

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3851937号
(P3851937)

(45) 発行日 平成18年11月29日(2006.11.29)

(24) 登録日 平成18年9月15日(2006.9.15)

(51) Int. Cl.

G01D 18/00 (2006.01)

F I

G O 1 D 18/00

請求項の数 54 (全 29 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平8-342048 (22) 出願日 平成8年12月20日(1996.12.20) (65) 公開番号 特開平9-318403 (43) 公開日 平成9年12月12日(1997.12.12) 審査請求日 平成15年12月17日(2003.12.17) (31) 優先権主張番号 08/575792 (32) 優先日 平成7年12月22日(1995.12.22) (33) 優先権主張国 米国(US)</p>	<p>(73) 特許権者 306034549 イーエム マイクロエレクトロニクスー リン エスエー スイス, シーエイチー2074 マリン, ルー デ ソア 3 (74) 代理人 100081053 弁理士 三俣 弘文 (72) 発明者 ユルゲン ヘルマン リヒテンシュタイン国 マウレン レンホ ーフシュトラーセ 546 (72) 発明者 リチャード ブルース カッシュ アメリカ合衆国 カリフォルニア ロス アルトス ヒルズ グリーン ヒルズ コ ート 12000 最終頁に続く</p>
---	---

(54) 【発明の名称】 マイクロプロセッサ制御のセンサ信号調節回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

A / D 変換器と、制御器と、増幅器と、スーパーチャージスイッチ手段とを有する測定信号補償用装置において、

前記 A / D 変換器は、デュアルスローブ積分モードで操作し、

アナログ測定信号又は基準電圧を選択受信する第1入力ポートと、制御信号を受信する第2入力ポートとを有する積分器と、

前記積分器の出力に接続された比較器と、

前記積分器の正の傾斜の相の間のステップの数を制御するカウンタと

を有し、

前記制御器は、積分の負の傾斜の間に前記積分器の第1入力ポートに接続され、

マイクロプロセッサを有し、

前記増幅器は、切り替え可能な利得を有し、前記増幅器の出力が前記積分器の第1入力ポートに接続され、

前記スーパーチャージスイッチ手段は、積分の中立の相の間、異なる信号の間を切り替える時に、装置を速やかに安定化することを特徴とする測定信号補償用装置。

【請求項2】

前記制御器は、マイクロプロセッサに接続したデータ記憶装置を有し、

前記測定信号補償用装置は、前記データ記憶装置から供給されるデジタル値に

して、基準電圧を作る D / A 変換器を更に有することを特徴とする請求項 1 記載の装置。

【請求項 3】

前記記憶装置は、前記 D / A 変換器に接続され、

前記記憶装置に格納されたデータは、デジタルオフセット補償値と、プリプログラムフルスケール粗調整値と、プリプログラムフルスケール微調整値とを含むことを特徴とする請求項 2 記載の装置。

【請求項 4】

前記デジタルオフセット補償値と前記プリプログラムフルスケール粗調整値は、それぞれ、8 ビットのワードを含む、

前記プリプログラムフルスケール微調整値は、12 ビットのワードを含むことを特徴とする請求項 3 記載の装置。

【請求項 5】

前記基準電圧が、前記積分器のフルスケールの粗調整値を用意するために、記憶装置から供給された 8 ビットのデジタルのフルスケール粗調整値に相当することを特徴とする請求項 4 記載の装置。

【請求項 6】

前記フルスケールの微調整値を、前記プリプログラムフルスケール微調整値からの補間により計算し、この計算値を前記カウンタが数えたステップ数の調整に使用することを特徴とする請求項 4 記載の装置。

【請求項 7】

前記積分器の第 1 入力ポートが、前記デジタルオフセット補償値に相当するオフセット補償電圧まで充電されたコンデンサを有することを特徴とする請求項 3 記載の装置。

【請求項 8】

関連するブリッジ回路に接続されたセンサを有し、

前記測定信号がブリッジ回路から取り出される

ことを特徴とする請求項 1 記載の装置。

【請求項 9】

前記センサに接続されたプログラマブル電流源又は電圧源を有することを特徴とする請求項 8 記載の装置。

【請求項 10】

複数のセンサと、

前記複数のセンサのいずれかに 1 つに前記電流源又は電圧源を選択的に接続するスイッチと

を有する

ことを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 11】

前記プログラマブル電流源又は電圧源が、ステップセクタを有する

ことを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 12】

各センサに接続された複数の電流源又は電圧源を有する

ことを特徴とする請求項 8 記載の装置。

【請求項 13】

前記プログラマブル電流源又は電圧源が、それぞれステップセクタを有する

ことを特徴とする請求項 12 記載の装置。

【請求項 14】

出力信号が前記比較器から得られる、所定の最低温度における前記ステップセクタの値を記憶装置に格納されている

ことを特徴とする請求項 11 記載の装置。

10

20

30

40

50

【請求項 15】

前記プリプログラムフルスケール微調整値が、前記所定温度と圧力用に得られた補償値の相当することを特徴とする請求項 14 記載の装置。

【請求項 16】

前記マイクロプロセッサが、前記データ記憶装置に格納されたプリプログラムフルスケール微調整値を用いた補間により、温度と圧力との補償値を計算するようプログラムされていることを特徴とする請求項 15 記載の装置。

【請求項 17】

前記オフセット補償値又はフルスケール粗調整値を前記 D / A 変換器に伝送するために、前記記憶装置と前記 D / A 変換器との間を接続するマルチプレクサを有することを特徴とする請求項 4 記載の装置。

【請求項 18】

前記記憶装置が、電氣的に消去可能なプログラマブル ROM を有することを特徴とする請求項 2 記載の装置。

【請求項 19】

前記増幅器が、低ノイズ特性用の横型 NPN バッファ手段を有するバッファ / 増幅器を有することを特徴とする請求項 1 記載の装置。

【請求項 20】

アナログ測定信号処理装置において、

フルスケール粗調整基準電圧により負の傾斜の相で操作するデュアルスロープ積分器を有する A / D 変換器と、

フルスケール粗調整基準電圧に相当するフルスケール粗調整基準値を格納する記憶ユニットと、

前記記憶ユニットと前記積分器とを接続する D / A 変換器と、

前記積分の正の傾斜の相の間で、前記アナログ測定信号を増幅するために、前記積分器に接続された切換可能な利得増幅器と、

積分の中立の相の間、装置を速やかに安定化するためのスーパーチャージスイッチ

手段と

を有する

ことを特徴とするアナログ測定信号処理装置。

【請求項 21】

前記利得増幅器は、プログラマブル利得増幅器である

ことを特徴とする請求項 20 記載の装置。

【請求項 22】

前記増幅器が、低ノイズ特性用の横型 NPN バッファ手段を有するバッファ / 増幅器を有する

ことを特徴とする請求項 20 記載の装置。

【請求項 23】

オフセット補償値が前記記憶ユニットに格納され、

前記 A / D 変換器が、積分の中立の相の間で、電圧オフセットを補償するために、オフセット補償電圧記憶コンデンサを有し、

前記オフセット補償電圧記憶コンデンサに、オフセット補償値に関連した電圧がかかる

ことを特徴とする請求項 20 記載の装置。

【請求項 24】

前記 D / A 変換器に接続された出力と、前記記憶ユニットに接続された入力とを有するマルチプレクサを有する

10

20

30

40

50

ことを特徴とする請求項 20 記載の装置。

【請求項 25】

外部のマイクロプロセッサに接続するためのマイクロプロセッサインターフェースを更に有する

ことを特徴とする請求項 20 記載の装置。

【請求項 26】

前記オフセット補償電圧記憶コンデンサ用のオフセット補償値の伝送と、前記フルスケール粗調整基準値の伝送とを制御する制御手段を有する

ことを特徴とする請求項 23 記載の装置。

【請求項 27】

アナログ測定信号処理装置において、

デュアルスロープ積分器を有する A/D 変換器と、

積分の正の傾斜の相の間、積分ステップの数を制御するカウンタと、

プリプログラムフルスケール微調整値を格納する記憶ユニットと、

前記カウンタの積分ステップの数を制御する為に、前記プリプログラムフルスケール微調整値から特定の補償値を計算する制御器と、

前記積分の正の傾斜の相の間で、前記アナログ測定信号を増幅するために、前記積分器に接続された切換可能な利得増幅器と、

積分の中立の相の間、装置を速やかに安定化するスーパーチャージスイッチ手段と

を有する

ことを特徴とするアナログ測定信号処理装置。

【請求項 28】

前記特定の補償値を、前記プリプログラムフルスケール微調整値からの補間により計算する

ことを特徴とする請求項 27 記載の装置。

【請求項 29】

前記利得増幅器は、プログラマブル利得増幅器である

ことを特徴とする請求項 27 記載の装置。

【請求項 30】

前記増幅器が、低ノイズ特性用の横型 NPN バッファ手段を有するバッファ増幅器を有する

ことを特徴とする請求項 27 記載の装置。

【請求項 31】

外部のマイクロプロセッサに接続するためのマイクロプロセッサインターフェースを更に有する

ことを特徴とする請求項 27 記載の装置。

【請求項 32】

前記カウント手段の周波数を調整するために、前記カウント手段に接続したプログラマブルクロックを有する

ことを特徴とする請求項 27 記載の装置。

【請求項 33】

(A) アナログ測定信号受信用の入力ポートを具備したデュアルスロープ積分器と、前記積分器の出力に接続した比較器とを有する A/D 変換器を使用するステップと、

(B) カウンタ手段により、積分の正の相の間で、積分の選択可能な時間を提供するステップと、

(C) 積分の負の傾斜の相の間で、前記積分器の入力ポートにフルスケール粗調整基準電圧を加えるステップと、

(D) 積分の正の傾斜の相の間で、前記積分器の入力ポートに加えた信号の増幅を調整するステップと、

(E) 測定信号補償の高速化を容易にするために、中立の相の間、スーパーチャ

10

20

30

40

50

ージ技術を使用するステップと

を有する

ことを特徴とする測定信号補償方法。

【請求項 3 4】

前記フルスケール粗調整基準電圧を、プログラマブルマイクロプロセッサの制御の下で、前記入力ポートに加える

ことを特徴とする請求項 3 3 記載の方法。

【請求項 3 5】

前記積分の開始点を設定するために、プログラマブルマイクロプロセッサの制御の下で、所定のオフセット補償電圧を、前記積分器の入力ポートに加える

ことを特徴とする請求項 3 3 記載の方法。

【請求項 3 6】

マイクロプロセッサの制御の下で、デジタルデータをデータ記憶装置から取り出し、

前記データが、

前記オフセット補償電圧を表すオフセット補償値と、

正の傾斜の相の間の積分時間を調整するプリプログラムフルスケール微調整値

と、

フルスケール粗調整基準電圧を前記積分器に加える際に使用するプリプログラ

ム基準値と

を有する

ことを特徴とする請求項 3 4 記載の方法。

【請求項 3 7】

前記オフセット補償値をオフセット補償電圧に変換し、

前記基準値を前記積分器に加える前に、D / A 変換器でフルスケール粗調整基準電圧に変換する

ことを特徴とする請求項 3 6 記載の方法。

【請求項 3 8】

校正相があり、前記校正相で、プリプログラムフルスケール微調整値と前記プリプログラム基準値とを 前記データ記憶装置に格納する

ことを特徴とする請求項 3 6 記載の方法。

【請求項 3 9】

前記データ記憶装置が、電氣的に消去可能なプログラマブル ROM を有する

ことを特徴とする請求項 3 6 記載の方法。

【請求項 4 0】

前記積分器の入力ポートに接続したコンデンサに充電し、

前記オフセット補償電圧を前記積分器に印加する

ことを特徴とする請求項 3 4 記載の方法。

【請求項 4 1】

(F) 前記プリプログラムフルスケール微調整値からの補間により、特定のフルスケール微調整値を計算するステップ

を更に有する

ことを特徴とする請求項 3 6 記載の方法。

【請求項 4 2】

前記補間は、 $Y=L0*Y0+L1*Y1+L2*Y2+L3*Y3$

ここで、

$$L0=(X-X1)*(X-X2)*(X-X3)/(X0-X1)*(X0-X2)*(X0-X3)$$

$$L1=(X-X0)*(X-X2)*(X-X3)/(X1-X0)*(X1-X2)*(X1-X3)$$

$$L2=(X-X0)*(X-X1)*(X-X3)/(X2-X0)*(X2-X1)*(X2-X3)$$

$$L3=(X-X0)*(X-X1)*(X-X2)/(X3-X0)*(X3-X1)*(X3-X2)$$

10

20

30

40

50

を使用する多項式である
ことを特徴とする請求項 4 1 記載の方法。

【請求項 4 3】

前記プリプログラムフルスケール微調整基準値が、種々の所定温度と圧力とに対して得られるプリプログラム補償値であることを特徴とする請求項 4 1 記載の方法。

【請求項 4 4】

前記測定信号が、ブリッジ回路のセンサから得られ、
前記所定の最低温度において、前記ブリッジ回路に印加される電流を、前記比較器から得られるまで、徐々に増加させ、その時の電流値が構成要素の誤差補償電圧を表すことを特徴とする請求項 3 3 記載の方法。

10

【請求項 4 5】

前記ブリッジ回路の印加される電流に相当するデータを、構成要素の誤差補償値として、前記データ記憶装置に格納することを特徴とする請求項 4 4 記載の方法。

【請求項 4 6】

(G) オフセット補償値又はプリプログラム基準値のいずれかを、前記 D / A 変換器に選択的に供給するために、デジタルデータの D / A 変換器への伝送を多重化するステップ

を更に有する

20

ことを特徴とする請求項 3 6 記載の方法。

【請求項 4 7】

(H) 圧力センサを具備し、前記圧力センサに所定の温度と圧力との変化を与えることによって、前記プリプログラムフルスケール微調整値を校正の相の間で、決定するステップ

をさらに有する

ことを特徴とする請求項 4 3 記載の方法。

【請求項 4 8】

(I) 前記 A / D 変換器を、温度の測定のために温度検知モードで、圧力の測定のために圧力検知モードで、操作し、1つのモードで得られた値を後続のモードで、特定のフルスケール微調整値の計算に使用するステップ

30

ことを特徴とする請求項 4 1 記載の方法。

【請求項 4 9】

(J) 前記温度検知モードと圧力検知モードとを、所定の間隔で、あるいは、制御スイッチにより、操作するステップ

ことを特徴とする請求項 4 8 記載の方法。

【請求項 5 0】

(K) 前記 A / D 変換器を、温度検知モードと圧力検知モードで、操作し、積分の正の傾斜の相の間にのみ電流を供給する電流節減技術を利用するステップ

を更に有する

40

ことを特徴とする請求項 4 1 記載の方法。

【請求項 5 1】

(L) 積分器のランプの高さの所定の最低値を得るために、前記クロックを校正するステップ

を更に有する

ことを特徴とする請求項 3 8 記載の方法。

【請求項 5 2】

前記校正ステップ (L) は、所要の周波数を得るために、クロックの周波数の調整とデータ記憶装置への所要の周波数を格納するステップを含む

ことを特徴とする請求項 5 1 記載の方法。

50

【請求項 5 3】

(M) 前記 D / A 変換器を所定の間隔で、あるいは変換器への供給電力の変化を補償して、電力供給検知モードで、操作するステップを更に有することを特徴とする請求項 4 1 記載の方法。

【請求項 5 4】

(N) 変換器への供給電力の変化を補償するために、特定の電力供給補償値を、前記データ記憶装置に格納されたプリプログラムされた電流供給補償値から補間により計算するステップを更に有することを特徴とする請求項 5 3 記載の方法。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、アナログ信号を測定し、測定誤差を補償する方法と装置に関する。特に、デジタル値に変換すべき直流電圧出力を備えた、圧電抵抗センサ又はその他の任意の一つの或いは複数の抵抗センサに関する。

【0002】

【従来の技術】

圧電抵抗センサの形のセンサは公知であり、圧力変化を測定するブリッジ回路に組み込まれている。このブリッジ回路に使用される不正確な構成要素と温度の変動が誤った読取りの原因となる。典型的な誤差としては、測定ブリッジの辺での抵抗値の変化によるゼロ点の移動と測定値の分散がある。温度の変動が更にゼロ点を移動しブリッジ回路の感度に影響して誤差を追加する。構成要素の非直線特性による直線性の誤差が結果の精度に更に影響を与える。種々の構成要素の製造の際の許容限度によってもその相対的感度とセンサブリッジのゼロ点とが影響を受ける。更にゼロ点には長期の不安定性による影響があり、この影響が装置の長期の使用に伴って益々問題になる。

20

【0003】

種々の補償回路が考案された。その一つが米国特許第 4 1 9 2 0 0 5 号に開示された温度の補償回路である。この回路ではアナログ信号を A / D 変換器で変換する前に補償するよう試みている。この種の補償回路ではセンサブリッジそれ自体又は後続の増幅器のトリミングを必要とし、このような回路の問題点は、得られた結果に基づいて補償するため十分正確な結果が得られない点にある。

30

【0004】

もう一つのタイプの補償回路ではアナログ信号を先ずデジタル化するが、この方法では誤差を含めた全体の信号を最初にデジタル化する点が問題で、A / D 変換器の能力に限界があるので A / D 変換器の分解能が低下する。更に多くの記憶レジスタ (RAM) とプログラムコード記憶手段 (ROM) にはデジタル信号の処理の簡易化が必要である。

【0005】

一つの改良された回路が欧州特許第 A 0 1 6 9 4 1 4 号に開示されている。この回路ではアナログ信号をアナログの形でデジタル補償回路により更に処理し、このアナログ信号をデジタル化し、このデジタル化した値を、測定ブリッジに加える電力及びノイズ又は下流での操作増幅器の増幅を調整するために事前に格納した補償値のアドレス指定に使用する。この回路により温度の補償、ゼロ点、直線性の補償を行うことができる。しかし、その精度にはアナログ出力信号のデジタル調整の量子化誤差による限界がある。操作増幅器を使用するアナログ補償に伴う問題点は、ノイズの相対効果を最少にするために mA の範囲の比較的大きな電力信号を必要とすることである。そのためその後の処理 (デジタル化) にはいずれも別の A / D 変換器とマイクロプロセッサとを必要とする。更にそのようなシステムの校正には費用の掛かる多くのステップが必要になる。

40

【0006】

50

このようにA/D変換の前に行う信号の整形にはアナログ信号の増幅を追加する必要があり、これは電力消費の増加と手動で調整しなければならない回路の追加を意味する。増幅の追加により更に誤差が増えこれは修正できない。一方A/D変換後の測定信号の補償は元の測定信号のクリッピングを伴う。

【0007】

もう一つの公知の装置として米国特許第 5 121 118号があり、その発明者は本願の発明者の一人、ヘルマン氏(Mr. Hermann)である。この特許第 5 121 118号には、ゼロ点補償供給用と基準電圧及び積分時間の操作用との手段を備えた、デュアルスロープ積分モードで操作するA/D変換器を含む測定信号補償用の装置が開示されている。この信号補償用の改良された装置では、補償はA/D変換処理の間で行われ 10

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

本発明の課題の一つは、大きな許容範囲と手動整合の非常にクリティカルなセンサ基準供給の配列とを必要とする個別の補償構成要素の使用を避けることにある。本発明のもう一つの課題は全てのセンサのインタフェースを一つのチップに設けることにある。更に本発明のもう一つの課題は、単一の電源入力を有するセンサ信号調節回路、例えば圧力センシング回路を提供することにある。

【0009】

センサ誤差補償をソフトウェアにより実施して汎用性を増大するのが本発明のもう一つの課題である。 20

【0010】

各々が個々に微調整されたオフセットと利得とを有する多くの増幅器の使用を避けるのが本発明のもう一つの課題である。

【0011】

費用が掛かり、大電力、高分解能のA/D変換器の必要性を避けるのも又本発明の課題の一つである。

【0012】

校正用抵抗器の個々のトリミングと抵抗器の併用の必要性を除き、誤差曲線補償と高価な 30
センサの事前校正とのための不必要な構成要素を避けるのが本発明の課題の一つである。更に、ソフトウェアの制御の下でセンサの誤差補償を行うように自己校正が可能で完全にプログラマブルなセンサ信号調節回路を提供するのが本発明の課題の一つである。

【0013】

種々の温度に関連した誤差、生産の許容範囲、及び前述の長期の誤差の補償を行うセンサ信号調節回路、例えば圧力センシング回路を提供するのが本発明のもう一つの課題である。特に圧力センサブリッジ抵抗の変化を利用して温度を測定し、そのような温度の値を用いて圧力信号補償を行うのが本発明のもう一つの課題である。本発明の課題の一つにはオンチップ温度ゲージも含まれる。

【0014】

抵抗センサに直接供給するためのプログラマブル電流源又は電圧源を用いてセンサ出力信号を調整するのが更に本発明のもう一つの課題である。 40

【0015】

プログラマブル利得制御付きの低ノイズバッファ/増幅器を提供するのが更に本発明のもう一つの課題である。更に、ノイズを全体的に改善できるように低ノイズ横型NPN装置をバッファ/増幅器用のフロントエンドとして同じCMOSICに設けることにより、バッファ/増幅器のノイズを低減するのが本発明の課題の一つである。

【0016】

更に、プログラマブルなデュアルスロープ積分器を含むセンサ信号制御回路、例えば圧力センシング回路を提供するのが本発明の課題の一つである。 50

【 0 0 1 7 】

更に、オフセットとフルスケールとがA/D変換器自体の中で補償されるようなセンサ信号制御回路、例えば圧力センシング回路を提供するのが本発明の課題の一つである。特に、アナログオフセット値を格納するためのA/D変換器に一つのコンデンサを設けるのが本発明の課題の一つである。更に、カウンタを調整して積分の正の傾斜の相の間のランプの高さを調整し、又積分器への基準電圧の大きさを調整して負の相の間の勾配を調整するのが本発明の課題の一つである。

【 0 0 1 8 】

【課題を解決するための手段】

上記課題は、本発明の測定信号補償用装置が、アナログ測定信号又は基準電圧を選択受信するための第一の入力ポートと制御電圧を受信するための第二の入力ポートとを有する積分器と、積分器の出力に接続した比較器と、積分の正の傾斜の相の間のステップの数を数えるカウンタとを備えた、デュアルスロープ積分モードで操作するA/D変換器と、積分の負の傾斜の間に積分器に基準電圧を供給するために積分器の第一の入力ポートに接続した制御器と、切換え可能の利得を有し、出力がこの積分器の第一の入力ポートに接続している増幅器とを有し、且つこの制御器はマイクロプロセッサを有することによって解決される。

10

【 0 0 1 9 】

【発明の実施の形態】

制御器がマイクロプロセッサに接続したデータ記憶装置を有することができ、本装置が更にデータ記憶装置から供給されるデジタル値に应答して基準電圧を作るD/A変換器を備える。この記憶装置はD/A変換器と接続することができ、記憶装置に格納されたデータにはデジタルオフセット補償値とプリプログラムフルスケール粗調整値とプリプログラムフルスケール微調整値とを含ませることができる。このデジタルオフセット補償値とプリプログラムフルスケール粗調整値とはそれぞれ8ビットのワードを含み、プリプログラムフルスケール微調整値の方は12ビットのワードを含むことができる。基準電圧は、積分器のフルスケールの粗調整のために記憶装置から供給された8ビットのデジタルフルスケール粗調整値に相当することが可能である。

20

【 0 0 2 0 】

フルスケール微調整値を、プリプログラムフルスケール微調整値からの補間により計算して、これを前記カウンタが数えたステップ数の調整に使用することができる。

30

【 0 0 2 1 】

積分器の第一の入力ポートは、デジタルオフセット補償値に相当するオフセット補償電圧まで充電された一つのコンデンサを有することができる。

【 0 0 2 2 】

少なくとも一つのセンサが関連ブリッジ回路に接続でき、その際測定信号が少なくとも一つのブリッジ回路から導かれる。プログラマブルの電流源又は電圧源が少なくとも一つのセンサの一つに接続し得る。本装置は複数のセンサと複数のセンサのどれか一つに電流源又は電圧源を選択的に接続するための一つのスイッチを有することができる。プログラマブルな電流源又は電圧源は一つのステップセクタを保有し得る。複数の電流源又は電圧源が各センサと接続でき、プログラマブルの電流源又は電圧源がそれぞれ一つのステップセクタを保有してもよい。

40

【 0 0 2 3 】

事前に設定された最低温度に於けるステップセクタの値を記憶装置に格納する。そのための出力信号は比較器から得られる。

【 0 0 2 4 】

プリプログラムされたフルスケール微調整値は事前設定された温度と圧力のために得られた補償値に相当し得る。

【 0 0 2 5 】

マイクロプロセッサは、データ記憶装置に格納されたプリプログラムフルスケール微調整

50

値を用いた補間により温度と圧力との補償値を計算するようにプログラムされるのが普通である。

【0026】

オフセット補償値又はフルスケール粗調整値をD/A変換器に伝送するために、マルチプレクサにより記憶装置とD/A変換器との間を接続してもよい。

【0027】

記憶装置は電氣的に消去可能なプログラマブル読取り専用記憶装置を有することができる。

【0028】

増幅器は、CMOS装置の前に横型NPN-バッファを備え、同じCMOS半導体の上に形成されたバッファ/増幅器を有することができる。 10

【0029】

本装置は、積分の中立の相の際に、異なる信号の間を切り換える時に装置を速やかに安定化するためのスーパーチャージスイッチ手段を有することができる。

【0030】

本発明は更に、フルスケール粗調整基準電圧により負の傾斜の相で操作する一つのデュアルスロープ積分器を有するA/D変換器と、フルスケール粗調整基準電圧に相当するフルスケール粗調整基準値を格納する記憶ユニットと、この記憶ユニットと積分器とを接続するD/A変換器と、積分の正の傾斜の相の間で前記アナログ測定信号を増幅するために積分器に接続された切換え可能な利得増幅器とを含むアナログ測定信号処理装置を提供する。 20

【0031】

オフセット補償値は記憶ユニットに格納することができ、A/D変換器は、積分の中立相の間で電圧オフセットを補償するためのオフセット補償電圧記憶コンデンサを有し、このオフセット補償電圧記憶コンデンサはオフセット補償値に関連した電圧を受ける。

【0032】

本装置は更に、D/A変換器に接続する出力と記憶ユニットに接続する入力とを備えたマルチプレクサを有することができる。

【0033】

本装置は更に、外部のマイクロプロセッサに接続するためのマイクロプロセッサインタフェースを有することができる。 30

【0034】

本装置は更に、オフセット補償電圧記憶コンデンサ用のオフセット補償値の伝送と、前記フルスケール粗調整基準値の伝送とを制御する制御手段を有することができる。

【0035】

更に本発明によれば、デュアルスロープ積分器を有するA/D変換器と、積分の正の傾斜の相の間の積分ステップの数を制御するカウンタと、プリプログラムフルスケール微調整値を格納する記憶ユニットと、カウンタの積分ステップの数を制御するために、プリプログラムフルスケール微調整値からの特定の補償値を計算する制御器と、積分の正の傾斜の相の間でアナログ測定信号を増幅するために、積分器に接続された切換え可能な利得増幅器とを有するアナログ測定信号処理用の装置を提供する。 40

【0036】

本装置は更に、前記カウント手段の周波数を調整するためにこのカウント手段に接続したプログラマブルクロックを有することができる。

【0037】

更に本発明によれば、アナログ測定信号受信用の入力ポートを備えたデュアルスロープ積分器とこの積分器の出力の一つに接続した比較器とを有するA/D変換器を使用し、カウンタにより積分の正の傾斜の相の間での選択し得る積分の時間を与え、積分の負の傾斜の相の間で積分器の入力ポートにフルスケール粗調整基準電圧を加え、且つ積分の正の傾斜の相の間で積分器の入力ポートに加えた信号の増幅を調節する方法から成る測定信号補償 50

方法を提供する。

【0038】

本方法には、プログラマブルマイクロプロセッサの制御の下で入力ポートに加えるフルスケール粗調整基準電圧が含まれる。

【0039】

本方法には更に、前記積分の開始点を設定するために、プログラマブルマイクロプロセッサの制御の下で、事前設定したオフセット補償電圧を積分器の入力ポートに加える方法が含まれる。

【0040】

デジタルデータは、マイクロプロセッサの制御の下でデータ記憶装置から準備することができ、且つこのデータがオフセット補償電圧を代表するオフセット補償値と、正の傾斜の相の間の積分時間を調節するプリプログラムフルスケール微調整値と、フルスケール粗調整基準電圧を積分器に加える際に使用するプリプログラム基準値とを含むことができる。

10

【0041】

このオフセット補償値をオフセット補償電圧に変換することができ、基準値を積分器に加える前にD/A変換器でフルスケール粗調整基準電圧に変換することができる。

【0042】

本方法には更に、一つの校正相を設けることができ、この相でプリプログラムフルスケール微調整値とプリプログラム基準値とをデータ記憶装置に格納し、このデータ記憶装置は電気的に消去可能でプログラマブル読み出し専用の記憶装置を有することができる。

20

【0043】

積分器の入力ポートに接続したコンデンサに充電して、オフセット補償電圧を積分器に加えることができる。

【0044】

本方法には更に、プリプログラムフルスケール微調整値から補間により特定のフルスケール微調整値を計算するステップを加えることができる。

【0045】

この補間は次式を使用する多項補間であってもよい、

$$Y = L0 * Y0 + L1 * Y1 + L2 * Y2 + L3 * Y3$$

30

ここでL0、L1、L2、L3は

【0046】

【数2】

$$L0 = \frac{(X-X1)*(X-X2)*(X-X3)}{(X0-X1)*(X0-X2)*(X0-X3)}$$

$$L1 = \frac{(X-X0)*(X-X2)*(X-X3)}{(X1-X0)*(X1-X2)*(X1-X3)}$$

40

$$L2 = \frac{(X-X0)*(X-X1)*(X-X3)}{(X2-X0)*(X2-X1)*(X2-X3)}$$

$$L3 = \frac{(X-X0)*(X-X1)*(X-X2)}{(X3-X0)*(X3-X1)*(X3-X2)}$$

【0047】

50

プリプログラムフルスケール微調整基準値は種々の事前設定した温度と圧力とに対して得られるプリプログラム補償値であることができる。

【0048】

測定信号はブリッジ回路のセンサから得られる。本方法には更に、事前設定した最低温度に於いてブリッジ回路に加える電流を、比較器から一つの信号が得られるまで徐々に増加し、その時の電流の大きさが一つの構成要素の誤差補償電圧を表すようにする方法が含まれる。

【0049】

ブリッジ回路に加えられる電流に相当するデータを、一つの構成要素の誤差補償値としてデータ記憶装置に格納することができる。

10

【0050】

本方法は更に、オフセット補償値又はプリプログラム基準値のいずれかをD/A変換器に選択的に供給するために、デジタルデータのD/A変換器への伝送を多重化するステップを有することができる。

【0051】

本方法は更に、圧力センサを設け、この圧力センサに事前設定した温度と圧力との変化を与えることによって、プリプログラムフルスケール微調整値を校正の相の間で決定する方法を有することができる。

【0052】

A/D変換器を温度の測定のためには温度センシングモードで、圧力測定のためには圧力センシングモードで操作することができ、一つのモードで得られた値を後続のモードでの特定のフルスケール微調整値の計算に使用できる。

20

【0053】

この温度センシングモードと圧力センシングモードとを事前設定した間隔で、又は必要ならば制御スイッチにより操作する。温度センシングモードは例えば毎分3回、圧力センシングモードは毎秒2回作動することが可能である。

【0054】

A/D変換器を温度センシングモードと圧力センシングモードで操作でき、且つ本方法は、積分の正の傾斜の相の間にのみ電流を供給する電流節減技術を有することができる。

【0055】

本方法は更に、測定信号補償の高速度を容易にするために、中立の相の間スーパーチャージ技術を使用することができる。

30

【0056】

本方法は更に、積分器のランプの高さの事前設定した最低値を得るためにクロックを校正することができ、その際クロックの校正には、所要の周波数を得るためのクロックの周波数の調整とデータ記憶装置への所要の周波数の格納とを含むことができる。

【0057】

D/A変換器を事前設定した間隔で、又は必要ならば変換器への供給電力の変化を補償して、電力供給センシングモードで操作することができ、特定の電力供給補償値を、変換器への供給電力の変化を補償するためにデータ記憶装置に格納されたプリプログラム電流供給補償値の補間により計算することができる。

40

【0058】

【実施例】

図1は本発明の信号処理回路を単純化して示した概念図である。特に温度範囲が-10~55で高度範囲が-400m~6000mの高度計に対する応用例を示す。回路10にはセンサ12があり、センサインタフェース14を介してA/D変換器(以下ADCと略す)16及び比較器17と接続する。主制御論理(MCL)18がADC16の種々の相を制御し、ADCと比較器17からの入力を受信する。MCL18には内部バス20に接続した出力がある。バス20は主制御論理18をD/A変換器22、ADカウンタ24、及び電流源26に接続し、電流源にはセンサインタフェース14が接続する。信号処理

50

回路10には更にマイクロプロセッサインタフェース28がある。この回路10には更にシステムクロック(図示せず)制御用の発信回路30があり、システムクロックはADカウンタ24を制御する。

【0059】

センサはブリッジ回路の中で接続した圧電抵抗センサを有する。この圧電抵抗センサは、デジタル値に変換すべき直流電圧出力を備えた任意の抵抗センサと交換できると考えてよい。センサ12に供給される電力はプログラマブル電流源26により調整可能である。この電流源26は後に詳述するステップセレクトにより操作される。

【0060】

ADC16も後に詳しく説明する。これは本質的にデュアルスロープのご歯形積分器の構成であり、3種の補償、即ち中立相に於けるレベルシフト(オフセット調整)、正の傾斜の相での相の長さの調整、並びに隣接する負の傾斜の相での基準電圧の変換とを実施することができる。

【0061】

回路10の機能の一つとして、ADC16からの出力を読み取れるように、事前設定した最低温度に於いて必要な電流の量を定めて電流源の調整を行う。この電流源26に接続したステップセレクト32はブリッジ回路に供給する電流の量を徐々に増加する。このステップセレクト32は4ビットD/A変換器34により16のプログラマブル離散的ステップで制御される。回路10は、RAM又はEEPROMを備え得る外部のマイクロプロセッサ(図示せず)により制御される。ADC16から一旦出力が得られれば、ステップセレクトの値が記録され、マイクロプロセッサRAM/EEPROM又は外部のRAM又はEEPROMに4ビットニブルとして格納される。この値は最低温度T1、例えば-10又は0で得られる。概略の読取りをA/D変換(ADC)のカウント段階30~50に設定すれば、プログラマブル10ビット温度信号変換の場合のADCの分解能はビット当たり0.1となる。これは最低温度に於けるセンサ変化の値であり、温度が高くなれば電圧の読取りも増加し、これは後述の温度補償技術により補償される。こうして正しい温度の読取りが最低温度T1より高い温度に対しても保証される。初期電圧補正は1回だけ計算され、RAM又はEEPROMの中の相当する値が次にセンサブリッジ12(図2)のトップに適当な電流を加えるために使用される。前述のように電流を調整すれば3種の課題、即ち温度の読取りを事前設定した最低温度に於いて希望する低い値に設定し、ブリッジを最少の電流で動かして電流を節減し、且つ最大の信号を得て低感度のセンサの使用を可能にする課題が達成される。

【0062】

変換器の最大の分解能を得るには、オフセットとフルスケールとの調整が必要である。図9は1bar圧力センサの場合のADCカウントと圧力勾配との関係を示し、ここでAは元の調整前の信号、Bはオフセットを補償した信号、Cはオフセットとスパンとを調整した信号を表す。図9の1bar圧力センサは、3Vの電圧を使用する回路10に対して1.75Vのブリッジトップ電圧を発生するように450~600μAの電流源により駆動される。1.75Vのブリッジ電圧に於けるオフセット信号とフルスケールスパン信号とは次の通りである。

【0063】

オフセット: $-9\text{ mV} \sim +9\text{ mV}$

フルスケールスパン: $63\text{ mV} \sim 98\text{ mV}$

-400~6000mの高度範囲に使用すべき圧力センサに対して相当する圧力の範囲は1060~480mbarである。従って1barのセンサフルスケール信号の内の約580mbar又は58%のみが使用されるだけであるから、センサウィンドウを1060~480mbarの範囲に入るように調節するのが望ましい。それには-9mV~+9mVのオフセットを考慮する必要がある、同様に63mV~98mVのフルスケールスパンの42%をオフセットすべきで、そうすれば-9mV+27mV=18mVの全最低オフセットと+9mV+42mV=51mVの最高オフセットとが得られる。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 4 】

残ったフルスケール信号（使用者の範囲）は $38\text{ mV} \sim 58\text{ mV}$ で、これを $12,000$ DC カウント（ $1\text{ カウント} = 0.5\text{ m}$ ）にわたって配分すれば、ADC ビット当たり $3.2 \sim 4.8\ \mu\text{V}$ となる。

【 0 0 6 5 】

418 mbar （ 5872 m ）に於ける $500 \sim 700$ カウントの間の概略の ADC の読取りに対して ADC の分解能を設定するには、先ずオフセットの粗調整を実施する。これを最低温度 $T1$ で行い、データ OS - RADJ の単一バイトとして格納する。次に 1060 mbar （ -400 m ）に於ける $14,000 \pm 100$ カウントの ADC 圧力値を得るためにフルスケール粗調整を行って、この値を EEPROM に FS - RADJ の単一バイトとして格納する。

10

【 0 0 6 6 】

センサオフセットとフルスケールとを含む粗調整により、 14 ビット圧力信号に対してビット当たり約 $50\ \mu\text{bar}$ 又は 0.5 m の ADC の分解能が得られる。一旦粗調整を実施したならば、回路 10 を図 10 に示す温度 / 圧力校正線図により更にプログラミングする。温度 / 圧力校正線図の作製の際にセンサのフルスケールスパンを ADC の読みが正確に $14,000$ ADC カウントになるまで更にトリミングする。これを各校正温度に於いて行う。

【 0 0 6 7 】

温度測定に相当する補償値を得るために、回路 10 の校正の相を実施し、その間回路 10 に圧力と温度の曲線を加える。種々の温度に於いて回路 10 に種々の圧力を加え、相当する圧力補償値を記録する。次にこの回路を操作する間に、温度測定相の際に温度を設定し、圧力測定相の際に使用するための相当する補償値を求める。典型的な少数の温度値と相当する温度補償値だけをマイクロプロセッサ RAM / EEPROM 又は外部の EEPROM に格納する。測定相の際に現れた他の任意の温度はマイクロプロセッサによる補間技術を用いれば得られる。この回路の校正に於ける種々のステップを次に図 10 に示した校正線図を基にして説明する。

20

【 0 0 6 8 】

ステップ I で、本回路を、変換のオーバフローを避けるため初期化して最大値と最小値とを指定する。それには、最も高い周波数（最短の積分器ランプを得るように 750 kHz ）

30

最少の圧力電流、

最少の温度電流、

最少の FS - RADJ、

最大の OS - RADJ、

中間の FS - FADJ（フルスケール微調整信号の $\pm 12.5\%$ ）

が含まれる。

【 0 0 6 9 】

ステップ II で温度電流を上述のように校正する。プログラマブル電流源レジスタを 40 ADC カウントよりも多く読み取れるまで、増分 1 で 0 から F に増加する。

40

【 0 0 7 0 】

ステップ III で前述のようにオフセット粗調整を実施する。

【 0 0 7 1 】

ステップ IV で、 1060 mbar に於ける $14,000 \pm 100$ ADC カウントの ADC 圧力値を得るために前述のようにフルスケール粗調整を実施する。

【 0 0 7 2 】

ステップ V で、フルスケール信号変換（ 1060 mbar ）に於いて積分器の最低ランプ高さ 1.8 V を得るために ADC クロックを校正する。それには、 750 kHz の最高の周波数でランプ変換を行い、変換完了（CC）フラグをモニタする。CC フラグの読みが 1 であれば変換は完了し、 1.8 V のランプ高さが得られる。もし CC フラグが 1 に行か

50

なければ、変換完了が得られるまで周波数を下げる。完了した時の周波数をEEPROMにADC - CLOCKとして格納する。

【0073】

ステップVIでは、フルスケール微調整を行う。1060mbarに於いてADC圧力値の読みが正確に14,000ADCカウントになるまで、フルスケール微調整レジスタをトリミングする。この値を温度T1に対するFS - FADJ (T1)としてEEPROMに格納する。図11の照合番号35が示すようにフルスケール調整は正の傾斜のランプのスパンで25%しか変化できない。フルスケール微調整が、スパン変化の25%に相当する下位の12ビットを事前設定して14ビットカウンタの値を変更する。もっと大きな調整範囲に対しては全ての14ビットを調整することもできよう。

10

【0074】

図11に積分器の中立の相36、正の傾斜の相37、負の傾斜の相38を示す。オフセット粗調整の間積分の開始点は照合番号39が示すように垂直方向に調整される。フルスケール粗調整の際、積分器への基準電圧を調整して負のランプ38の傾斜を変更する。図11に示すようにオフセットは8ビットの長さのオフセット値により調整される。フルスケール粗調整は8ビットの長さのフルスケール粗調整値により行われ、フルスケール微調整は14ビットカウンタの12ビットを事前設定して達成される。こうして、最大可能の16384カウントの25%に相当する4096カウントをフルスケール微調整を得るために事前設定できる。他の実施態様ではフルスケール微調整の範囲を広げるために、13又は14ビットを事前設定することができよう。

20

【0075】

ステップVIIで、事前調整した温度電流による温度転換を行い、校正温度をCAL - TEMP (T1)として保管する。

【0076】

ステップVIIIで、使用したセンサにより事前調整した圧力電流又は固定の最大電流を用いて圧力を変換し、校正圧力をCAL - PRES (T1, P1)としてEEPROMに保管する。

【0077】

ステップIXでは、圧力P2の時に圧力電流により第二の圧力変換を行い、得られた校正圧力をCAL - PRES (T1, P2)として保管する。

30

【0078】

ステップXでは、圧力P3の時に圧力電流により第三の圧力変換を行い、得られた校正圧力をCAL - PRES (T1, P3)として保管する。

【0079】

ステップXIでは、再び圧力電流に対し圧力P4に於いて圧力変換を行い、CAL - PRES (T1, P4)として保管する。

【0080】

ステップXII ~ XIIIは、ステップVI ~ XIに類似の処理であり、読取りを温度T2で行う点が異なっている。

【0081】

ステップXIV ~ XVも、ステップVI ~ XIに類似の処理であり、読取りを温度T3で行う点が異なっている。

40

【0082】

フルスケール調整の際に14ビットADCをトリミングし得るように圧力センサ温度係数感度の符号を得るために、P1 = 1062mbar (-400m)に於ける未補償圧力センサ入力信号を測定する。これを室温から温度T1 (例えば-10 又は0)までの冷却相の間で行う。測定値をTC - SIGNと名付けた1ビットのデータフラグとして格納する。

【0083】

ここで注意するが、フルスケール微調整を校正温度等価値の読取り後に行う。フルスケー

50

ル微調整の設定 $FS - FADJ(T1)$, $FS - FADJ(T2)$, $FS - FADJ(T3)$ は全部で6バイトになるようにダブルバイトのデータ配列として格納される。

【0084】

補正温度 $CAL - TEMP(T1)$, $CAL - TEMP(T2)$, $CAL - TEMP(T3)$ は全部で3バイトになるように個々のデータバイト配列として記憶される。

【0085】

校正圧力等価値 $CAL - PRES$ は、それぞれ温度 $T1$, $T2$, $T3$ で行った校正圧力 $P1$, $P2$, $P3$, $P4$ の下で実施される。この値を $2 \times 4 \times 3 = 24$ バイトの長さのダブルバイトのデータ配列として格納する。

【0086】

初期化ステップIに於いて格納された温度と圧力との校正設定値をフロッピーディスクに格納することができる。フロッピーディスクを装着した試験PCが校正設定値を直列のポートを介してマイクロプロセッサRAM/EEPROM又は外部のEEPROMに書き込む。1000ユニットの校正が順調に終了した後で校正設定値をRAM/EEPROMにダンプする。もう一つの実施態様では設定値の記録と校正後のEEPROMへのダンプを避け、圧力と温度に対する校正設定値を事前設定してこれをROMに定数として格納することにより、RAMからEEPROMへのデータの積み替えを少なくしている。このような実施態様では固定のROM-ベースの校正を使用し、校正設定値がROMに格納してある(マスクマイクロプロセッサプログラム)。ROM定数は、内部圧力ユニット(IPU)により $1 IPU = 1 ADC$ カウントと定義され、これは0.5mの高度変化に相当する。又内部温度ユニット(ITU)により $1 ITU = 1 ADC$ カウントと定義され、これは0.1の温度変化に相当する。1mの表示分解能と-400m~6000mの動作範囲と-5~55に対する温度補償とを備えた高度計に対するROM定数は次のように定義される。

【0087】

$T1 = -5 = -50 ITU$

$T2 = 25 = 250 ITU$

$T3 = 55 = 550 ITU$

$P1 = 1060 mbar = 21200 IPU$ (-382mに相当)

$P2 = 890 mbar = 17800 IPU$ (1080.2mに相当)

$P3 = 680 mbar = 13600 IPU$ (3238.4mに相当)

$P4 = 480 mbar = 9600 IPU$ (5872.3mに相当)

前述のように、校正信号の範囲は $P1 - P4 = 1060 - 480 = 580 mbar$ である。安全のため7%のマージンを加えれば、12500ADCカウント(=12500IPU)に対して625mbarの圧力信号範囲が得られる。

【0088】

圧力の範囲は480~1060mbar(-400m~+6000m)に制限されているので、絶対圧力を得るには取り消したオフセットを仮想的(数学的)に加える必要がある。仮想のオフセット $VIR - OFS$ は、定数21200IPUと定義した、P1に於けるADCの読出しである校正設定圧力と、約 $14200 \pm 20 ADC$ としてプログラムされたP1におけるADC読出しとの差、

$VIR - OFS = 21200 - (14200 \pm 20) = \text{約} 7000 IPU$ である。

【0089】

これは補間処理の間に自動的に行われる。その後に加えなければならないオフセットは使用者オフセットだけで、これは任意の使用者に指定された又は調整された圧力又は高度の値を読み出す表示の調整用である。

【0090】

回路10の通常のセンシング操作の間では、回路10は温度測定モード、圧力測定モード又は電圧供給測定モードで作動する。この実施態様に於ける温度測定サイクルは10ビット精度を使用するアクティブモードで20秒サイクルである。この実施態様に於ける圧力

10

20

30

40

50

測定サイクルは14ビット精度のアクティブモードで毎秒行われる。

【0091】

この実施態様のスリープモードの間は、温度測定と圧力測定の両方のサイクルが2秒毎に行われる。圧力サイクルを実施する精度は、電源モードと高度変化検出用の目覚ましきい値とに依存して10～14ビットである。

【0092】

更に必要ならば10ビット電力供給電圧測定サイクルが行われる。図3の実施態様に於いて200mVの電力供給の変化が1ADCカウント(1ビット)のADC読出しの変化を生ずる。これは単純な線形補間により容易に補償し得る。

【0093】

フルスケール微調整値を計算するのに実際の温度が必要であるので、温度測定を常に最初の圧力測定の前に実施しなければならない。A/D変換を始めるために開始コマンドを回路10に送る。これで選定されたタイプの変換、即ち温度変換、圧力変換又は電力供給電圧変換のいずれかのためのA/D変換が開始される。適当な4ビットの2進数が回路10の変換レジスタに書き込まれる。温度変換は10ビット変換に固定されており、電力供給電圧変換も10ビット変換に固定されている。圧力変換の方は四つのプログラマブルADC分解能を有する。これは、10ビット、12ビット、13ビット又は14ビットの変換を選ぶための4ビットワードによりADC分解能選択レジスタにプログラムされている。変換された値はADC読出しラッチから利用できる。ADCの状態レジスタラッチには変換オーバーフローフラグ(COV)と変換完了フラグ(CC)とが含まれている。CC=1
20
でCOV=0であれば、圧力と温度又は電力供給電圧の適当なADC値を読出しラッチから読み取ることができる。

【0094】

温度と圧力のADC読出しは非設定ADC数であり、ITU(内部温度ユニット)及びIPU(内部圧力ユニット)に変換しなければならない。これを多項補間により実施する。得られた設定圧力と設定温度との値を2バイトの変数として格納し、mbar又は水銀柱mmで表示された圧力と摂氏又は華氏で示された温度との計算にそれぞれ使用する。或いは圧力をメートル又はフィートの単位の高度により表示してもよい。

【0095】

前述のように通常のセンシング操作の際に、特定のフルスケール調整値は多項補間により
30
プリプログラムの値から得られる。2種の補間、即ちラグランジュ補間とニュートン補間とが使用される。ラグランジュ補間は係数なしに演算できる利点がある。例えば $y = f(x)$ の補間を、補間された x, y の点 $(X_0, Y_0; X_1, Y_1; X_2, Y_2; X_3, Y_3, \dots, X_n, Y_n)$ から直接計算できる。一方これには多くの項数並びに乗法又は除法の演算が含まれる。

【0096】

ニュートン補間の方は定数の係数を必要とする。この係数は x, y の点の表から計算して、係数 $C_0, C_1, C_2, C_3, \dots, C_n$ として格納し、後に補間式に使用する。

【0097】

ニュートン補間式は次のような形を有する、

表の x, y の点 $(X_0, Y_0 / X_1, Y_1 / X_2, Y_2 / X_3, Y_3)$ に対する $y = f(x)$ は

$$Y = C_0 + C_1 * (X - X_0) + C_2 * (X - X_0) * (X - X_1) + C_3 * (X - X_0) * (X - X_1) * (X - X_2),$$

係数Cは、

【0098】

【数3】

10

20

30

40

$$C_0 = Y_0, \quad C_1 = \frac{Y_1 - Y_0}{X_1 - X_0}, \quad C_2 = \frac{\frac{Y_2 - Y_0}{X_2 - X_0} - C_1}{X_2 - X_1}$$

$$C_3 = \frac{\frac{\frac{Y_3 - Y_0}{X_3 - X_0} - C_1}{X_3 - X_1} - C_2}{X_3 - X_2}$$

10

【0099】

温度補償データ配列 CAL - PRES を計算するには、先ず四つの多項補間用の係数を予め計算する必要がある。これはダブルバイトデータ配列に格納され、その長さは16バイトである。同じ多項補間を CAL - TEMP と FS - FADJ に使用する。これらのフルスケール微調整設定の係数を4バイトの長さのダブルバイトデータ配列に格納する。内部温度ユニットの温度を計算するために用いられる、CAL - TEMP と温度 CAL - NOM - T 用の校正設定値との間の多項補間用の係数を計算して、4バイトの長さのダブルバイトデータ配列に格納する。

20

【0100】

温度が変化する毎に再計算しなければならない唯一の係数は PRES - ITU の計算に必要な係数である。この3次の多項補間への入力は、実際に測定した ADC 圧力 PRES - ADC と、実際の温度で補償した校正圧力 CAL - PRES - T と、圧力 CAL - NOM - T 用の校正設定値とであるが、CAL - PRES - T は温度に依存するので、温度の変化毎にこれらの三つのダブルバイト係数を再計算しなければならない。その他の、全部で六つの2次の多項補間を含む全ての補間には、定数の係数を使用する。

【0101】

ニュートン補間を用いた一つの実施態様では校正の段階の後でマイクロプロセッサにより係数を計算してから、この値を EEPROM にダンプする。それには EEPROM / マイクロプロセッサのデータシフトが必要であるが、4点の間の多項補間であるラグランジュ補間ではこのシフトを避けることができる。ラグランジュ補間式を次に示す。

30

【0102】

表の x, y の点 (X₀, Y₀ / X₁, Y₁ / X₂, Y₂ / X₃, Y₃) に対する y = f (x) は

$$Y = L_0 * Y_0 + L_1 * Y_1 + L_2 * Y_2 + L_3 * Y_3$$

ここで L₀, L₁, L₂, L₃ は次式で表される、

【0103】

【数4】

40

$$L0 = \frac{(X-X1)*(X-X2)*(X-X3)}{(X0-X1)*(X0-X2)*(X0-X3)}$$

$$L1 = \frac{(X-X0)*(X-X2)*(X-X3)}{(X1-X0)*(X1-X2)*(X1-X3)}$$

$$L2 = \frac{(X-X0)*(X-X1)*(X-X3)}{(X2-X0)*(X2-X1)*(X2-X3)}$$

$$L3 = \frac{(X-X0)*(X-X1)*(X-X2)}{(X3-X0)*(X3-X1)*(X3-X2)}$$

10

【 0 1 0 4 】

高度の計算のために、これを実際の圧力値 P R E S - I P U の関数として計算する。それには公知の任意の高度式が使用できる。ROMのスペースを節約し速度を増すには、その代わり高度を線形補間又は多項補間により概算してもよい。後者の場合高度の式を事前計算値を得るのに使用し、これを格納させてから、補間による中間値の計算に用いる。一例では、高度/圧力データ表は典型的に48のダブルバイト値を有する。この入力が P R E S - I P U で、出力が実際のメートル高度 × 2 = 内部高度ユニット (I A U) となり得る。

20

【 0 1 0 5 】

高い精度のためには、国際気圧高度式を近似する方法に、周囲の圧力 P R E S - I P U の計算に使用するような多項補間を用いるべきであろう。確かに高次の多項式を使用した場合にのみ、多項補間が高い精度を与える。しかし、それにはROMのスペースを増し速度を遅くする欠点を伴う。

【 0 1 0 6 】

次にセンサ回路付きチップの二つの実施態様 (図 2 と 図 3) の概念図によりこの回路を詳細に説明する。図 2 は本発明の圧力センシング回路付きチップの概念図、図 3 は本発明の圧力センシング回路付きチップのもう一つの実施態様の概念図である。図 2 と 図 3 とに示すように、センサ 1 2 は圧力センシング回路と接続するブリッジ回路の中の一対の圧電抵抗センサストリングを含む。主電力供給 V_{DD} が入力 4 0 に接続している。前述のように、センサブリッジ電圧供給はプリセレクトでき、一度だけ修正してある。ブリッジセンサの温度等価電圧は電流源 2 6 により定められ補償される。図 1 に就いて説明したように、4 ビット D / A 変換器 3 4 がステップセレクト 3 2 に 1 6 のプログラマブル離散ステップで指令する。これにより適当な大きさの電流が、マルチプレクサとして構成されたインタフェース 1 4 を介してそれぞれのセンサブリッジ 1 2 に加えられる。ブリッジへの電流を調整して、センサ信号を所望の出力電圧範囲に入るように適当に調整する。その代わりブリッジのトップの電圧を電圧源により調整してもよい。ブリッジ回路のセンサ 1 2 (図 1) はマルチプレクサ 1 4 (図 2 の実施態様) 又はマルチプレクサ 4 1 (図 3 の実施態様) を介して第二のマルチプレクサ 4 2 (図 2 と 図 3) に接続する。マルチプレクサ 1 4 と 4 1 とは、適切な入力信号、例えば圧力又は温度又は供給電圧を A D C 1 6 に切り換える。電圧供給センシングモードの間は分圧器 4 3 が供給電圧を A D C 1 6 に切り換える。マルチプレクサ 4 2 の方は適当な信号、即ちオフセット補償信号 (オフセット粗調整値から誘導) 、センサ信号又はフルスケール粗調整電圧を A D C 1 6 に繋ぐ。A D C 1 6 はバッファ/増幅器 4 4 の前にある。後者に就いては後述する。この回路は又図 4 ~ 6 により詳しく説明する。これらの図は A D C 1 6 が圧力センシングモード、温度センシングモード及

30

40

50

び電圧供給センシングモードの三つのモードのそれぞれにある場合の回路図である。ADC 16はブリッジ回路12に接続する積分器46を備える(図4と図5)。図2と図3に示すように、マルチプレクサ38と40、並びにバッファ/増幅器44とはブリッジ回路12と積分器46との間に位置する。フルスケール粗調整電圧は基準電圧を構成し、積分処理の負の傾斜の部分を書き取らせる。このフルスケール粗調整電圧はマイクロプロセッサのEEPROM又はRAM或いは外部のEEPROM(図示せず)の中のフルスケール粗調整値から導かれ、図1に示すようにインタフェース28、バス20、レジスタ48、マルチプレクサ50、D/A変換器22、マルチプレクサ41、マルチプレクサ42、及びバッファ/増幅器44を介して負の入力に繋がる。マルチプレクサ50はオフセット補償値又はフルスケール粗調整値を、オフセット記憶コンデンサ52(図4)又はADCにそれぞれ供給するためにD/A変換器22を通過させる。電圧オフセット記憶コンデンサ52はバッファ/増幅器44と積分器46の負の入力との間に接続している。前述のように、通常のセンシング操作の間でマイクロプロセッサが、温度測定、圧力測定、電圧供給測定のいずれを実施すべきかを決定する。センサ12から得られる圧力測定値はADC16の中で、相当する環境温度及び/又は測定回路のチップの温度を考慮して調整される。環境温度は別の迅速温度表示用の温度センシング回路を用いて測定してもよい。しかし一般には温度誤差の補償に対しては更に高い精度が要求されるので、それはブリッジのトップ53(TOB)の温度を測定し、ADC16を利用して行う。別の環境温度センサの無い実施態様ではブリッジのトップ53の温度をADC16を用いて測定するが、これに就いては図5により後に詳述する。温度のセンシングの周期は事前設定した間隔又は使用者の希望の間隔とする。前述のようにチップの温度も又監視し得る。センサ12と処理回路とが物理的に十分離れていてセンサと回路との温度差が重要な因子になる場合には、この監視を別のチップ温度センサ54(図3)を用いて実施する。チップ温度と環境温度との変化は圧力測定に影響するので、後に詳述するように圧力測定プロセスの中に含まれる。操作の種々のモード、圧力センシング、温度センシング、電圧供給センシングを次に詳しく説明する。図1は独立した温度センシング回路を示す。例えばオンチップ温度センサ又は外部の環境温度センサ(図示せず)を用いて、或いはセンサブリッジのトップの電圧変化をセンシングして、迅速な精度の劣る8ビット温度センシングを行う場合には、信号を比較器17(図1)に送ってこの測定を監視する。比較器17の他の入力をADCカウンタ24に接続する。カウンタ24は電圧がブリッジ電圧を超えて、比較器17の出力がカウンタ24を停止するまで電圧を増分的に上昇する。その際の8ビットカウンタの値は、事前に格納した相当する圧力補償値をマイクロプロセッサRAM/EEPROM又は外部のEEPROMから取得して、圧力センシングの際の温度の誤差に対してセンサ12からの圧力信号を調整するために用いられる。これは明らかに、8ビット温度分解能(255ビット)が温度に関連した圧力センサの誤差を補正するのに十分である場合に限る。しかし、注意すべき点として、0.2の変化が高度計(圧力)の読出しを2~4mも変える可能性があるので、必要な温度誤差の補償を得るには、1mの分解能の高度計に対して少なくとも10ビット(1024ADCカウント)を使用すべきである。

【0107】

デュアルスロープ積分器の基本操作を図11、その回路を図4に就いて説明する。コンデンサ52の電圧により積分器の開始点を上下して、この開始点を調整する。こうして中立の相では、電圧の変位や長期の不安定性の様な内部回路の偏差は、積分器の開始点を事前に測定しプログラムした電圧レベルに調整することにより修正される。その際センサブリッジのオフセットによるセンサブリッジの変位電圧が除去される。このオフセットの補償値は前述のように導かれ、後の使用のためにマイクロプロセッサのEEPROM又はRAM又は外部のEEPROMに格納される。圧力センシングの際、オフセット補償値はマイクロプロセッサのEEPROM又はRAM又は外部のEEPROMから得られ、8ビットD/A変換器22に送られる。得られたアナログ信号は、積分器46の負の入力に接続したコンデンサ52に加えられる。これが積分器46の負の入力の所で仮想ゼロ点を形成する。これは自動ゼロ化とも呼ばれる。コンデンサ52に充電するには、整流子55, 56

、57を閉じ、図4に示した他の整流子を開く。

【0108】

圧力測定が行われている時の積分プロセスの正の相の間では、整流子56、58、59、60、61、62を閉じ、図4に示した他の整流子を開く。こうしてセンサ12からの信号が積分器46に送られる(図4)。これは負の電圧で、その大きさはコンデンサ52の電荷により自動的に調整される。積分器46の負の入力に負の電圧を加えれば、電流が積分器46から抵抗器63を流れるようになる。従って、積分器46の出力電圧が入力電圧に比例する割合で増加する。こうして積分器のコンデンサ64の充電が増すにつれて出力電圧は一定の間隔に於いて上り傾斜を描く。又図1では、充電の間隔は一定の長さであり、カウンタ24により指定され、その刻時サイクルは、発信器30に接続するク
 ロック66により定められる。カウンタ24はプログラマブルな14ビットのカウンタである。こうしてカウンタはクロック66からの最大 2^{14} のパルスを集計することができる。正の傾斜の相の間で普通プログラマブルカウンタがフルスケール微調整範囲の12~14ビットを事前設定する。パルス発生器68を介して発信器30に接続するク
 ロック66は適当なクロック信号をカウンタ24に送る。主制御論理のカウンタがクロックパルスの数を数え、一定の事前設定された期間の後で正の傾斜の相を終了する。この相の終わりにカウンタは0にリセットされる。クロック信号をオンチップR/C発信器がプログラマブル周波数の500、600、700、800kHzで発生する。これを図2に、一般的に照合番号30で示した。図3のもう一つの実施態様では、クリスタル70がオンチップ
 プログラマブルPLL-回路で4MHz迄を達成する高速用途に利用される。

10

20

【0109】

負の傾斜の相の間では、整流子56、60が閉じ、図4のその他の整流子が開く。ここで注意すべき点として、整流子(又はスイッチ)を図4、5、6では別々のスイッチとして示してあるが、その内のいくつかは図1のマルチプレクサ41、42の一部を形成する。積分器46の負の入力は積分の負の傾斜の相のために基準電圧に接続する。この電圧は8ビットA/D変換器22により供給される。一方A/D変換器22への電力は基準電圧源71から供給される。この点で電流は積分器に逆方向に流れて基準電圧に比例する。こうして積分器46の出力電圧は基準電圧に比例する傾斜に従って直線的に減少する。カウンタ24は同時に使用可能で固定周波数クロック66からのパルスを数える。積分器46の出力電圧がコンデンサ52の初期開始電圧になると、比較器72が主制御論理18にカウ
 ンタ24を止める信号を送り、変換完了信号を第二の比較器74が発生し、最終のカウント数を出力レジスタ76(図1)に転送する。積分器が仮想のゼロ電圧に達する前に、カ
 ウンタ24がプリプログラムのフルスケールの値の100%に達することが必要ならば、変換オーバーフロー信号が作られて積分を停止する。この変換オーバーフロー信号と変換完了信号との両方をMCL18の中のステータス出力レジスタからのフラグとして呼び出すことができる。変換プロセスの最後のカウンタ24の内容が V_{in} / V_{ref} に比例することを示すことができる。

30

【0110】

ここで V_{in} は測定されたセンサブリッジからの入力信号に等しい。

【0111】

又 V_{ref} は負の傾斜の相の間に積分器に供給される基準電圧である。

40

【0112】

こうしてカウンタの値がセンサ電圧をデジタルで表示し、一方基準電圧はセンサの感度と信号の変化とを考慮して調整できる(フルスケール粗調整)。基準電圧の値はマイクロプロセッサEEPROM又はRAM、又は外部のEEPROMから得られ、校正の相の際にEEPROM88に格納されたプリプログラムの値から導かれる温度補償値に相当する。マイクロプロセッサは、適当な値がEEPROM又はRAMから読み取られD/A変換器22によりアナログに変換されることを保証する。これは図1に示される。主制御論理18がADC16をセットアップするために適当なデータをD/A変換器22に送る。デ
 ィジタル値はD/A変換器22に送られる前にレジスタ48に格納される。レジスタ48

50

はマルチプレクサ50を介してD/A変換器22に接続している。

【0113】

プログラマブルデュアルスロープADC(PDSADC)と主制御論理(MCL)18とはA/D変換の際に自動的に信号補償を行う。前述のように少数の選択値のみが事前格納され、その後で校正点の間を多項補間して特定の補償値が計算される。このようにしてADC16の中で補償が行われる。前述のように、温度は圧力測定に就いて説明したのと同様な方法でADC回路により測定できる。温度を事前設定した間隔で更新するか、或いは必要ならば温度センシングモード、圧力センシングモード、又は電力供給センシングモードを行うために、外部の制御スイッチ又はパネルを用意し得る。温度センシングモードの詳しい回路を図5に示す。中立の相又は自動ゼロの相の間は整流子55, 59, 78, 80が閉じ、図5に示したその他の整流子が開く。正の傾斜の相の間又はランプ上昇の間は整流子59, 78, 82が閉じ、図5に示したその他の整流子が開く。負の傾斜の相の間又はランプ下降の間は整流子59, 80, 56が閉じ、図5に示したその他の整流子が開く。図5に示すように、積分器46の正の入力はブリッジのトップ53に接続する。ブリッジは、DAC34に制御される電流源又は電圧源86の供給を受ける。

10

【0114】

電圧供給センシングモードの際の回路を図6に示す。圧力、温度のセンシングの場合のように、電圧センシングにも中立又は自動ゼロの相、正の傾斜の相、及び負の傾斜の相を有する積分プロセスが含まれる。中立又は自動ゼロの相の間は整流子55, 86, 88が閉じ、図6に示したその他の整流子が開く。正の傾斜の相の間は整流子86, 88, 90が閉じ、図6に示したその他の整流子が開く。負の傾斜の相の間は整流子86と92が閉じ、図6に示したその他の整流子が開く。図6には更に電源に接続した分圧器42が示してある。

20

【0115】

前述のように本発明の特徴の一つは精度の改善である。従ってノイズを最低に抑えることが望まれる。単一低ノイズ増幅器/バッファ44は、CMOS装置を使用した場合の全体のノイズを約2~3 μ Vまで低減できる。図7、図8に示すようにCMOS装置として同じICに設けた低ノイズバイポーラ様フロントエンドを有する横型NPNバッファの使用によりノイズの低減が更に可能である。その際全体のノイズを約1 μ VADCビットまで低減することができる。図8は本発明の回路の一部として横型NPNバイポーラトランジスタステージを有する低ノイズ増幅器/バッファ44の概念図である。横型NPNバイポーラトランジスタステージには一対のバイポーラ様トランジスタ94, 95があり、これらのトランジスタ94, 95の各々が2個のコレクタ96, 97を有し、コレクタ96は V_{DD} に、コレクタ97はトランジスタ98, 99に接続している。トランジスタ94, 95の各々には、トランジスタ101に接続したエミッタ100がある。更にトランジスタ94にはベース102、トランジスタ95にはベース103がある。横型NPN増幅器/バッファの構造を図7に示す。図から明らかなように両方のNとPとはそれぞれ矢印104, 105に示すように通常の垂直方向と横方向の両方の電流の流れが可能になるようにドーピングしてある。図7に示すように垂直方向の電流の流れは全体の電流の流れの約80%を占める。横型NPNバイポーラトランジスタは単一Pウェル110の中に2個のポリゲート106と3個のN+拡散層108とを備えたCMOSとNMOSのトランジスタに基づいている。このような横型NPNバイポーラトランジスタを使用すればノイズを著しく減らすことができる。

30

40

【0116】

前述のように電力供給補償も実施可能で、これは非常に安定な集積バンドギャップ基準電圧源を備えた回路10により行われ、この回路は V_{DD} の変化がA/D変換から取り消されるような設計である。大きな変動に対しては V_{DD} の入力が校正の相の際にマルチプレクサ41に供給される。電力供給電圧の2進等価が種々の電圧変動用の補償値を設定するために作られる。200mVの電圧低下がADCの値を1ビット下げるので、特定の電圧変動を線形補間により計算できる。

50

【0117】

回路10の構造は、不要のハードの配線の使用を避けたプログラマブルシステムに基づいているので、この回路が種々の環境に広く適用可能であると評価されよう。回路10の好ましい形態では、回路をCMOSマイクロチップの上に集積する。これを前述のようにマイクロプロセッサインタフェース28を介して外部のコンピュータに接続できる。その代わりに、マイクロプロセッサ、RAM、ROM、EEPROM及びデータI/Oなどを回路10として同じチップの上に集積することも可能な筈である。主制御論理18とマイクロプロセッサインタフェース28とを外部のコンピュータに接続するコネクタは、データラインD0-D3、ALEストロブ、読出しストロブ、書込みストロブ、及びチップセレクト(CS)ラインを含む。4ライン直列ポート(図示せず)を並列ポートの代わりに使用可能あろう。標準のマイクロワイヤポートはデータの出入力ライン、DIとDO、クロックラインCK、及びチップセレクトラインCSを含む。二つの4ビット指令レジスタがマイクロプロセッサインタフェース28に設けてある。このレジスタに負荷された論理制御ワードは、二つの4ビット指令ワードデコーダ111により解読され、その際得られた出力信号が主制御論理18の個々の制御構成要素を制御する。

10

【0118】

バッファ/増幅器回路に切り換えることのできる抵抗器112を備えた単一高精度バッファ/増幅器44(図4、5、6)を使用すれば多くの利点が得られる。校正の相の際には、バッファ/増幅器44を整流子59を閉めて操作すれば、単にバッファとして作用する1の利得が得られる。信号処理段階では、適当な固定内部抵抗器112を用いた場合に、整流子59を抵抗器112に切り換えて、機器44を入力信号を増幅する増幅器として操作すれば5の利得が得られる。増幅の増加により、非常に小さいセンサフルスケール信号例えば16mVの信号を加えた場合でも、これでADCの分解能を14ビットに増して、カウンタ24の14ビットの全てを利用できるようになる。このように機器44はプログラマブル利得を有する。フルスケール信号が調整できるので、高精度の構成要素を使用する必要はない。全ての増幅誤差はプログラマブルデュアルスロープADC(PDLADC)システムにより自動的に補償される。負の傾斜の相の際に、EEPROMからの基準電圧を積分器46に加えれば、信号を増幅する必要はない。整流子59を開き、増幅器44をバッファとして使用する。又シングル3Vの供給を用い、必要な電圧範囲を得るための倍電圧器の必要性を除くことも可能である。図4の実施例では増幅器44の利得は抵抗器112の値により制御される。この抵抗器は固定の選択可能な利得を備えた典型的な内部抵抗器である。その代わりにプログラマブル利得、例えば4ビットプログラマブル利得付きの増幅器を用いてもよい。更にセンサの用途による適当な利得を選定するために選ばれた固定の外部抵抗器を有するオプションもある。

20

30

【0119】

各圧力又は温度のセンシングサイクルの後に中立の相を挿入し、この時間に回路に、コンデンサ52にオフセット電圧を再度加える前に安定化する機会を与えるのは有効であろう。この安定化の期間は図4、5、6に示したスーパーチャージ技術により減らすことができる。即ち、スーパーチャージスイッチ114と115とを短時間閉じて、回路10の種々の部分に大きな電流を流し、それにより回路を速やかに安定化する。

40

【0120】

前述のように、電圧源又は電流源86調整用の4ビットのD/A変換器86とオフセット粗調整用とフルスケール粗調整用との8ビットのD/A変換器22とが更に回路10に設けてある。

【0121】

図2に示した実施態様では、センサオンスイッチ116を設ける。湿度検出器を設けて湿度の無いときにはスイッチ116を切るようにしてもよい。湿度があればスイッチ16を入れて、これをマイクロプロセッサに通報するフラグを立てる。このような検出器は圧力ゲージの水中での使用、例えば潜水コンピュータなどに使用する場合には明らかに有効であろう。回路117に接続したスイッチ116は、R/C回路を止めて、僅か0.2µA

50

を消費するセンサオンスイッチ 116 だけを起動した状態に保つ動力低下モードで回路 10 を操作することができる。2 ~ 3 Mohm の抵抗を有する電流ミラー（回路 117 の一部）を備えた内部抵抗器回路がスイッチ 116 での清水の存在を検出するのに必要である。

【0122】

自動のパワーオンリセット機能は、オンチップコンデンサ（図示せず）に内部的（図 2）又は外部的（図 3）に接続している回路 118（図 2 又は図 3）により得られる。

【0123】

好ましい実施態様に組み入れられたその他の特徴としては、センサがセンシングモードであり信号が積分されている時、即ち正の傾斜の相（全 A/D 変換時間の約 1/3）の場合にのみセンサに電流を供給する電流節減モードがある。

10

【0124】

図 3 の回路は更にプロセス制御への産業的利用に適した種々の特徴を有する。例えば複数の電流源又は電圧源 26 を備え、一つの電流源又は電圧源は開閉可能に接続してセンシングサイクルでのみ電力を供給し、他の動力源は常にセンサーに接続するようにすることもできる。常時接続の電流源又は電圧源の使用により、他のアナログ回路、例えばプログラマブル増幅器をセンサに接続して、センサからの一定のアナログ出力の受信を確保することができ、これでセンサをこれに接続したアナログ回路により任意の時間にモニタすることが可能になる。この課題には、追加のアナログ回路をセンサに接続するために、複数のラインをセンサに多重化接続する。アナログ回路を制御するためのデジタル電圧計のフィードバックは、図 3 のピン 122（DVM1/DVM2）により実施できる。オンチップ電圧調節器と倍電圧器 124 とが、多くの産業用途に使用される +3.5V の電力供給に JFET を介して直接接続して、アナログ回路又は IC 自体を駆動するために必要な正負の電圧を発生することができる。例えばプログラマブル増幅器が接続されれば、フィードバックラインは増幅器の制御用の増幅器の出力から入力 122 まで延びる。このような外部のプログラマブル増幅器の電力は図 3 に示すように電圧調節器 124 を備えた IC から供給できる。図 3 の回路は種々のその他の特徴、例えば、一般的に電圧調節ブロック 124 が示すようなバンドギャップ基準電圧源、倍電圧器、及びプログラマブル $V_{DD} - V_{SS}$ を有する。

20

【0125】

本回路を特に圧力測定への使用を主体に説明したけれども、この考え方を抵抗センサによりセンシングされる任意の他の値の測定に利用できることは明らかであり、それには例えば重量、力、温度、圧力、加速度、湿度、磁場、pH、導電率などを挙げる事ができる。

30

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の概略的なセンシング回路図である。

【図 2】本発明によるセンシング回路付きチップの概念図である。

【図 3】本発明によるセンシング回路付きチップのもう一つのの実施態様の概念図である。

【図 4】圧力センシングモードでの回路を示す図 2 のセンシング回路付きチップの一部の詳細な回路図である。

40

【図 5】温度センシングモードでの回路を示す図 2 のセンシング回路の一部の詳細な回路図である。

【図 6】電圧センシングモードでの回路を示す図 2 のセンシング回路の一部の詳細な回路図である。

【図 7】本発明の実施態様の一つに使用するための横型 NPN バッファの図面である。

【図 8】横型 NPN バイポーラトランジスタステージの概念図である。

【図 9】信号調整処理を示す線図である。

【図 10】校正の相の際に事前設定した温度に於ける圧力補償値を得るために使用される温度時間と圧力時間との関係を示す一対の線図である。

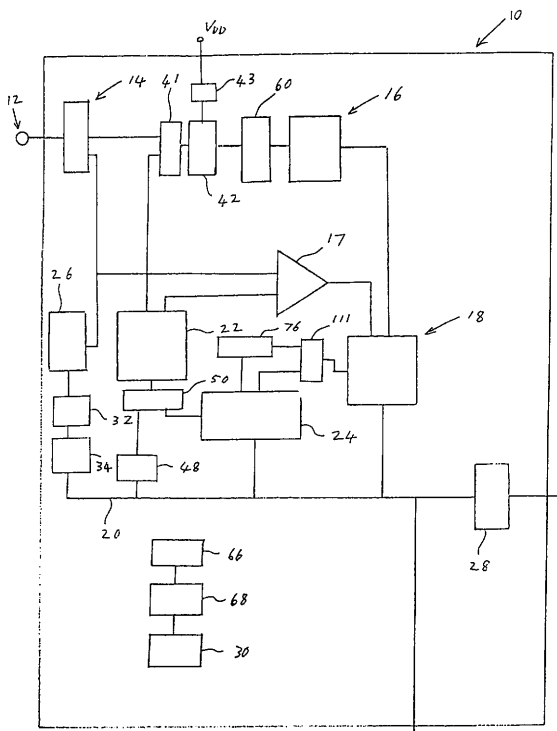
50

【図1】本発明による補償入力を示すデュアルスロープ積分の線図である。

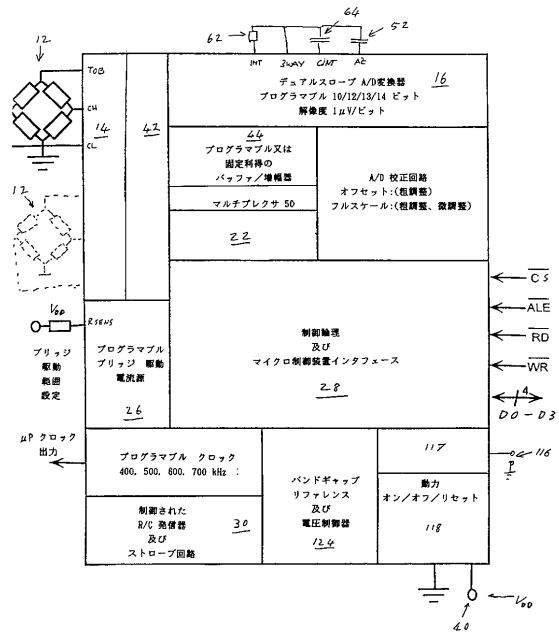
【符号の説明】

- 10 回路
- 12 センサブリッジ
- 14 センサインタフェース
- 16 デュアルスロープA/D変換器(ADC)
- 17 比較器
- 18 主制御論理(MCL)
- 20 バス
- 24 ADカウンタ
- 26 プログラマブルブリッジ駆動電流源
- 28 制御論理及びマイクロ制御装置インターフェース
- 30 制御されたR/C発信器及びストロブ回路
- 32 ステップセレクト
- 44 プログラマブル又は固定利得のバッファ/増幅器
- 118 動力オン/オフ/リセット
- 124 バンドギャップリファレンス及び電圧制御器

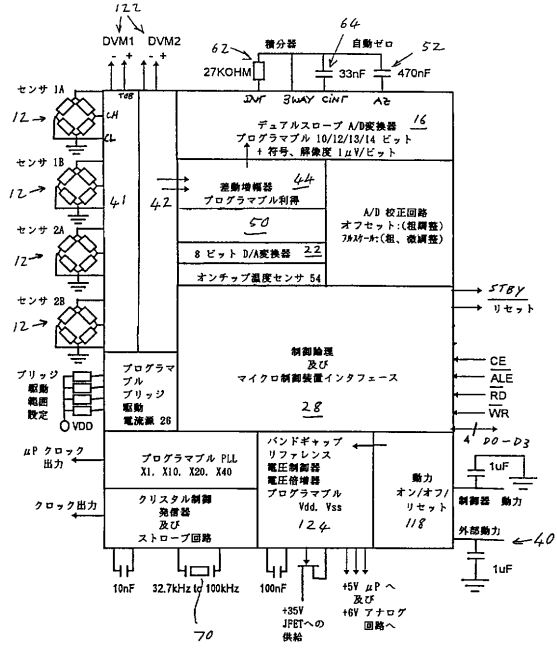
【図1】



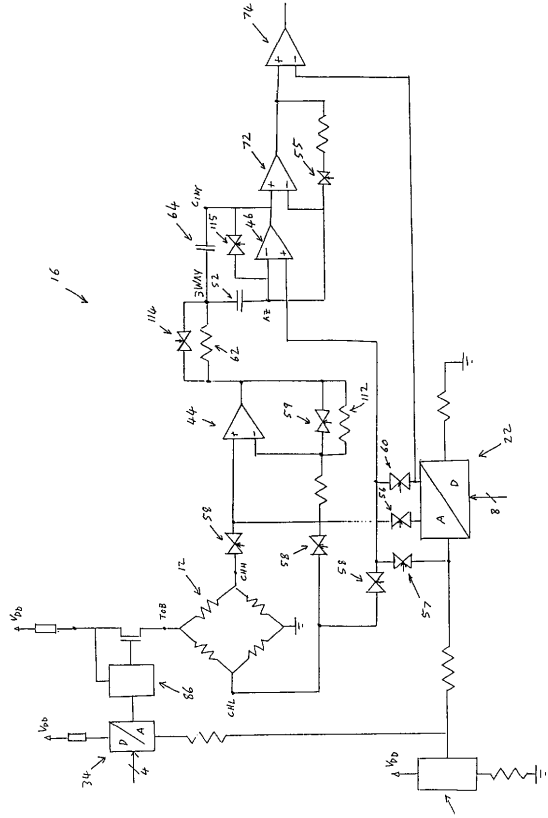
【図2】



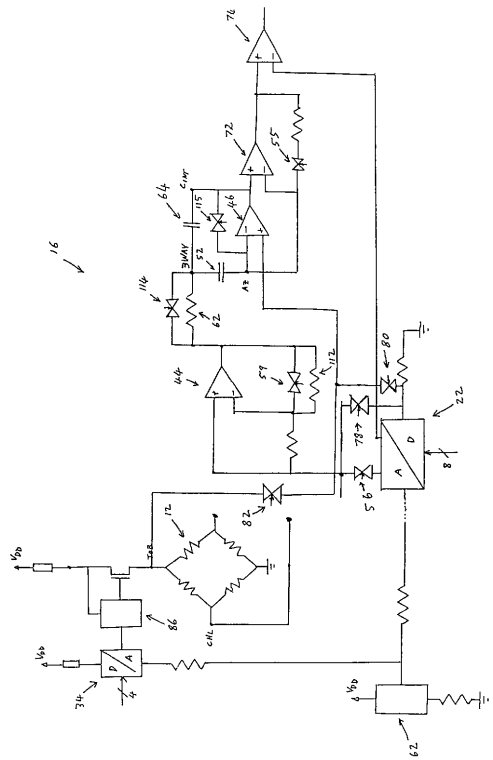
【図3】



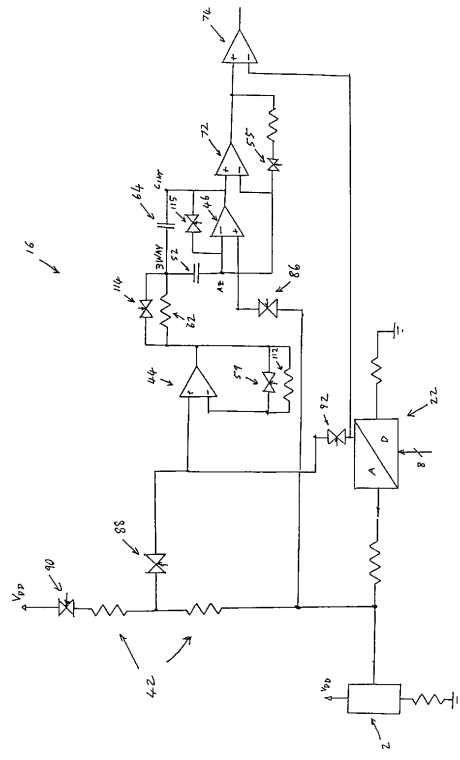
【図4】



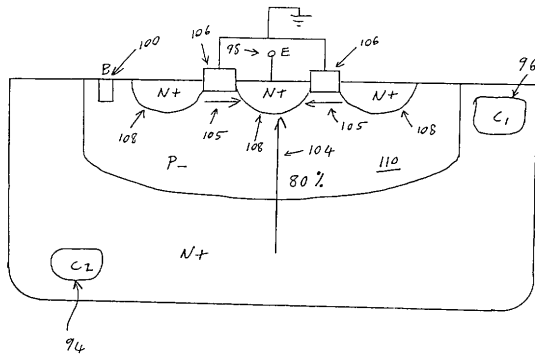
【図5】



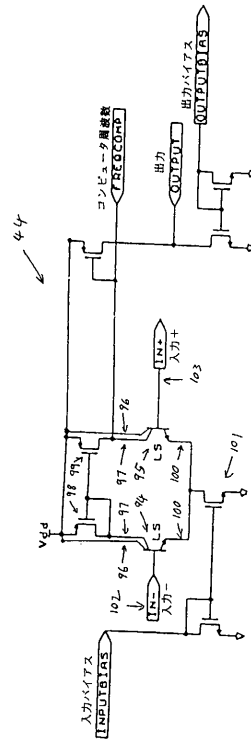
【図6】



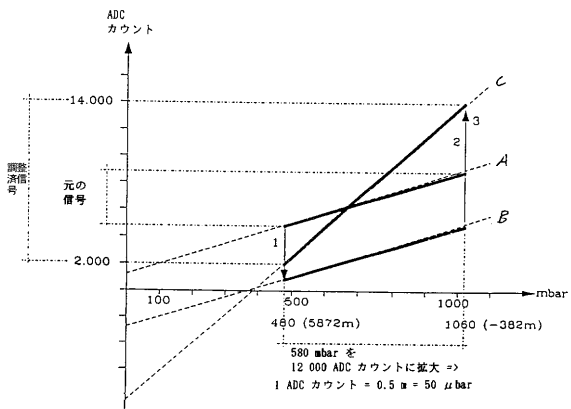
【図7】



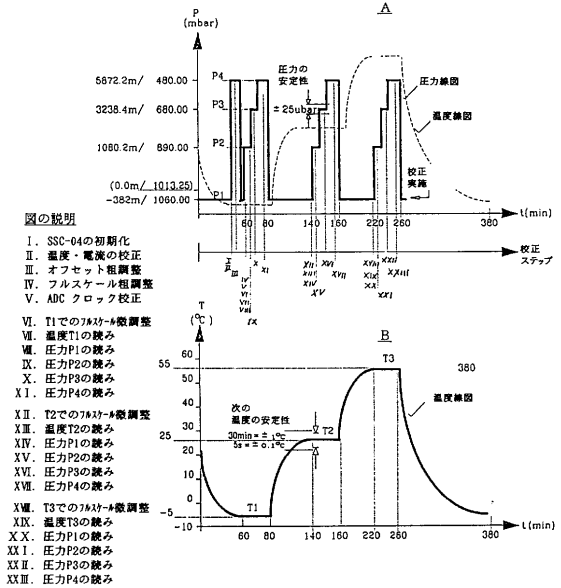
【図8】



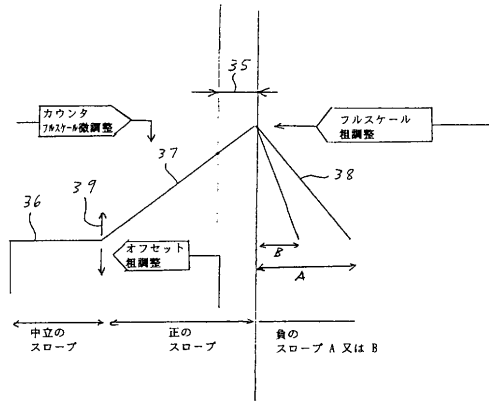
【図9】



【図10】



【図 11】



フロントページの続き

審査官 鈴野 幹夫

- (56)参考文献 特表平03 - 500571 (JP, A)
特開平04 - 015797 (JP, A)
特開平01 - 244328 (JP, A)
特開昭55 - 059312 (JP, A)
特開昭53 - 074058 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01D 18/00

G01D 21/00