換を複数回実行させ、図 4 に示した変換直線性の誤差曲線 102 を求める（S102）。その後、CPU5 は待機状態に入る（S103）。 20

【0038】

不図示の測定開始スイッチが押されると、CPU5 は測定開始スイッチが押されたことを検知し、その検知をトリガとして、測定を開始する（S104）。

【0039】

まず、温度センサ 2 のセンサ温度信号を A/D 変換し、そのデジタルデータを求める（S105）。

【0040】

次に赤外線センサ 1 のセンサ出力信号を A/D 変換し、そのデジタルデータを求める（S106）。 30

【0041】

次に、CPU5 は、上記 S102 の処理で求めておいた変換直線性の誤差曲線 102 から上記センサ温度信号及びセンサ出力信号の A/D 変換補正値を求める（S107）。

【0042】

その後、上記 A/D 変換補正値を用いて、S105 及び S106 の処理で得たセンサ温度信号及びセンサ出力信号のデジタルデータを補正した後、これらを用いて測定対象の温度を求め、LCD6 に表示する（S108）。

【0043】

このようにして、電源スイッチが ON にされるたびに、CPU5 が A/D コンバータ 4 の変換直線性を求めて理論値からのずれによる誤差を補正するので、A/D コンバータ 4 に経時変化や温度変化が生じて、その変化に応じて変換直線性の理論値からのずれによる誤差が補正された A/D 変換出力を用いて、測定対象の温度が求められる。従って、放射体温計による温度測定の精度を高めることができる。 40

【0044】

<変形例>

上記図 1 の構成では、基準電圧発生部 11 の出力（基準入力電圧）を直接信号選択回路 10 を通じて A/D コンバータ 4 に接続しているが、これに代えて、基準電圧発生部 11 からの基準入力電圧が増幅器 3 を通じて信号選択回路 10 に入力されるようにしてもよい。そのようにすることで、増幅器 3 と A/D コンバータ 4 を合わせた変換直線性の測定及び補正が可能になる。

50

【0045】

なお、赤外線センサ1または温度センサ2の出力信号が十分に大きく、A/Dコンバータ4で変換可能な場合には、これらの信号を直接A/Dコンバータ4でA/D変換するようにすれば、増幅器3を省略することができる。

【0046】

本実施の形態では、一般的にA/Dコンバータ4の変換直線性を測定してデジタルデータを補正しているが、図3または図4で例示したような誤差の発生要因をA/Dコンバータ4における積分回路内のコンデンサの漏れ電流と仮定し、その漏れ抵抗を求めることでデジタルデータを補正してもよい。

【0047】

今、積分回路の抵抗をR、静電容量をC、積分された信号の出力電圧をV0とすると入力信号電圧が基準入力電圧Vi（一定）の場合に積分回路の出力電圧は次の（式4）で表される。

$$V0 = Vi T1 / CR \quad \dots\dots (式4)$$

ここでT1は積分回路の充電時間である。

【0048】

しかし、積分回路のコンデンサに漏れ電流があってこれを $\Delta i1$ （その時の等価的な漏れ抵抗値をr1）とすると出力電圧は以下の（式5）のようになる。

$$\begin{aligned} V0 &= (T1/C)(Vi/R - \Delta i1) \\ &= Vi T1 / CR \cdot (1 - R/r1) \quad \dots\dots (式5) \end{aligned}$$

【0049】

一方、V0に充電された積分回路のコンデンサを基準リファレンス電圧Vrで放電すると

$$V0 = Vr T2 / CR \quad \dots\dots (式6)$$

ここでT2は積分回路の放電時間である。

【0050】

しかし、積分回路のコンデンサに漏れ電流があってこれを $\Delta i2$ （その時の等価的な漏れ抵抗値をr2）とすると出力電圧は以下の（式7）のようになる。

$$\begin{aligned} V0 &= (T2/C)(Vr/R - \Delta i2) \\ &= Vr T2 / CR \cdot (1 - R/r2) \quad \dots\dots (式7) \end{aligned}$$

【0051】

従って、A/Dコンバータ4の積分回路に既知の基準入力電圧Viを入力し、所定の充電時間T1で積分したときの積分回路出力V0の実測値と理論式（式4）によって算出した値との差から上記（式5）に従って漏れ抵抗r1を求め、さらに充電された電圧V0を放電用リファレンス電圧Vrで放電したときの放電時間T2の実測値と理論式（式6）との差から（式7）に従って漏れ抵抗r2を算出することができる。

【0052】

そこで、これらのR及びr1、r2をメモリに保持しておき、CPU5がA/Dコンバータ4の出力を（式5）及び（式7）に従って補正することで、本実施の形態と同様の結果を得ることができる。これは、変換直線性の理論値からのずれの解釈をA/Dコンバータ4の積分回路の漏れ抵抗として表現したものであって、本形態の一態様に含まれる。

【0053】

本基本形態では、A/Dコンバータ4として2重積分型A/Dコンバータを使用したか、これに限定されない。要するに基準入力信号（アナログ信号）とそのときのA/D変換出力（デジタルデータ）の関係からA/Dコンバータ4としての変換直線性を予め測定しておき、その変換直線性から実際の測定時のA/D変換出力を補正できればよい。すなわち、本発明は、積分回路の充電時間を変更する手段のないA/Dコンバータを備える放射体温計であっても、基準入力信号としての複数点の電圧を発生する基準電圧発生部11を準備すれば適用可能である。従って、サンプルホールド回路付きのA/Dコンバータ、カウンタクランプ型A/Dコンバータ、逐次比較型A/Dコンバータ等、A/D変換の方式によらず、赤外線センサ1と温度センサ2とA/Dコンバータ4とを備える方式の放射温度計に対しても適用は可能であ

10

20

30

40

50

る。

【0054】

本基本形態では、A/D変換出力の変換直線性の誤差を補正する放射体温計を示したが、実測した変換直線性が理論値と大きく乖離する場合は、補正をやめて、その旨の表示を行うようにしてもよい。図5にそのような表示を行うプログラムのフローチャートを示す。図5は図2の処理にS120～S122の処理を追加し、また、図2のS104以降の処理を省略したものである。

【0055】

この処理では、図2と同様に変換直線性を測定した後（S102）、実測された変換直線性の理論値からの偏差が所定範囲内か否かを判断し（S120）、所定範囲内であれば、図2と同様に待機状態に移行するが（S103）、所定範囲内にはない場合は、変換直線性が劣化している旨を表示し（S121）、電源をOFFにする（S122）。 10

【0056】

このようにすれば、高湿度下環境や急激な温度変化による結露が発生するような環境のため、一時的に積分回路の漏れ電流が増加し、測定信頼性が低くなるような状況における測定を停止し、誤差の大きい測定結果の表示を防止することができる。

【0057】

本基本形態では、電源スイッチをONにするごとにA/D変換の変換直線性を測定する例を示したが、これに代えて、事前に明示的な指示（例えば専用の押ボタンによる指示）を検出して測定し、次の指示までその測定結果による誤差曲線を保持するようにしてもよい。また、タイマーにより、CPU5が実行する制御プログラムに割り込みを掛けて、定期的にA/D変換の変換直線性を測定するようにしてもよい。あるいは測定対象の温度（体温）の測定ごとに変換直線性を求めるようにしてもよい。 20

【0058】

（実施の形態）

以下に本発明の特徴を最も良く表した実施形態について説明する。

【0059】

<放射体温計の構成>

本発明の実施の形態に係る放射体温計を図6～図8によって説明する。図6は本発明の実施の形態に係る放射体温計の構成を示すブロック図であり、図7及び図8は、図6に示した2重積分型A/Dコンバータ4Aの積分回路の信号の変化を示す図である。 30

【0060】

本実施の形態の放射体温計は、2重積分型A/Dコンバータ4Aから出力されるデジタルデータの出力レベルの最適化を図るものである。図6では、増幅器3の出力を2重積分型A/Dコンバータ4AでA/D変換し、CPU5に渡す構成となっている。この2重積分型A/Dコンバータ4Aには、基準電圧発生部22により、放電用リファレンス電圧V3が印加される。

【0061】

さらに、増幅器3と2重積分型A/Dコンバータ4Aとは、基準電圧発生部21によって基準電圧V2だけシフトした電位に置かれている。また、図1と同様に赤外線センサ1は基準電圧発生部11（バイアス発生源に相当）により、基準電圧V1だけシフトした電位（バイアスに相当）に置かれている。 40

【0062】

この基準電圧発生部11、21及び22は出力電圧を制御するための制御端子が設けられ、CPU5からその出力電圧を制御可能となっている。この制御端子は基準電圧発生部11、21及び22の内部において、定電圧回路の参照電圧を決める固定抵抗の選択スイッチの役割を果たし、参照電圧の切り換えにより、基準電圧発生部11、21及び22の出力電圧を切り換えている。その他の構成及び作用については基本形態と同一なので、同一の構成部分については同一の符号を付して、その説明は省略する。

【0063】

<作用>

本実施の形態では、赤外線センサ 1 としてサーモパイルを使用する。その場合の赤外線センサ 1 の出力は以下の関係式（式 9）で表される。

【0064】

$$E = L((Tx+273.15)^4 - (Ta+273.15)^4) \dots\dots (式 9)$$

ここで E：赤外線センサの出力（V）である。

Tx：測定対象の温度（°C）である。

Ta：赤外線センサ自身の温度（°C）である。

L：赤外線センサの感度である。

放射体温計では通常、Txは 32 °C～42 °C程度あり、一方、使用環境温度に依存する Taは、5 °C～40 °C程度であり、TxとTaの差が小さいので、Eはマイクロボルトオーダーである。 10

【0065】

増幅器 3 の入力電圧は

$$V = V1 + E \dots\dots (式 10)$$

ここで V1：赤外線センサの基準電圧

となる。つまり、増幅器 3 への入力は、TxとTaの関係の応じて、基準電圧 V1 を中心にマイクロボルトオーダーで正または負の方向に変化した電圧となる。

【0066】

図 6 の放射体温計では、この V1 及び V1+E が信号選択回路 10 によって各々選択され、増幅器 3 で増幅された後、2 重積分型 A/D コンバータ 4A でデジタルデータに変換された後、CPU 5 に取り込まれる。そして、V1 及び V1+E のそれぞれから A/D 変換によって得られるそれぞれのデジタルデータの差が赤外線センサ 1 の出力のデジタルデータとなる。 20

【0067】

ここで、図 6 の回路において A/D 変換を可能とするためには以下の条件が必要とされる（例えば、伊東規之著 日本理工出版会刊 「ディジタル回路」 16.3 節二重積分型 AD コンバータ参照）。

【0068】

$$V1 + Vos > V2 > V3 \dots\dots (式 11)$$

かつ

$$V1 + E + Vos > V2 > V3 \dots\dots (式 12)$$

ただし、（式 11）及び（式 12）の不等号を全て逆にしたものでもよい。 30

【0069】

なお、（式 11）及び（式 12）において、

V1：赤外線センサ 1 の基準電圧である。

V2：増幅器 3 及び 2 重積分型 A/D コンバータ 4A の基準電圧である。

V3：2 重積分型 A/D コンバータ 4A の積分回路の放電用リファレンス電圧である。

E：赤外線センサ 1 の出力（起電力）である。

Vos：増幅器 3 のオフセット電圧である。

【0070】

これらの関係式は、2 重積分型 A/D コンバータ 4A の入力信号が基準電圧 V2 に対して常に大、または常に小のいずれかでなければならず、さらに放電用リファレンス電圧 V3 は、基準電圧 V2 に対して入力信号と大小が逆でなければならないことを意味する。 40

【0071】

増幅器 3 は汎用のオペアンプで構成するので、オフセット電圧 Vos は数十ミリボルト程度あり、（式 11）（式 12）を成立させるためには、そのばらつきを考慮して V1 と V2 との差をオフセット電圧 Vos よりはるかに大きく設定しなければならない。一方、V1 と V2 との差を大きくすると増幅器 3 の基準電圧が V2 であるので、入力信号のバイアスを大きくすることになる。そのため、増幅器 3 によって増幅された後、A/D コンバータ 4 でオーバーフローが発生しないようにするために、増幅器 3 のゲインを小さく設定せざるを得なく 50

なる。

【0072】

そこで、本実施の形態では、基準電圧V1をCPU5から設定可能とし、オフセット電圧Vos(または無入力信号時の増幅器3の出力)から、上記(式11)及び(式12)を満足し、かつ、V1-V2が最小となるようにV1の値を決定し、基準電圧発生部11を制御する。

【0073】

このような基準電圧発生部11の制御は、定電圧回路の参照電圧を切り換えて行うことができる(例えば岡村勉著 CQ出版刊「OPアンプ回路の設計」第8章定電圧、定電流回路への応用 参照)。

【0074】

これによって、オフセット電圧Vosや基準電圧V1-V2によってA/Dコンバータ4でオーバーフローを発生させることなく、増幅器3のゲインをフルスケールまで大きくできるので、赤外線センサ1の出力である信号成分を有効に増幅してA/D変換することができる。その結果、実質的に高感度かつ高精度(高分解能)の測定が可能になる。

【0075】

この時の2重積分A/Dコンバータにおける積分回路の出力信号を例示したものが、図7と図8である。図7、図8は共に実線がV1-V2による充電時の積分回路出力及びその後のV3-V2による放電時の積分回路出力の変化を示す図である。また、各図7、図8中における点線は、実線のグラフに赤外線センサ1の出力Eを重畳させたV1+E-V2による充電時の積分回路出力及び、その後のV3-V2による放電時の積分回路出力の変化を示している。各図7、図8中に点線が2本ずつ示されているのは、赤外線センサ1の出力Eが正負各々の場合を考慮したものである。

【0076】

図7は、基準電圧V1の調整をしなかった場合について示されており、図8は基準電圧V1の調整をした場合について示されている。A/D変換レンジ33及び33Aは、A/Dコンバータ4のビット数で決まる変換可能範囲(ダイナミックレンジ)を示している。図7の場合と比較して、図8の場合には斜線部34で示す領域だけA/D変換可能領域の余裕が生じている。その結果、2重積分型A/Dコンバータ4Aにおいてオーバーフローの発生する可能性が低減し、さらには、この斜線部34の範囲に相当する増幅器3のゲインを増加させることが可能となる。

【0077】

増幅器3のゲインの変更は、一般的な反転増幅器や非反転増幅器においては帰還抵抗の抵抗値を変更することで実施できるが広く知られている(例えば岡村勉著 CQ出版刊「OPアンプ回路の設計」参照)。これをCPU5から制御するには、帰還抵抗として予め複数の抵抗を設けておき、これらをアナログスイッチ(FETスイッチ、アナログマルチプレクサ用IC等)を使用して、切り換えるようにする。

【0078】

このようにして、増幅器3のゲインを増加して、A/Dコンバータ4をフルスケールに近い領域で使用できるので、放射体温計を実効的に高感度にすることができる。

【0079】

<変形例>

本実施の形態では、増幅器3のゲインは複数の帰還抵抗(固定抵抗)をアナログスイッチで切り換えることで実現したが、これに代えて帰還抵抗としてFET等の半導体素子を使用し、そのバイアス及びゲート電圧の変化による抵抗変化を利用した等価的な可変抵抗素子を使用してもよい。

【0080】

本実施の形態では図6に示す赤外線センサ1の基準電圧V1を調整することにより、増幅器3のゲインを調整して、測定の感度を向上させるものであったが、増幅器3のゲインの代わりに、2重積分型A/Dコンバータ4Aの積分回路の充電時間を増加させてもよい。これは、実施の形態1で示したように、積分回路の充電時間を増加させると実質的に、A/D

10

20

30

40

50

コンバータとしてのゲインを増加させることになるからである。

【0081】

2重積分型A/Dコンバータ4Aは、積分回路とコンパレータとカウンタとを備え、変換対象である入力信号を一定期間（充電時間）積分回路で積分し、これを既知の放電用リファレンス電圧で放電し、その放電に要した時間をカウンタのクロック数で計測してデジタルデータを得るものである。

【0082】

積分回路の充電時間を変更するには、このカウンタビット数を変更することが必要になる。そのため、予めカウンタとしては予備のビット分を含む最大ビット数を備えておき、必要とされる充電時間に応じて最大ビット数を限度として、カウンタのビット数を制限して使用すればよい。使用するカウンタのビット数を増加するとA/D変換のレスポンスが低下するので、これは最終的には、必要なゲインと必要なレスポンスとのトレードオフになる。

10

【0083】

カウンタビット数の変更は、カウンタの各ビットのいずれかをキャリービットとして、マルチプレクサを通じてCPU5からの充電時間選択信号によって選択可能にしておく。CPU5から選択するビット位置を変更することでキャリービットの位置を変更できるので、カウンタのビット数、すなわち充電時間を変更できる。図9にこのようにして構成した2重積分型A/Dコンバータ4Aの構成を示す。

20

【0084】

なお、マルチプレクサの代わりに、カウンタの各ビットをスリーステートバッファを通じて取り出し、必要なビット数より大きなビット位置の信号に対しては、CPU5からの充電時間選択信号により、スリーステートバッファの出力をハイインピーダンス状態にして、充電時間の計測に寄与しないようにしてもよい。

【0085】

本実施の形態では、図6に示す増幅器3のオフセット電圧のみに基づいて赤外線センサ1の基準電圧V1を調整する例を示したが、増幅器3のオフセット電圧のみでなく、温度センサ2の出力をも含めて調整することができる。

【0086】

すなわち、(式9)に示したように、赤外線センサ1の出力Eは測定対象の温度Txと赤外線センサ1自身の温度Taによって定まり、放射体温計の場合には測定対象の温度（人間の体温）Txは $32^{\circ}\text{C} \sim 42^{\circ}\text{C}$ と、その範囲が限定されるため、赤外線センサ1自身の温度Taが定まれば、赤外線センサ1の出力Eのフルスケールの出力は、(式9)から予測可能となる。したがって赤外線センサ1自身の温度Taに基づく出力Eの予測値とオフセット電圧Vosとの関係から(式11)及び(式12)を満足し、かつ、V1-V2が極力小さくなるように基準電圧V1を決定すればよい。さらに、増幅器3のオフセット電圧Vosと(式9)から予測される赤外線センサ1の出力Eが(式12)を満足し、かつ、V2を基準にした増幅器3の入力、すなわち、 $V1 + E + Vos - V2$ が増幅後にA/Dコンバータ4でオーバーフローを発生させない範囲で極力大きな値となるように調整すれば、実質的に放射体温計を高感度かつ高分解能にすることができる。その場合のゲインの調整は、上記に述べた、増幅器3のゲインを調整する方法、または2重積分型A/Dコンバータ4Aの積分回路の充電時間を増加させる方法のいずれでもよい。

30

40

【0087】

本実施の形態では、A/Dコンバータ4として2重積分型A/Dコンバータ4Aを用いたが、これは必ずしも電気回路としての積分回路を有するA/Dコンバータである必要はなく、2重積分型A/Dコンバータ4Aの動作をそのままCPU5が実行するプログラムで実現してもよい。その場合には、上記充電時間の変更は、プログラム中の入力信号の加算回数（加算区間）の変更で済むので、上記増幅器3のゲインを変更する場合やハードウェアとしての2重積分型A/Dコンバータ4Aの充電時間を増加する方法と比較して簡易に実現できる。

50

【0088】

なお、上述のような、基準電圧発生部11の基準電圧、増幅器3のゲイン、積分回路の充電時間等を決定するための、増幅器3のオフセット電圧やセンサ温度信号の測定は、通常放射体温計使用時に行われる。しかし、さらに、CPU5に内蔵したタイマーによって制御プログラムを起動し、定期的に増幅器3のオフセット電圧や温度センサ2のセンサ温度信号の測定を行わさせ、測定結果をメモリ7に蓄積しておき、放射体温計使用時には、その蓄積された過去の測定結果をも反映させて、基準電圧11、増幅器3のゲイン、積分回路の充電時間等を決定してもよい。

【図面の簡単な説明】

【0089】

【図1】本発明の基本形態に係る放射体温計の構成を示すブロック図

【図2】基本形態に係る放射体温計の作用を示すフローチャート

【図3】積分回路の充電時間に対するA/D変換出力を示すグラフ

【図4】A/D変換出力に対する変換直線性からの誤差を示すグラフ

【図5】基本形態の変形例の放射体温計の作用を示すフローチャート

【図6】本発明の実施の形態に係る放射体温計の構成を示すブロック図

【図7】本発明の実施の形態に係るA/Dコンバータの積分信号を示す図

【図8】本発明の実施の形態に係るA/Dコンバータの積分信号を示す図

【図9】実施の形態1に係る2重積分型A/Dコンバータを示す図

【図10】本発明の実施の形態の変形例に係る2重積分型A/Dコンバータを示す図

【符号の説明】

【0090】

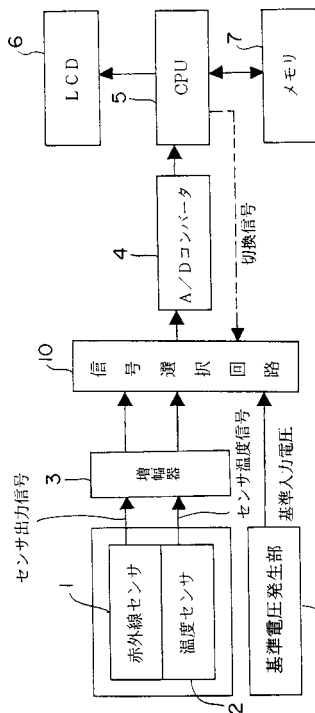
- 1 赤外線センサ
- 2 温度センサ
- 3 増幅器
- 4 A/Dコンバータ
- 4 A 2重積分型A/Dコンバータ
- 5 CPU
- 10 信号選択回路
- 11 基準電圧
- 21 回路基準電圧
- 22 放電用リファレンス電圧

10

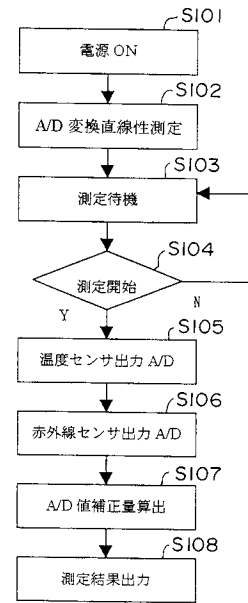
20

30

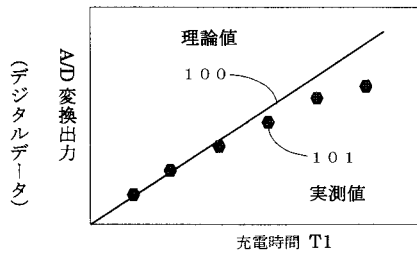
【図 1】



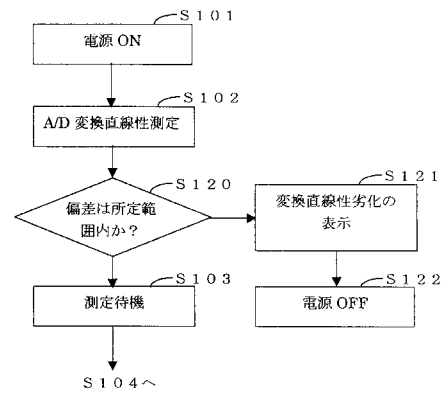
【図 2】



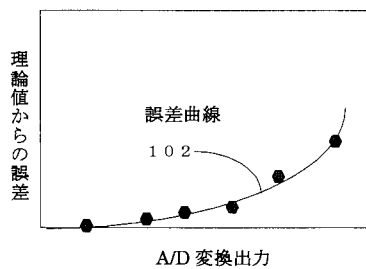
【図 3】



【図 5】



【図 4】



フロントページの続き

Fターム(参考) 2G066 AC13 BA08 BB11 BC02 BC07 BC13 BC15 CA15 CB01
4C117 XB01 XC30 XD09 XE23 XE48 XG01 XJ05 XJ07 XM05 XN01

【要約の続き】

专利名称(译)	放射温度计		
公开(公告)号	JP2005128032A	公开(公告)日	2005-05-19
申请号	JP2004377741	申请日	2004-12-27
[标]申请(专利权)人(译)	欧姆龙健康医疗事业株式会社		
申请(专利权)人(译)	欧姆龙保健有限公司		
[标]发明人	大西喜英 太田弘行		
发明人	大西 喜英 太田 弘行		
IPC分类号	G01J5/00 A61B5/01 G01J5/16 A61B5/00		
FI分类号	G01J5/00.101.G A61B5/00.101.K G01J5/16 A61B5/01.350		
F-TERM分类号	2G066/AC13 2G066/BA08 2G066/BB11 2G066/BC02 2G066/BC07 2G066/BC13 2G066/BC15 2G066/CA15 2G066/CB01 4C117/XB01 4C117/XC30 4C117/XD09 4C117/XE23 4C117/XE48 4C117/XG01 4C117/XJ05 4C117/XJ07 4C117/XM05 4C117/XN01		
其他公开文献	JP4148219B2		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种辐射温度计，该辐射温度计能够通过消除取决于电子电路组件的元件性能和电路配置的误差因子和环境温度的影响来提高测量精度和测量可靠性。根据本发明的辐射温度计包括：红外传感器，其根据从测量目标发射的红外辐射的量来输出传感器输出信号；偏置产生源，用于将偏置叠加在传感器输出信号上；以及红外辐射传感器。温度传感器根据传感器本身的温度输出传感器温度信号，放大器放大传感器输出信号，A/D转换器将放大的传感器输出信号和传感器温度信号转换为数字数据，该A/D转换器配备有控制单元，该控制单元基于A/D转换器获得的数字数据计算测量目标的温度，偏置源的偏置使得放大后的传感器输出信号在A/D转换器的指定输入信号容差范围内。入息 它被控制为圆形。[选择图]图6

