

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3692014号
(P3692014)

(45) 発行日 平成17年9月7日(2005.9.7)

(24) 登録日 平成17年6月24日(2005.6.24)

(51) Int. Cl.⁷

F I

A 6 1 B 5/0215
A 6 1 B 5/00
A 6 1 B 5/0295
G O 1 K 1/20
G O 1 L 7/00

A 6 1 B 5/02 3 3 1 C
A 6 1 B 5/00 1 0 1 H
G O 1 K 1/20
G O 1 L 7/00 C
G O 1 L 9/04

請求項の数 17 (全 13 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2000-156863 (P2000-156863)
(22) 出願日 平成12年5月26日(2000.5.26)
(65) 公開番号 特開2001-25461 (P2001-25461A)
(43) 公開日 平成13年1月30日(2001.1.30)
審査請求日 平成15年3月19日(2003.3.19)
(31) 優先権主張番号 9901962-2
(32) 優先日 平成11年5月27日(1999.5.27)
(33) 優先権主張国 スウェーデン(SE)
(31) 優先権主張番号 60/136401
(32) 優先日 平成11年5月27日(1999.5.27)
(33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 500109272
ラディ・メディカル・システムズ・アクチ
ェボラーグ
スウェーデン王国エスー754 50 ウ
ブサラ, パルムブラドスガタン 10
(74) 代理人 100089705
弁理士 社本 一夫
(74) 代理人 100071124
弁理士 今井 庄亮
(74) 代理人 100076691
弁理士 増井 忠式
(74) 代理人 100075236
弁理士 栗田 忠彦
(74) 代理人 100075270
弁理士 小林 泰

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 圧力及び温度による影響を補償するシステム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

圧力と温度とのうち少なくとも一方を生体内で選択的に計測するシステムであって、
2つの piezo 抵抗素子を有する圧力センサであって、前記 piezo 抵抗素子が、前記圧力
センサから得た信号に影響を及ぼす温度依存性を持つケーブルにより制御ユニットに結合
されている圧力センサと、

前記圧力センサに励振を与え、少なくとも1つの前記信号の少なくとも1つの成分がケ
ーブル抵抗値を表わすように前記センサから2つの異なる信号を生じる手段と、

前記ケーブル抵抗値を表わす量を用いて、温度と圧力とのうちの少なくとも1つの前記
信号に対する前記ケーブル抵抗値の影響を補償する手段と、
を具備するシステム。

【請求項2】

第1の前記 piezo 抵抗素子がホイートストーン・ブリッジの1つの分岐の一部であり、
第2の前記 piezo 抵抗素子が前記ホイートストーン・ブリッジの別の分岐の一部であって

、
励振を与える前記手段が、前記ブリッジ全体の第1の励振と第1の前記 piezo 抵抗素子
を含む前記ブリッジの分岐のみの第2の励振とのための手段を備える、
請求項1に記載のシステム。

【請求項3】

前記励振が、前記ブリッジに印加される直流電圧である、請求項2に記載のシステム。

【請求項 4】

第 2 の前記 piezo 抵抗素子を含む分岐を切り離して前記第 2 の励振をもたらすためのスイッチが設けられてなる、請求項 3 に記載のシステム。

【請求項 5】

前記第 2 の励振が、前記第 1 の励振より低い周波数で行われる、請求項 4 に記載のシステム。

【請求項 6】

励振を与える前記手段が、2 つの異なる周波数での複合励振を構成する、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 7】

励振を与える前記手段が、直流電圧励振手段と交流電圧励振手段とを備える、請求項 6 に記載のシステム。

【請求項 8】

前記励振の電圧が 1.5 V 以下である、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 9】

第 1 のセンサからの信号の交流成分をフィルタ処理して該信号を増幅器へ供給するための高域通過フィルタと、

マルチプレクサに結合され、更に、前記信号をデジタル・データへ変換するための A/D コンバータに結合された前記増幅器からの出力と、

前記デジタル・データを用いて前記信号の例えば RMS (平均 2 乗平方根) 値を計算するようになされた CPU 又は DSP と、

第 2 のセンサからの信号の交流成分をフィルタ処理して前記増幅器へ供給するための高域通過フィルタと、

前記マルチプレクサに結合され、更に、前記信号をデジタル・データへ変換するための前記 A/D コンバータに結合された前記増幅器からの出力と、

を備え、
前記 CPU 又は DSP は前記デジタル・データを用いて温度信号の例えば RMS (平均 2 乗平方根) 値を計算するようになされ、

低域通過フィルタが、前記第 2 のセンサからの信号の直流成分をフィルタ処理して第 2 の増幅器へ送り、該第 2 の増幅器からの出力が前記マルチプレクサへ送られ、

前記 A/D コンバータが前記信号をデジタル・データへ変換するようになされ、該デジタル・データが CPU 又は DSP により読み取り可能である、
請求項 6 に記載のシステム。

【請求項 10】

前記センサがガイド・ワイヤに取り付けられる、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 11】

前記センサがカテーテルに取り付けられる、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 12】

圧力と温度とのうち少なくとも一方を生体内で選択的に計測するためのセンサ及びガイド・ワイヤ組立体からの信号を処理するのに適した制御装置であって、前記ガイド・ワイヤ組立体が、圧力センサと該センサを前記制御装置に結合する導体とを備え、前記センサが 2 つの piezo 抵抗素子を有し、前記組立体が前記センサを前記制御装置に結合する前記導体における寄生抵抗を含む制御装置において、

2 つの異なる信号を生じるように前記圧力センサの選択的な励振を行うための手段と、
前記センサの励振に反応して生成される 1 つの前記信号の成分であって前記導体の前記寄生抵抗に比例する成分の選択的な記録を行うための手段と、

前記寄生抵抗値を表わす前記成分を用いることにより、異なる前記信号の少なくとも 1 つを前記寄生抵抗の影響について補償するための手段と、
を備える制御装置。

【請求項 13】

10

20

30

40

50

励振を行うための前記手段が直流電圧源を備える、請求項 1 2 に記載の制御装置。

【請求項 1 4】

受動回路に対する励振電圧を選択された周波数において遮断することができるように動作可能なスイッチを備える、請求項 1 3 に記載の制御装置。

【請求項 1 5】

前記温度信号をそれぞれ受信する入力と処理可能な出力信号を送出する出力とを有する第 1 の計装増幅器及び第 2 の計装増幅器と、

前記増幅器の前記出力に結合されたマルチプレクサと、

前記マルチプレクサに結合された A / D コンバータと、

前記 A / D コンバータからの出力を逐次受信するよう結合された制御ユニットと、
を備える、請求項 1 4 に記載の制御装置。

10

【請求項 1 6】

励振を行うための前記手段が直流電圧源と交流電圧源とを含み、これにより直流励振電圧及び交流励振電圧が互いに重畳される、請求項 1 2 に記載の制御装置。

【請求項 1 7】

前記圧力信号の高周波成分を受信するように結合される入力に結合された高域通過フィルタ手段を有する第 1 の計装増幅器と、

前記温度信号の低周波成分を受信するように結合される入力に結合された低域通過フィルタ手段を有する第 2 の計装増幅器と、

前記温度信号の高周波成分を受信するように結合される入力に結合された高域通過フィルタ手段を有し、処理可能な出力信号を送出する出力を有する第 3 の計装増幅器と、

前記の第 1 ~ 第 3 の計装増幅器の出力に結合されたマルチプレクサと、

前記マルチプレクサに結合された A / D コンバータと、

前記 A / D コンバータからの出力を逐次受信するよう結合された制御ユニットと、
を備える、請求項 1 5 に記載の制御装置。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、医療分野における圧力、温度、及びオプションとして流量を決定するシステムに関し、特に、遠端部に圧力センサを持つガイド・ワイヤを用いる、狭窄部の遠位での内冠動脈圧 (intracoronary pressure) の計測に関する。

30

【0002】

【従来の技術】

特定の冠血管 (coronary vessel) が心筋、即ち心筋層へ血液を供給する能力を決定し検査するために、狭窄部の遠位及び近位で内冠動脈圧を計測する方法がある。この方法においては、いわゆる分流通蔵法 (Fractional Flow Reserve) が用いられる (なお、Nico H. J. Pijls 等の「分流通蔵」循環 ("Fractional Flow Reserve" Circulation) (第 92 巻、第 11 部、1995 年 12 月 1 日) を参照のこと。要約すれば、 FFR_{myo} は狭窄部の遠位圧力と狭窄部の近位圧力間の比として定義される。即ち、 $FFR_{myo} = P_{dist} / P_{prox}$ である。遠位圧力の計測は微小圧カトランスジューサを用いて血管内で行われ、近位圧力は動脈圧力である。

40

【0003】

WO 97 / 27802 号には、感圧抵抗 (能動抵抗と呼ばれる) と感温抵抗 (受動抵抗と呼ばれる) とを有する温度及び圧力計測用センサが開示されている。これらの抵抗は、合計で 4 個の抵抗と 3 個の「寄生」ケーブル抵抗からなるホワイトストーン・ブリッジの一部である。このブリッジにおいて、2 つの異なる計測、即ち、圧力計測のため用いられる差動出力電圧 (能動回路と受動回路との間の電位差) の計測と、温度計測のため用いられるシングル・エンデッド出力電圧 (受動回路における電圧) の計測が行われる。体内に挿入される実際のセンサ・チップには、受動抵抗と能動抵抗のみが載置される。ブリッ

50

ジにおける他の抵抗は外部に、好ましくは制御装置に配置され、ガイド・ワイヤ内に伸びるリード線を介してチップに結合される。該チップはガイド・ワイヤの遠端に配置される。当該システムは、リード線の影響を受けないような環境のときに機能する。しかし、リード線が非常に小さな寸法を持ち比較的長いということから、体温に曝されるリード線の長さが変化するならば、即ちガイド・ワイヤが数センチメートル以上の距離にわたって操作される必要があるならば、リード線の抵抗値はかなり変化し得る。このような効果は、一般に、ガイド・ワイヤ周囲の温度が変化するとき、例えば体温とは異なる温度を持つ塩水で洗浄するときを得られる。これら効果は、温度信号と圧力信号とに強い影響を及ぼすことになり、補償されねばならない。特に、温度補償にも用いられる温度センサ（受動抵抗）の読取り値は不正確となる。このため、適正な温度読取りを得ることが望ましい。これを達成する一つの方法は、受動（温度感応）抵抗における電圧降下の直接的な読取りを可能にするように結合された個別のリード線を設けることである。しかし、このためには、ガイド・ワイヤ内に5本のリード線を設けることが必要となるが、これを可能にするに足るスペースがない。

10

【0004】

参考のため全体において本書に援用される米国特許第5,715,827号（心臓検査）には、可撓性の膜の上に設けられた2つの抵抗を用いる圧力計測装置が開示されている。これらの抵抗は、圧力に対して逆の応答を生じる、即ち、一方の抵抗が正の信号を、他方の抵抗が負の信号を生じるように取付けられる。同特許においては、このような構成で信号に対する温度補償を行うことが記載される。しかし、このような構成は、ケーブル抵抗が信号に影響を及ぼすという同じ本質的な問題を呈する。

20

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

従って、本発明の目的は、信頼し得る計測を達成するために、できるだけ少数の、即ち僅か3本のリード線を持つ単一のユニットを用いて、センサにおける抵抗を制御装置に結合するリード線の抵抗値の変化の補償を可能にするシステムを提供することである。

【0006】

【課題を解決するための手段】

上で概括的に述べた目的は、特許請求の範囲の請求項1に記載されるシステムを用いることにより、本発明によって達成される。当該システムは、2つの弁別し得る信号を生じるようにセンサを励振することを含む。少なくとも1つの前記信号の少なくとも1つの成分はケーブル抵抗値を表わし、補償目的のために用い得る。

30

【0007】

本発明の第2の特質によれば、温度補償手段を有し且つこのような計測に適する装置が提供される。この補償手段は、チップ上の受動抵抗に対する抵抗値を選択的且つ独立的に記録するための回路を含む。当該装置については、請求項12に記載されている。

【0008】

更なる応用範囲については、以降の詳細な記述から明らかになるであろう。

【0009】

【発明の実施の形態】

以下、計測方法について記述はするが、詳細な記述及び特定の事例は例示としてのみ示されることを理解すべきである。本発明の趣旨及び範囲に含まれる種々の変更及び修正は、当業者には、このような詳細な記述から明らかになるであろう。

40

【0010】

本発明は、例示としてのみ示される以降の詳細な記述及び添付図面から更によく理解されよう。従って、以上の記述は発明に対していかなる限定を行うものでもない。

【0011】

計測システム及び計測方法の詳細な説明

WO 97/27802号に開示されたセンサ及びガイド・ワイヤ組立体の遠端部が図1に示されている。この装置は、近位のチューブ部2へ挿入された中実のワイヤ1を備え

50

る。ワイヤ1はガイド・ワイヤの遠端部を形成し且つ近位のチューブ2の遠端部を越えて延長されており、近位のチューブ2の遠端部では、チューブ2は螺旋部3に接続され或いは螺旋部3がチューブ2に一体に形成されている。ワイヤ1の遠端部には圧力センサ6が取付けられる。ワイヤ1と螺旋部3との間には、電気回路からのリード線がワイヤ1と平行に延びている。

【0012】

圧力センサ6は、周囲の媒体が作用を及ぼすための開口8を持つ短い部分のチューブ7によって保護される。装置の最遠端部には、プラチナで作られ且つ位置決めのために用いられる無線周波不透過コイル9がある。遠端部又はコイル部9を固定するための安全ワイヤ10も設けられている。近位のチューブ2と螺旋部3とは、電気シールドとして用いることができるように接続される。

10

【0013】

図2には、本発明と共に用いることが可能なカテーテル先端部の圧力トランスジューサが示されている。このシステムは、端部材22により閉止されたカテーテル20を備えている。この部材はまた、感圧膜26を有するセンサ24に対する支持部としても機能する。リード線28が該センサを外部装置に結合する。このセンサは、シリコン・ゴム30のような素材によって保護され得る。

【0014】

ここで、WO 97/27802号に開示された従来技術の計測システムについて、図4に関して記述することにする。感圧抵抗 R_a （ a は「能動」を示す）と感温抵抗 R_p （ p は「受動」を示す）とは、実際のセンサ・チップに載置され、抵抗 R_{c_a} 、 R_{c_p} 及び $R_{c_{com}}$ を有する絶縁ケーブルを用いて計測装置へ結合され、これらケーブルが前記近位のチューブの内部に取り付けられる。これらのケーブルは抵抗 R_a 、 R_p を計測装置に結合しており、内部抵抗 R_1 及び R_2 と共にホイートストーン・ブリッジを形成する。このホイートストーン・ブリッジは励振電圧 V_{DCEx} により駆動され、ブリッジからの差動出力電圧 $V_{(a-p)}$ が計装増幅器を用いて読取られる。温度感応回路におけるシングル・エンデッド出力電圧 V_p は他の計装増幅器によって読取られる。増幅器出力信号 $V_{(a-p)}$ 、 V_p はマルチプレクサに結合され、増幅器出力 $V_{(a-p)}$ 、 V_p はA/Dコンバータへ逐次切換えられてデジタル・データへ変換される。このデータは、マイクロコントローラCPU又はデジタル信号プロセッサDSPを用いてA/Dコンバータから読取られる。CPU又はDSPは最終的な圧力信号又は温度信号を取得するのに必要な計算を行い、最後に、計測値が数値ディスプレイに提示される。

20

30

【0015】

次に、従来技術の計測方法について、図4に関して記述する。 R_a 及び R_p は、先に述べたように、それぞれ能動センサ要素及び受動要素の抵抗値である。これらの抵抗値は、温度即ち TC_{R_a} 、 TC_{R_p} と共に様々に変化する。従って、圧力信号の補償は、変動する温度と関連する誤差を補償するようになされねばならない。即ち、適正な圧力値を得るために、登録された圧力信号にどれだけ追加又は減少されねばならないかは、製造プロセスにおいて得られる校正カーブから知られる。

【0016】

圧力の計測中に、図4に開示された回路には、励振電圧又は電流（直流又は交流）が供給される。現在では、本発明が関連する形式の大半のシステムは15Vまでの励振電圧で動作させられる。しかし、システムの構成要素が然るべく設計されるならば、実質的に更に高い電圧で動作することが考えられる。能動回路と受動回路との間の差動電圧 $V_{(a-p)}$ は、計測される圧力に対する典型的な信号であり、シングル・エンデッド出力電圧 V_p は、計測される温度に対する典型的な信号である。抵抗値 R_a 及び R_p がそれらの温度依存性に関して同一ではないという事実のゆえに、差動電圧 $V_{(a-p)}$ は温度に依存することになり、従って、圧力信号 $V_{(a-p)}$ は変動する温度に対して補償されねばならない。製造プロセスにおいて、どのセンサも温度依存性を用いて特徴付けられ、校正パラメータは能動要素の温度係数 TC_{R_a} と TC_{R_p} との間の差と、受動要素の温度係数 TC

40

50

R_p とを同時に計測することによって得られ、これは製造プロセスにおいて行われる。こうして、その結果は補償係数

【0017】

【数1】

$$T_{\text{Factor}} = (TC_{Ra} - TC_{Rp}) / TC_{Rp} \quad (1.0)$$

であり、これは温度変動についてセンサ信号を補償するために用いられる。各個のセンサに一義的であるこの係数は、センサが一部をなす組立体に取付けられたPROM等に格納されることが望ましい。従って、補償されたセンサ信号は、

【0018】

【数2】

$$V_{(a-p)} - T_{\text{Factor}} \times V_p \quad (1.1)$$

に等しい。但し、 $V_{(a-p)}$ は、能動回路と受動回路との間の計測された電位差であり、 V_p は受動回路における計測された電位降下である（図4参照）。

【0019】

しかし、先に述べたように、この方法は、

【0020】

【数3】

$$V_p = V_{Ex} \times (R_{Cp} + R_p + 2R_{Ccom}) / (R_{Cp} + R_p + 2R_{Ccom} + R_2)$$

(1.2)

となるように、ケーブル抵抗の変化（即ち、 R_{Cp} と R_{Ccom} ）にも依存する電位 V_p と関連する短所を有する。但し、 V_{Ex} はブリッジの励振電圧である（これは先の仮定における単純化である）。

【0021】

従来技術の計測方法は、温度に起因するケーブルの抵抗値即ち R_{Cp} 、 R_{Ca} 及び R_{Ccom} の変化により生じる信号が、計測される温度信号と比較して無視し得るならば良好に機能する。しかし、例えば小さな寸法が必要とされるとき、単位長さ当たりの抵抗値が高くなり、ケーブルの実質的な総抵抗値を生じることになる。このような効果を示すために、下記の事例が与えられる。

【0022】

前掲の国際特許出願WO 97/27802号において用いられたケーブルは、直径が0.050mm、長さが1750mm、抵抗値が約40オームである。銅の温度係数は約 $0.00433 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ であり、その結果、ケーブルにおける抵抗値は1当たり0.173オーム増加することになる。温度の計測に用いられる受動回路におけるこのような抵抗値の変化の実効的な効果は、回路におけるケーブルの全長が $2 \times 1750 \text{ mm}$ ($R_{Cp} + R_{Ccom}$) であるという事実、及び、共通ケーブル R_{Ccom} に流れる電流が受動回路及び能動回路における電流の和であるという事実によって3倍高くなり、ケーブルの実効的な効果は0.520オーム/ $^\circ\text{C}$ として定義することができる。いま、室温と体温との間の温度差が約17であるとき、全ケーブル長が室温から体温になるならば、抵抗値変化は8.33オームとなる。このことは、センサ・チップに載置された受動抵抗 R_p の温度係数が典型的には約 $0.000300 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ であるという事実と対比される。当該抵抗の抵抗値は典型的には約3000オームであり、その結果、所望の温度信号は0.9オーム/ $^\circ\text{C}$ となる。ケーブル抵抗の不要の変化と所望の温度信号との間の関係は $0.52 / 0.9 = 60\%$ として計算でき、これは温度信号の37%が実際にケーブル温度の変化から生じ得ることを意味する。

【0023】

この事実は、センサが温度の計測に用いられるときに特に重要であり、圧力の計測の温度補償もまた影響を受ける。即ち、計測中に温度変化に曝されるケーブル長が計測手順前にはほとんど予測不能である用途が存在する。抵抗値の変化を受けるケーブル部分は、能動センサ要素と同じ環境に置かれる（即ち、周囲温度より高い体温に曝される）部分であ

10

20

30

40

50

る。

【0024】

このように、信号に対するケーブルの抵抗値の変化からの寄与は、ケーブル長に依存することになる。温度変化により影響を受ける長さが大きい場合には、前記寄与もまた大きい。このように、ケーブル抵抗値の変化に対する補償が必要である。

【0025】

先に述べた米国特許第5,715,827号に開示された別の従来技術の計測方法及びシステムにおいては、それぞれホイートストーン・ブリッジの第1の分岐と第2の分岐とに結合された2つの「能動」抵抗が設けられる。このシステムでは、抵抗は圧力に対して逆の応答を呈し、抵抗の1つは圧力の変化に対して正の方向に応答し、他の抵抗は圧力変化に対して負の方向に応答する。しかし、「寄生的な」ケーブル即ちリード線の抵抗値に対する基本的な本質的問題は、先に述べたシステムに対するものと同じである。本発明は、発明力を要することなく後者のシステムに対して等しく適用可能である。

10

【0026】

ここで、本発明に係る装置の第1の実施の形態について、図5を参照して記述する。基本的には、従来技術の計測システムと同じ構成が用いられる。しかし、 SW_1 により生成される、時間的に異なる2つの励振「モード」を提供するための手段が更に設けられる。

【0027】

スイッチ SW_1 は、受動回路に対する励振電圧を遮断するために、 V_{DCEx} と R_2 との間に結合される。 SW_1 が開かれて計測が行われるならば、また、電圧 V_p 及び $V_{(a-p)}$ を計測する増幅器の入力インピーダンスに比して R_p と R_{cp} との和が無視し得るものと仮定すると、 V_p は R_{ccom} における電位降下の測定値となり（受動回路には電流が流れない）、即ち、温度に起因するケーブル抵抗値の変化からの計測された温度信号に対する寄与となる。ケーブル抵抗値の変化からの温度信号に対する寄与が決定されると、補償された温度信号を得ることが可能である。これは、

20

【0028】

【数4】

$$V_p = 3 \times V_{popen} \quad (1.4)$$

によって与えられる。但し、 $3 \times V_{popen}$ はケーブル抵抗値の変化に対する補償値であり、 V_{popen} は SW_1 が開いた状態で受動回路において計測される電圧である。

30

【0029】

SW_1 が閉じられると、センサの能動要素が圧力を表わす信号を生じ、その値は信号 $V_{(a-p)}$ により与えられる。スイッチ SW_1 は選択された周波数において動作可能であり、この周波数の大きさは他のシステム・パラメータに依存し得、広い限度内で変動し得る。

【0030】

ここで、本発明による装置の第2の実施の形態について、図6及び図7に関して記述する。ケーブル抵抗値に対する補償を得る別の方法は、周波数が互いに別個の2つの異なる励振電圧を用いて2つの異なる励振モードを生成することである。概略図が図6に示される。

40

【0031】

当該実施の形態においては、ホイートストーン・ブリッジは能動回路及び受動回路に共通である励振電圧 V_{ACEx} によって駆動される。当事例では、第2の励振モードもまた直流電圧において実現される。このモードは、無論、異なる周波数又は位相の交流電圧でもあり得る。このような付加的な直流励振は、能動回路において適用される。この用途において注目される3つの信号又は信号成分、即ち、(1)圧力の測定値であって図6において $V_{(a-p)AC}$ と呼ばれる差動電圧 $V_{(a-p)}$ の交流成分、(2)温度の測定値であって図6において V_{pAC} と呼ばれるシングル・エンデッド出力電圧 V_p の交流成分、及び、(3)共通ケーブルにおける抵抗値 R_{ccom} に比例する、 V_{pDC} と呼ばれる図6におけるシングル・エンデッド出力電圧 V_p の直流成分が存在する。

50

【0032】

差動電圧 $V_{(a-p)}$ とシングル・エンデッド出力電圧 V_p の異なる成分を得るために、フィルタ処理機能を用いることが必要となる。

差動電圧 $V_{(a-p)}$ の交流成分は、増幅器へ入る前に信号を高域通過フィルタ処理することによって得られる。この増幅器からの出力は、マルチプレクサへ送られ、更に A/D コンバータへ送られ、この A/D コンバータにおいて信号がデジタル・コードへ変換される。このデジタル・コードは、圧力信号の例えば RMS (平均 2 乗平方根) 値を計算する CPU 又は DSP によって読取られる。

【0033】

シングル・エンデッド出力電圧 V_p の交流成分は、増幅器へ入る前に信号を高域通過フィルタ処理することによって得られる。当該増幅器からの出力は、マルチプレクサへ送られ、更に A/D コンバータへ送られ、この A/D コンバータにおいて信号がデジタル・コードへ変換される。このデジタル・コードは、温度信号の例えば RMS (平均 2 乗平方根) 値を計算する CPU 又は DSP によって読取られる。

10

【0034】

前記増幅器へ入る前に低域通過フィルタ処理されるシングル・エンデッド出力電圧 V_p の直流成分を得るため、別の増幅器が導入される。当該増幅器からの出力はマルチプレクサへ送られ、更に A/D コンバータへ送られ、この A/D コンバータにおいて信号はデジタル・コードへ変換され、このデジタル・コードは CPU 又は DSP によって読取られる。

20

【0035】

交流励振源の内部インピーダンスはほぼゼロであると仮定することが妥当である。このような仮定の下では、図 7 に示される $R_{c.c.o.m}$ の計算のための等価回路を描くことができる。

【0036】

アルゴリズムを簡単にするために、 $R_{c.c.o.m} = R_{c.p} = R_{c.a} \ll R_1 = R_2 = R_a = R_p$ であると仮定することができる。ここで、共通ケーブルにおける抵抗値を計算することができる。この値は、

【0037】

【数 5】

$$2 \times V_{p.D.C} \times (R_1 + R_a) / (V_{D.C.E.x} - 2 \times V_{p.D.C})$$
 により与えられる。補償された温度信号を得ることもまた可能である。この信号は、

30

【0038】

【数 6】

$$V_{p.A.C} - 3 \times V_{p.D.C}$$
 により与えられる。

【0039】

次に、本発明の第 2 の実施の形態の代替的な構成を、図 8 を参照して記述する。図 8 に示される制御装置は、前記温度信号を受信する入力と処理可能な出力信号を送出する出力とをそれぞれ有する第 1 と第 2 の計装増幅器を備える。制御装置は、前記増幅器の出力に結合されたマルチプレクサと、該マルチプレクサに結合された A/D コンバータと、該 A/D コンバータから出力を逐次受信するように結合された制御ユニットとを備える。

40

【0040】

前記制御装置には、直流電圧源及び交流電圧源を含む励振手段が設けられ、これにより直流及び交流の励振電圧が相互に重畳される。

前記制御装置は更に、前記第 1 の計装増幅器の入力に結合された高域通過フィルタ手段を含み、前記入力には前記圧力信号の高周波成分を受信するように結合される。前記第 2 の計装増幅器もまたその入力に低域通過フィルタ手段が結合され、前記入力には前記温度信号の低周波成分を受信するように結合される。第 3 の計装増幅器はその入力に高域通過フィルタ手段が結合され、前記入力には前記温度信号の高周波成分を受信するように結合され、

50

出力は処理可能な出力信号を送出する。更に、前記増幅器の出力に結合されたマルチプレクサと、該マルチプレクサに結合されたA/Dコンバータと、該A/Dコンバータからの出力を逐次受取るように結合された制御ユニットが存在する。

【0041】

この代替的な構成においては、ホイートストーン・ブリッジが、CPU又はDSPのユニットから制御される2つのD/Aコンバータにより駆動される。また、D/Aコンバータからのフルスケール出力の設定のため用いられる基準電圧源も存在する。この基準電圧はまた、抵抗 R_3 及び R_4 を含む分圧器ネットワークへ送られ、該分圧器からの中間点電圧が V_{aAC} 及び V_{pAC} を計測する入力増幅器に対する基準レベルとして用いられる。これにより、これらの増幅器を飽和させることなく、一層高い利得を用いることを可能にする。

10

【0042】

D/Aコンバータにデータのサンプルを供給することによって、2つの励振モードを生じることができる。即ち、 R_1 、 R_c 及び R_a を含む回路に供給するD/Aコンバータには、第2の励振モードとして用いられる直流レベルへ重畳される共通の励振として用いられる波形を含むサンプルが供給され、 R_2 、 R_{cp} 及び R_p を含む回路に供給するD/Aコンバータには、共通の励振として用いられる波形のみを含むサンプルが供給される。

【0043】

当該用途において注目される3つの信号あるいは信号成分、即ち、(1)図8において V_{aAC} と呼ばれるシングル・エンデッド出力電圧 V_a の交流成分、(2)温度の測定値であって V_{aAC} と V_{pAC} との間の差として圧力が計算される、 V_{pAC} と呼ばれる図8におけるシングル・エンデッド出力電圧 V_p の交流成分、及び、(3)共通ケーブルにおける抵抗値 R_{ccom} に比例する、 V_{pDC} と呼ばれる図8におけるシングル・エンデッド出力電圧 V_p の直流成分が存在する。

20

【0044】

電圧 V_a 及び V_p の異なる成分を得るためには、フィルタ処理機能を組込むことが必要となる。このような構成において、信号を増幅器へ供給する前にこの信号を高域通過フィルタ処理することによって、シングル・エンデッド出力電圧 V_p の交流成分が得られる。次いで、この増幅器からの出力は、マルチプレクサへ、更にA/Dコンバータへ送られ、ここで前記信号がデジタル・データへ変換される。このデジタル・データは、信号の例えばRMS(平均2乗平方根)値をも計算するCPU又はDSPにより読取られる。

30

【0045】

シングル・エンデッド出力電圧 V_p の交流成分は、増幅器へ入る前に信号を高域通過フィルタ処理することによって得られる。次いで、この増幅器からの出力はマルチプレクサへ、更にA/Dコンバータへ送られ、ここで信号はデジタル・データへ変換される。このデジタル・データは、温度信号の例えばRMS(平均2乗平方根)値を計算するCPU又はDSPによって読取られる。

【0046】

前記増幅器へ入る前に低域通過フィルタ処理されるシングル・エンデッド出力電圧 V_p の直流成分を得るために、別の増幅器が導入される。この増幅器からの出力は、マルチプレクサへ、更にA/Dコンバータへ送られ、ここで信号はデジタル・データへ変換される。このデジタル・データはCPU又はDSPによって読取られる。

40

【0047】

図6におけるものと同じアルゴリズムが、ケーブル抵抗と補償された温度信号とを得るために用いられ得る。

本発明に係る装置を用いて得られる補償の効果を説明するために、以下の事例が示される。WO 97/27802号に開示されたセンサを用いて、図9に示す計測が達成される。実験の初めに、センサと100cmのケーブルとが37の水を含むタンク中に浸漬され、ケーブルの残り(75cm)と計測ユニットが約20の室温に置かれる。ケーブルがタンクから取出される間、5cm毎に、未補償の温度信号と補償済みの温度信号との

50

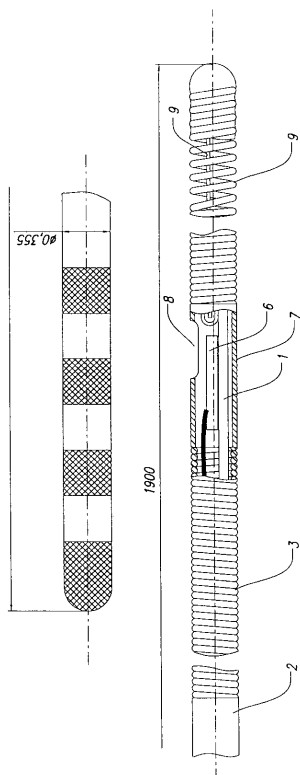
計測値 V_p が記録される。この実験は、約 1.2 である未補償の信号の誤差が補償済みの信号においては 0.2 より小さい値まで低減されることを明瞭に証明している。

【図面の簡単な説明】

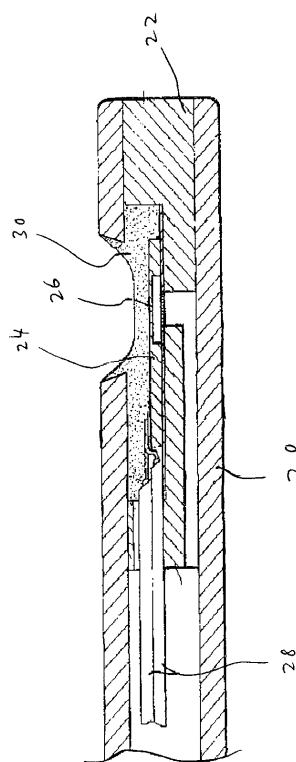
- 【図 1】 本発明と共に用いられるセンサノガイド・ワイヤ組立体を示す図である。
 【図 2】 センサが取付けられ且つ本発明が用いられるべきカテーテルの遠端部を示す図である。
 【図 3】 システムにおけるセンサ・チップと抵抗とを示す概略平面図である。
 【図 4】 発明的特徴のない、使用されるシステムの簡単な概略回路図である。
 【図 5】 発明的特徴の第 1 の実施の形態と共に使用されるシステムの簡単な回路の概略図である。
 【図 6】 発明的特徴の第 2 の実施の形態と共に使用されるシステムの簡単な回路の概略図である。
 【図 7】 直流の観点からの、図 6 の回路の等価回路を示す概略図である。
 【図 8】 発明的特徴を有する計測システムの代替的な構成を示す簡単な回路の概略図である。
 【図 9】 未補償と比較した本発明による補償を行う温度読取りにおける改善を示すグラフである。

10

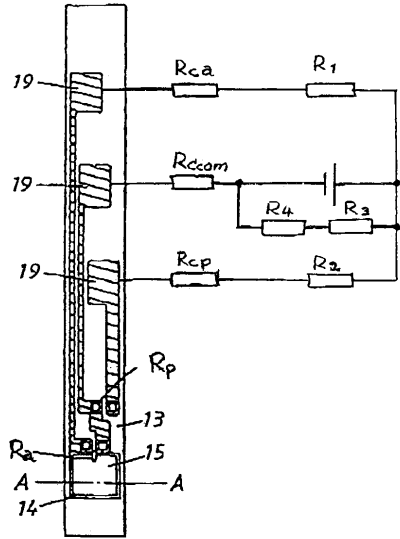
【図 1】



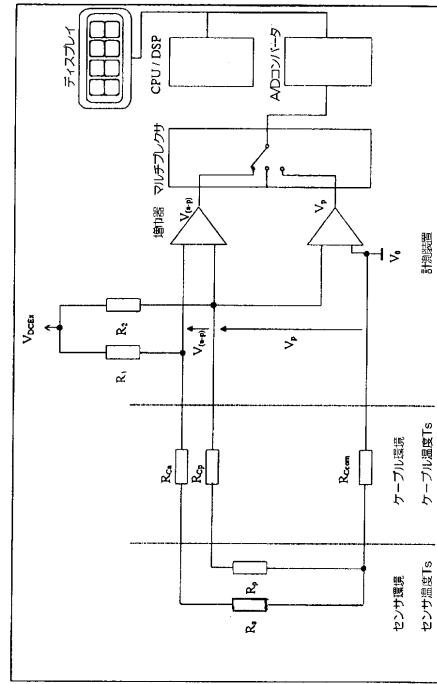
【図 2】



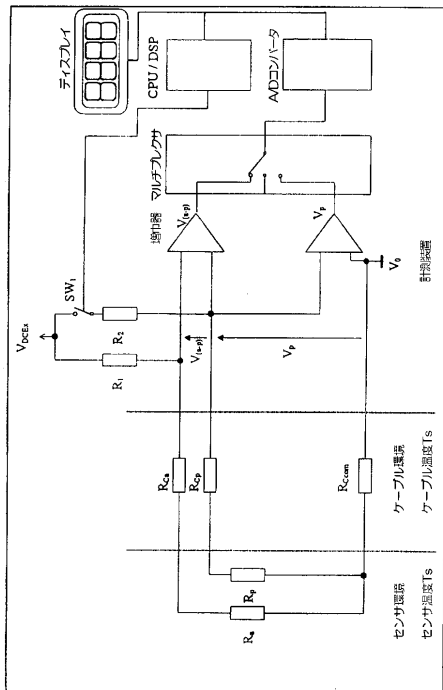
【 図 3 】



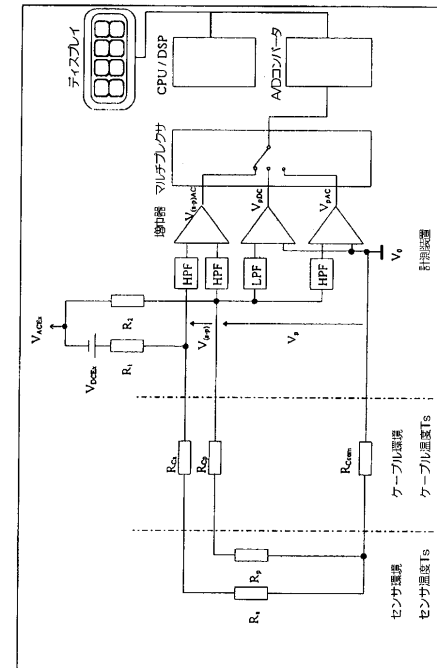
【 図 4 】



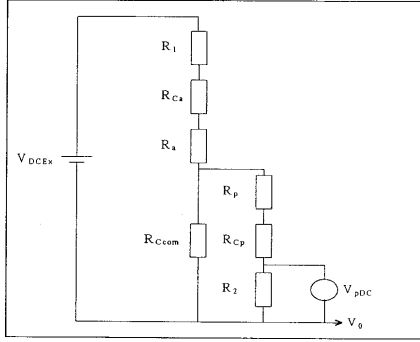
【 図 5 】



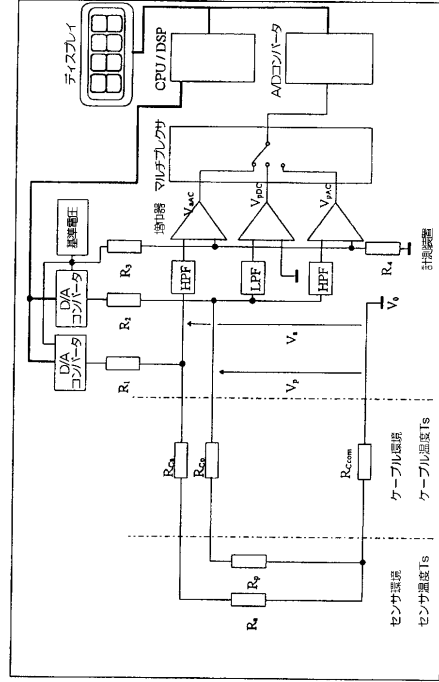
【 図 6 】



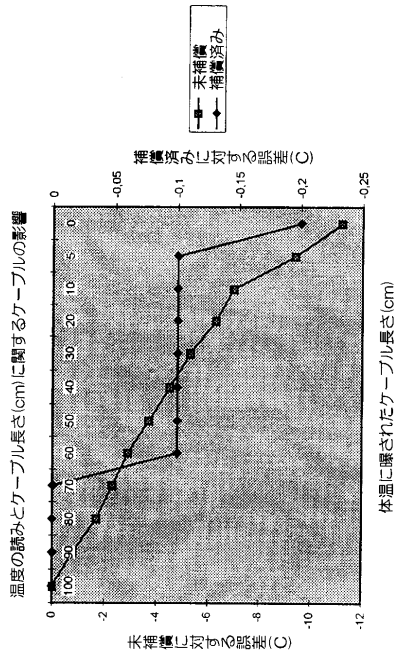
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.⁷

G 0 1 L 9/04

G 0 1 L 19/04

F I

G 0 1 L 19/04

A 6 1 B 5/02 3 4 0 C

(74)代理人 100091063

弁理士 田中 英夫

(72)発明者 サウリ・トゥルッキ

スウェーデン国エス - 7 5 6 4 6 ウプサラ, トライフェルヴェーゲン 1 3 8

審査官 上田 正樹

(56)参考文献 国際公開第 9 8 / 4 2 2 5 3 (W O , A 1)

国際公開第 9 7 / 2 7 8 0 2 (W O , A 1)

国際公開第 9 6 / 0 7 3 5 1 (W O , A 1)

特開平 1 1 - 2 4 4 2 4 8 (J P , A)

特開昭 6 0 - 2 6 3 8 3 6 (J P , A)

特開昭 6 0 - 0 1 4 8 4 1 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, D B名)

A61B 5/0215

A61B 5/00 101

A61B 5/0295

G01K 1/20

G01L 7/00

G01L 9/04

G01L 19/04

专利名称(译)	用于补偿压力和温度影响的系统		
公开(公告)号	JP3692014B2	公开(公告)日	2005-09-07
申请号	JP2000156863	申请日	2000-05-26
[标]申请(专利权)人(译)	拉迪医疗系统阿库彩宝来ING		
申请(专利权)人(译)	拉迪医疗系统Akucheboragu		
当前申请(专利权)人(译)	拉迪医疗系统Akucheboragu		
[标]发明人	サウリトウルッキ		
发明人	サウリトウルッキ		
IPC分类号	G01L7/00 A61B5/00 A61B5/01 A61B5/0215 A61B5/0295 G01K1/20 G01L9/04 G01L19/04		
CPC分类号	A61B5/02156 A61B5/01 A61B5/6851 G01L9/065 G01L19/0627 G01L19/149		
FI分类号	A61B5/02.331.C A61B5/00.101.H G01K1/20 G01L7/00.C G01L9/04 G01L19/04 A61B5/02.340.C A61B5/01.250 A61B5/02.610.C A61B5/02.800.C A61B5/02.815 A61B5/0215.C A61B5/026.110 A61B5/027		
F-TERM分类号	2F055/AA05 2F055/BB14 2F055/CC02 2F055/DD20 2F055/EE11 2F055/FF02 2F055/GG32 4C017/AA08 4C017/AA11 4C017/AC03 4C017/AC11 4C017/BD01 4C017/FF08 4C117/XA01 4C117/XB01 4C117/XC26 4C117/XC30 4C117/XE16 4C117/XE23 4C117/XE27 4C117/XJ05 4C117/XJ07 4C117/XJ17 4C117/XM05		
代理人(译)	小林 泰 田中秀夫		
审查员(译)	上田正树		
优先权	9901962 1999-05-27 SE 60/136401 1999-05-27 US		
其他公开文献	JP2001025461A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种温度补偿方法，包括激励导线传感器组件中的传感器，以产生两个可辨别的输出信号。至少一个所述输出信号的至少一个分量表示电缆电阻并用于补偿目的。还提供了适用于这种测量并具有温度补偿装置的装置。补偿装置包括用于选择性地和独立地将电阻值记录到芯片上的无源电阻的电路。

