

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5033549号
(P5033549)

(45) 発行日 平成24年9月26日(2012.9.26)

(24) 登録日 平成24年7月6日(2012.7.6)

(51) Int.Cl. F I
GO1K 7/01 (2006.01) GO1K 7/00 391M

請求項の数 5 (全 11 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2007-235359 (P2007-235359) (22) 出願日 平成19年9月11日 (2007.9.11) (65) 公開番号 特開2009-68895 (P2009-68895A) (43) 公開日 平成21年4月2日 (2009.4.2) 審査請求日 平成22年4月20日 (2010.4.20)</p>	<p>(73) 特許権者 000006747 株式会社リコー 東京都大田区中馬込1丁目3番6号 (74) 代理人 100081422 弁理士 田中 光雄 (74) 代理人 100068526 弁理士 田村 恭生 (74) 代理人 100098280 弁理士 石野 正弘 (72) 発明者 長久 武 東京都大田区中馬込1丁目3番6号 株式 会社リコー内 審査官 平野 真樹</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 温度検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

出力電圧の温度特性が異なる第1の電圧源回路及び第2の電圧源回路と、
 前記第1の電圧源回路からの出力電圧と前記第2の電圧源回路からの出力電圧とを減算
 増幅する減算増幅回路とを有し、

前記第1の電圧源回路および前記第2の電圧源回路は、それぞれ、直列に接続されN型
 高濃度ゲートを有するデプレッション電界効果トランジスタと、P型高濃度ゲートを有す
るエンハンスメント電界効果トランジスタとを含み、前記デプレッション電界効果ラン
ジスタおよび前記エンハンスメント電界効果トランジスタがそれぞれ結線されているノ
ードから電圧を出力し、

前記第1の電圧源回路および前記第2の電圧源回路において、前記デプレッション電界
効果トランジスタおよび前記エンハンスメント電界効果トランジスタの、バックバイアス
 効果が生じていないときのしきい値電圧の製造ばらつきの上限、典型、下限での前記第1
 の電圧源回路の出力電圧の大きさの順番が前記第2の電圧源回路の前記上限、典型、下限
 での出力電圧の大きさの順番と同じであることを特徴とする温度検出装置。

【請求項2】

前記第1の電圧源回路は、温度に対して増加する正の1次温度係数をもつ電圧を出力し
 、
 前記第2の電圧源回路は、温度に依存しない電圧を出力する、
 ことを特徴とする請求項1に記載された温度検出装置。

【請求項 3】

前記第 1 の電圧源回路は、温度に対して正の 1 次温度係数をもつ電圧を出力し、
前記第 2 の電圧源回路は、温度に対して負の 1 次温度係数をもつ電圧を出力する、
ことを特徴とする請求項 1 に記載された温度検出装置。

【請求項 4】

前記第 1 の電圧源回路と前記第 2 の電圧源回路は、温度に対して増加する、互いに異なる正の 1 次温度係数をもつ電圧を出力する、
ことを特徴とする請求項 1 に記載された温度検出装置。

【請求項 5】

前記第 1 の電圧源回路と前記第 2 の電圧源回路は、温度に対して減少する、互いに異なる負の 1 次温度係数をもつ電圧を出力する、
ことを特徴とする請求項 1 に記載された温度検出装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、温度を検出するための半導体装置に関する。

【背景技術】

【0002】

温度検出装置は、たとえば、アナログ温度センサー、デジタル温度センサー、デジタルマルチメータなどに用いられる。温度検出装置に用いられる半導体装置は、周囲の温度と共に変化する電圧を出力する電圧源回路を含む。温度検出装置には、2つの電圧源回路と、減算増幅回路からなるものがある。第 1 の電圧源回路は、温度に依存しない基準電圧を出力し、第 2 の電圧源回路は、温度と共に変化する電圧を出力する。減算増幅回路は、これら 2つの電圧源回路の出力電圧を減算し増幅して、温度とともに変化する電圧を出力する。たとえば、特開 2006 - 242894 号公報には、そのような温度検出回路の 1例が記載されている。上述の温度検出装置は、低電圧動作が可能であり、また、消費電力が低くできるという効果を奏する。しかし、温度検出装置としてはさらなる高精度化が望まれている。

20

【特許文献 1】特開 2006 - 242894 号公報

【発明の開示】

30

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

本発明の目的は、より高精度の温度検出装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0004】

本発明に係る温度検出装置は、出力電圧の温度特性が異なる第 1 の電圧源回路及び第 2 の電圧源回路と、前記第 1 の電圧源回路からの出力電圧と前記第 2 の電圧源回路からの出力電圧とを減算増幅する減算増幅回路とを有し、前記第 1 の電圧源回路および前記第 2 の電圧源回路は、それぞれ、直列に接続され N 型高濃度ゲートを有するデプレッション電界効果トランジスタと、P 型高濃度ゲートを有するエンハンスメント電界効果トランジスタとを含み、前記デプレッション電界効果トランジスタ及び前記エンハンスメント電界効果トランジスタがそれぞれ結線されているノードから電圧が出力される。前記第 1 の電圧源回路および前記第 2 の電圧源回路において、前記デプレッション電界効果トランジスタ及び前記エンハンスメント電界効果トランジスタの、バックバイアス効果が生じていないときのしきい値電圧の製造ばらつきの上限、典型、下限での前記第 1 の電圧源回路の出力電圧の大きさの順番が前記第 2 の電圧源回路の前記上限、典型、下限での出力電圧の大きさの順番と同じである。

40

【0005】

たとえば、前記第 1 の電圧源回路は、温度に対して増加する正の 1 次温度係数をもつ電圧を出力し、前記第 2 の電圧源回路は、温度に依存しない電圧を出力する。また、たとえ

50

ば、前記第1の電圧源回路は、温度に対して正の1次温度係数をもつ電圧を出力し、前記第2の電圧源回路は、温度に対して負の1次温度係数をもつ電圧を出力する。また、たとえば、前記第1の電圧源回路と前記第2の電圧源回路は、互いに異なる、温度に対して増加する正の1次温度係数をもつ電圧を出力する。また、たとえば、前記第1の電圧源回路と前記第2の電圧源回路は、互いに異なる、温度に対して減少する負の1次温度係数をもつ電圧を出力する。

【発明の効果】

【0006】

温度検出装置において、第1の電圧源回路と第2の電圧源回路からそれぞれ出力される電圧について、電界効果トランジスタの製造ばらつきの方向に関して同じに変化させることで、温度検出装置の出力の温度変化のばらつきが従来よりも小さくなった。それにより温度検出装置の出力電圧を所望のDCレベルに精度よく調整することができた。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0007】

以下、添付の図面を参照して発明の実施の形態を説明する。

周囲の温度に比例する電圧を出力する半導体装置を温度検出装置として使用する場合、その内部には絶対温度の1次関数となる電圧を発生させる第1の電圧源回路と、かつ周辺温度の影響を受けない電圧(以下基準電圧という)を発生させる第2の電圧源回路が含まれていることが一般的である。減算増幅回路は、これら2つの電圧源回路の出力電圧を減算し増幅して、温度について一次的に変化する電圧を出力する。

20

【0008】

図1に示される温度検出装置は、2つの電圧源回路12, 16を含む。この温度検出装置において、第2の電圧源回路16は、基準電圧を発生する。第2のンプ18は、第2の電圧源回路16のバッファの役割を担っていて、インピーダンス変換を行う。第2のンプ18の出力電圧は、 R_4 , R_3 から構成される第2の抵抗分割回路20により分割され、第3のンプの+入力端子に出力される。一方、第1の電圧源回路12は、絶対温度の1次関数である電圧を発生する。第1のンプ10は、第1の電圧源回路12のバッファの役割を担っている。第1のンプ10の出力端子(基準電圧)と、第3のンプ22の出力端子の間に、 R_2 , R_1 から構成される第1の抵抗分割回路14が接続され、第1の抵抗分割回路14により分割された電圧が第3のンプ22の-入力端子に帰還される。第2の抵抗分割回路20の R_4 , R_3 の抵抗比を調整することで第3のンプ22は、所望のDCレベルを持った電圧 V_{out1} を出力できる。第3のンプ22と第1の抵抗分割回路14は減算増幅回路24を構成している。第3のンプ22から出力される出力電圧を今後 V_{out1} とよぶ。この出力電圧 V_{out1} を温度検出装置の出力として使用している。なお、この回路は、1つのICに集積できる。

30

【0009】

図2は電圧源回路10, 16の構成を示している。電圧源回路は、N型高濃度ゲートを有したデプレッショントランジスタM1と、P型高濃度ゲートを有した電界効果トランジスタM2から構成され、2つの電界効果トランジスタM1, M2は直列に電源とグランドの間に接続されている。これら2つのトランジスタM1, M2においてチャネルドーパントの不純物濃度は等しい。P型基板上に形成されているため、デプレッショントランジスタM1のバック電極はグラウンドに接続されている。またトランジスタM1のゲート電極とソース電極、トランジスタM2のゲート電極とドレイン電極はすべて一点で結線されている。このノードから発生する電圧を V_{pn} という。

40

【0010】

ここで、図2の電圧源回路の出力電圧 V_{pn} について説明する。N型ゲートデプレッションNMOSトランジスタM1単体のチャネル幅(W)を W_n 、チャネル長(L)を L_n 、しきい値電圧を V_{thn} 、移動度を μ_n 、伝導係数を C_{ox} 、P型ゲートデプレッショントランジスタM2単体のチャネル幅を W_p 、チャネル長を L_p 、しきい値電圧を V_{thp} 、移動度を μ_p 、伝導係数を C_{ox} とする。電圧源回路においてトランジスタM1に流れる電流を

50

I_n 、トランジスタM2に流れる電流を I_p とおく場合、トランジスタM1に流れる電流 I_n に関しては式(1)が、トランジスタM2に流れる電流 I_p に関しては式(2)が成り立つ。

【数1】

$$I_n = \frac{1}{2} \frac{W_n}{L_n} \mu_n C_{ox} (-V_{thn})^2 \dots \dots \dots (1)$$

【数2】

$$I_p = \frac{1}{2} \frac{W_p}{L_p} \mu_p C_{ox} (V_{pn} - V_{thp})^2 \dots \dots \dots (2) \quad 10$$

いま、電界効果トランジスタM1とM2は同じP型基板上に作られているため、両トランジスタのキャリア濃度はおおよそ等しい。したがって、移動度 $\mu_n = \mu_p$ であるとみなしても差し支えない。いまチャンネル幅 $W_n = W_p$ の条件で使用するものとする。また回路構成上、電流 $I_n = I_p$ であることを考慮すると、式(1)と式(2)を式(3)にまとめることができる。

【数3】

$$V_{pn} = V_{thp} - \sqrt{\frac{L_p}{L_n}} V_{thn} \dots \dots \dots (3) \quad 20$$

【0011】

トランジスタM1がP型基板上に作られていることから、バックバイアス効果によりトランジスタM1のしきい値電圧 V_{thn} は上昇する。したがって、 V_{thn} は式(4)で記述できる。

【数4】

$$V_{thn} = V_{thn0} + \gamma(\sqrt{2\Phi_F + V_{pn}} - \sqrt{2\Phi_F}) \dots \dots \dots (4)$$

ただし V_{thn0} はバックバイアス効果が生じていないときのトランジスタM1のしきい値電圧である。また、 γ は基板バイアス効果係数であり、式(5)で記述され、 Φ_F は式(6)で記述される。

30

【数5】

$$\gamma = \sqrt{\frac{2q \epsilon_{si} N_{sub}}{C_{ox}}} V_{thn} \dots \dots \dots (5)$$

【数6】

$$\Phi_F = \frac{kT}{q} \log\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right) \dots \dots \dots (6)$$

式(5)と式(6)において、 q は電子の電荷量、 ϵ_{si} はシリコンの誘電率、 N_{sub} は基板の不純物濃度、 n_i は真性半導体のキャリア濃度、 T は温度である。

40

【0012】

トランジスタM1の基板バイアス効果を考慮し、式(4)を基にして式(3)を書き直すと式(7)で記述できる。

【数7】

$$V_{pn} = V_{thp} - \sqrt{\frac{L_p}{L_n}} \{V_{thn0} + \gamma(\sqrt{2\Phi_F + V_{pn}} - \sqrt{2\Phi_F})\} \dots \dots \dots (7)$$

式(7)を V_{pn} に関して整理すると式(8)で表現できる。これが基板バイアス効果を考慮にいれたときの V_{pn} の値となる。

【数8】

$$V_{pn} = \frac{(2A + \frac{L_p}{L_n} \gamma^2) - \sqrt{\frac{L_p}{L_n} \{4A + \gamma^2 (\frac{L_p}{L_n}) + 8\Phi_F\}}}{2} \dots \dots \dots (8)$$

ただし、

【数9】

$$A = V_{thp} - \sqrt{\frac{L_p}{L_n} V_{thn0}} + \gamma \sqrt{2\Phi_F (\frac{L_p}{L_n})} \tag{10}$$

【0013】

図3は、シリコンにおける各種エネルギー準位を表す。トランジスタM1のN+ゲートは高濃度であるため、そのフェルミ準位は伝導帯(Ec)に近い。同じくトランジスタM2のP+ゲートも高濃度であるため、そのフェルミ順位は価電子帯(Ev)に近い。トランジスタM1のN+ゲートの仕事関数を ϕ_{n+} 、トランジスタM2のP+ゲートの仕事関数を ϕ_{p+} とするとき、 $V_{thp} - V_{thp0} = \phi_{p+} - \phi_{n+}$ となり、それはほぼ1.2Vになる。 ϕ_{n+} 、 ϕ_{p+} および V_{thn0} は製造プロセスによって異なるが、試作を実施した製造プロセスでは $\phi_{n+} = 0.7 \text{ V}^{1/2}$ 、 $\phi_{p+} = 0.5 \text{ V}$ となり、N+ゲートをもつ電界効果トランジスタのしきい値 V_{thn0} は、典型値は -0.5Vであり、上限 -0.35Vから下限 -0.65Vまでばらつく。試作品で得られた上記データの数値を式(8)に当てはめ、しきい値 V_{thn0} が製造ばらつきの上限である -0.35Vとなったとき(以下HIGHとよぶ)と、しきい値 V_{thn0} が典型値である -0.5Vになったとき(以下TYPとよぶ)と、しきい値 V_{thn0} が製造ばらつきの下限である -0.65Vとなったとき(以下LOWとよぶ)の3通りについて、 V_{pn} を $L_r = L_n / L_p$ の関数とみなして計算した。図4は、出力電圧 V_{pn} の計算結果を L_r に対して示す。

【0014】

表1に、図4のデータの計算の際に使用した数値と、出力電圧 V_{pn} を L 比(L_r)の関数とみなし対数で近似した場合の近似式を示した。TYP、HIGH、LOWのいずれの場合も決定係数(当てはまり度合い)が0.99以上と高いため、式(8)の V_{pn} を L_r の関数とみなしたとき、 V_{pn} は L_r の対数で表現できることが分かる。

【表1】

	TYP	LOW	HIGH
γ	0.7	0.7	0.7
Φ_F	0.5	0.5	0.5
V_{thp}	0.7	0.55	0.8
V_{thn0}	-0.5	-0.65	-0.35
V_{pn} の近似式	$-0.0867\text{Ln}(x)$ $+0.9359$	$-0.1569\text{Ln}(x)$ $+0.8995$	$-0.0285\text{Ln}(x)$ $+0.9253$
決定係数	0.9952	0.9951	0.9953

【0015】

図2の電圧源回路を実際に試作し測定した。図5に、測定データから25 μm における V_{pn} と L_r の関係をプロットし、さらに曲線近似を行ったものである。ここで、TYPと示された実験データは、試作品での典型的な V_{pn} と L_r の関係を示し、LOW、HIGHと示された実験データは、それぞれ、試作品での V_{pn} と L_r の関係のばらつきの上限と下限を示す。図5において、 $L_r = 0.4$ 付近の V_{pn} は、HIGH、TYP、LOWの順であり、 $L_r = 2$ での V_{pn} は、HIGH、TYP、LOWの順である。また、表2に、TYP、LOW、HIGHと示された

実験データを対数で近似した結果を示した。

【表 2】

	TYP	LOW	HIGH
V _{p_n} の近似式	-0.2122Ln(x)	-0.2914Ln(x)	-0.1429Ln(x)
	+0.9252	+0.8945	+0.9055
決定係数	0.9985	0.9998	0.999

10

【 0 0 1 6 】

また、しきい値 V_{t_{h_p}} および V_{t_{h_{n₀}}} の値は、絶対温度 T の一次関数となるため、式 (8) は式 (9) で表現できる。

【数 1 0】

$$V_{pn}(T) = a_1(L_r, \gamma, \Phi_F, V_{thp}, V_{thn0})T + b_1(\gamma, \Phi_F, V_{thp}, V_{thn0}) - \sqrt{a_2(L_r, \gamma, \Phi_F, V_{thp}, V_{thn0})T + b_2(L_r, \gamma, \Phi_F, V_{thp}, V_{thn0})} \dots (9)$$

式 (9) の右辺第 2 項は非常に大きくはないため、温度 T の一次関数で近似できることを利用すれば、出力電圧 V_{p_n} は T の一次関数で表現できることが分かる。また L_r に着目すれば、V_{p_n} の温度特性は L_r に非線形に依存する。

20

【 0 0 1 7 】

図 6 は、試作品のデータより出力電圧 V_{p_n} の一次温度係数 T C の L_r = L_n / L_p への依存性を記述したグラフである。TYP と示した曲線は、この試作品での典型的な一次温度係数 T C と L_r の関係を示し、LOW、HIGH と示した曲線は、ばらつきの上限と下限での曲線を示す。図 6 において、L_r = 0 . 4 付近の T C は、LOW、TYP、HIGH の順であり、L_r = 1 での T C は温度依存性がなく、L_r = 2 での T C は、HIGH、TYP、LOW の順である。また、表 3 に、TYP、LOW、HIGH と示された実験データを対数で近似した結果を示した。

【表 3】

	TYP	LOW	HIGH
V _{p_n} の近似式	-0.5302Ln(x)	-0.5422Ln(x)	-0.455Ln(x)
	-0.5547	-0.5404	-0.4977
決定係数	0.9982	0.9979	0.9967

30

【 0 0 1 8 】

従来は、図 1 の回路において、第 1 の電圧源回路 1 0 の L_{r₁} を第 1 の電圧源回路が絶対温度の負の一次関数となる電圧を発生させるように定め(たとえば L_{r₁} = 1)、第 2 の電圧源回路 1 6 の L_{r₂} を第 2 の電圧源回路が絶対温度に依存しない基準電圧を発生させるように定め(たとえば L_{r₂} = 0 . 3 6 5)、第 1 の電圧源回路 1 0 から発生する電圧と第 2 の電圧源回路 1 6 から発生する電圧を減算増幅させることで所望の一次温度係数を持った電圧を発生させていた。図 7 は、第 1 の電圧源回路 1 0 を L_{r₁} = 1 とし、第 2 の電圧源回路 1 6 を L_{r₂} = 0 . 3 6 5 とした場合の出力電圧 V_{p_n} の温度特性を、バックバイアス効果が生じていないときのしきい電圧 V_{t_{h_{n₀}}} の製造ばらつきの TYP、HIGH、LOW それぞれについて示す。図 5 から分かるように、測定データは、L_r = 0 . 3 6 5 のときは、電圧の高いほうから LOW、TYP、HIGH と並ぶが、L_r = 1 のときは電圧の高いほうから TYP、HIGH、LOW と並ぶ。したがって、L_r = 0 . 3 6 5 と L_r = 1 では、出力電圧のばらつきの方向が異なることが分かる。すなわち、出力電圧 V_{p_n} は、L_r = 0 . 3 6 5 では、LOW(ばらつきの下限)で最も高く、HIGH(ばらつきの上限)で最も低いのに対し、L_r =

40

50

1では、TYP(典型)で最も高く、LOW(ばらつきの下限)で最も低い。

【0019】

第1の電圧源回路10と第2の電圧源回路16の電圧差が大きいと、正しく減算増幅が行われず、図1の出力電圧 V_{out1} として正しい電圧が出力されない。そこで、第2の抵抗分割回路20の抵抗比を変えることによって第2の電圧源回路16の電圧のDCレベルを図7の場合に比べてシフトする。図8に、シフトされた第2の電圧源回路16と第1の電圧源回路10からの電圧を第3のアンプ22により減算増幅したときの、第3のアンプ22から出力された電圧(温度検出装置の出力電圧)を示した。減算増幅器のシフトされた第2の電圧源回路16の電圧と第1の電圧源回路10の電圧差(破線で示す)がLOW、TYP、HIGHの順で異なる。図8から、それが減算増幅器によって増幅されるため、温度検出装置の出力となる電圧 V_{out1} の製造ばらつきを大きくしてしまうことが分かる。

10

【0020】

第2の抵抗分割回路20の R_4 、 R_3 の抵抗比を調整することで所望のDCレベルを持った電圧 V_{out1} を得ることができるが、調整量が大きいと、精度よく電圧 V_{out1} のDCレベルを調整することが困難になる。そこで、本発明では、第1の電圧源回路からの電圧と第2の電圧源回路16からの電圧の製造ばらつき方向を同じにすることで、図1の回路の出力電圧 V_{out1} の製造ばらつきを小さくし、所望のDCレベルに精度よく調整を可能にする回路方式を提供する。「製造ばらつき方向を同じにする」とは、第1の電圧源回路10と第2の電圧源回路16の両方について、電界効果トランジスタのしきい値電圧 V_{thp0} の製造時のばらつきのHIGH(上限値)、TYP(典型値)、LOW(下限値)での出力電圧 V_{pn} の大きさの順番が同じであることをいう。したがって、電界効果トランジスタのしきい電圧の製造ばらつきの上限から下限までの変化に対応して各電圧源回路の出力電圧が同様に増減する。

20

【0021】

図9は本発明の実施形態の温度検出装置を示す。図9に示す回路は、第1の電圧源回路30、第2の電圧源回路36、第1のアンプ32、第2のアンプ38、第3のアンプ42、抵抗 R_1 、 R_2 から構成される第1の抵抗分割回路34および抵抗 R_3 と R_4 から構成される第2の抵抗分割回路40から成り立っている。第1のアンプ30、第2のアンプ36はそれぞれ第1、第2の電圧源回路30、36のバッファとなっている。この温度検出装置についてさらに説明すると、第2の電圧源回路36が発生する基準電圧は、第2のアンプ38の+入力端子に入力される。第2のアンプ38の出力電圧は、第2の抵抗分割回路40の抵抗 R_4 、 R_3 により分割されて、分割された電圧が第1のアンプ38の-入力端子に帰還される。第2のアンプ38の出力端子は、第3のアンプ42の+入力端子に入力される。第1のアンプ32の出力端子と、第3のアンプ42の出力端子の間に、 R_2 と R_1 から構成される第1の抵抗分割回路34が接続され、第1の抵抗分割回路34の抵抗 R_2 と R_1 により分割された電圧が第3のアンプ42の-入力端子に帰還される。第3のアンプ34の出力を電圧 V_{out2} という。

30

【0022】

この回路において、先に説明したように、第1の電圧源回路30から発生する電圧と第2の電圧源回路36から発生する電圧の製造ばらつきの方向が同じになるようにする。図5で行った考察から分かるように、第2の電圧源回路36を絶対温度に依存しない電圧を出力するような L_{r2} の値で設計した場合、第1の電圧源回路30の L_{r1} としては、 L_{r2} よりも小さな値で設計すれば、第1の電圧源回路30の電圧と第2の電圧源回路36の電圧の製造ばらつきの方向は同じになる。

40

【0023】

第1の電圧源回路30からは正の温度特性をもった電圧が出力される。図10は、第1の電圧源回路30からの電圧の温度特性と、第2の電圧源回路36からの電圧の温度特性を示す。出力電圧は、どちらの電圧源回路でもLOW、TYP、HIGHの順に変化する。

【0024】

第1の電圧源回路30と第2の電圧源回路36の電圧の差が大きいと、回路構成上、図9

50

の回路の出力 V_{out2} から正しい値が出力されない。したがってその差を小さくするために第2の抵抗分割回路40の R_3 / R_4 を調整することによって第2の電圧源回路36から出力される電圧を高い方向にシフトさせる。

【0025】

第2の抵抗分割回路40によってシフトされた基準電圧と第1の電圧源回路30からの電圧を第3のアンプ42によって減算増幅する。図11の破線で示した直線が第3のアンプ42の出力、つまり V_{out2} を示している。シフトされた第2の電圧源回路36からの電圧と第1の電圧源回路30からの電圧の差が製造ばらつきによって大きく変化しないため、第3のアンプ42によって減算増幅された出力電圧 V_{out2} のばらつきは従来例に比べて小さくなる。図11は、それを示す。従来例を示した図8にくらべ、温度検出装置の出力のばらつきが大幅に減ったことが分かる。

10

【0026】

なお、上述の回路では、(1)第2の電圧源回路36を絶対温度に依存しない電圧を出力するように L_{r2} を設計した。しかし、第1の電圧源回路30の出力の製造ばらつきの方向が第2の電圧源回路36の出力の製造ばらつきと同じ方向であればいいので、(2)第1の電圧源回路30の出力を、正の温度特性(正の1次温度係数)をもち、また第2の電圧源回路36の出力を負の温度特性(負の1次温度係数)を持つようにしてもよい。あるいは、(3)第1の電圧源回路30と第2の電圧源回路36の出力が両方とも異なった正の温度特性(正の1次温度係数)をもってもよい。また、(4)第1の電圧源回路30と第2の電圧源回路36の出力が両方とも異なった負の温度特性(負の1次温度係数)をもってもよい。

20

【0027】

なお、第1の電圧源回路30の出力電圧の温度係数の符号と第2の電圧源回路36の出力電圧の温度係数の符号が異なっている場合(3)では、第3のアンプ42での増幅率が小さくなり、第3のアンプ42で生じる入力オフセット等の影響による出力電圧 V_{out2} の誤差を小さくすることが可能である。

【図面の簡単な説明】

【0028】

【図1】比較例の温度検出装置の回路図

【図2】第1の電圧源回路と第2の電圧源回路の回路図

30

【図3】各種エネルギー準位の図

【図4】 V_{pn} の計算結果を L_r に対して示すグラフ

【図5】試作品データの V_{pn} を L_r に対して示すグラフ

【図6】試作品のデータより V_{pn} の一次温度係数TCと $L_r = L_n / L_p$ の依存性を記述したグラフ

【図7】第1の電圧源回路を $L_{r1} = 1$ とし第2の電圧源回路を $L_{r2} = 0.365$ とした場合の出力電圧温度特性をTYP, HIGH, LOWそれぞれについて示すグラフ

【図8】シフトされた第2の電圧源回路と第1の電圧源回路からの電圧を減算増幅して出力された電圧の温度依存性のグラフ

【図9】本発明の1つの実施形態の温度検出装置の回路図

40

【図10】製造ばらつきのTYP, HIGH, LOWの場合の第1の電圧源回路と第2の電圧源回路からの出力電圧の温度特性を表したグラフ

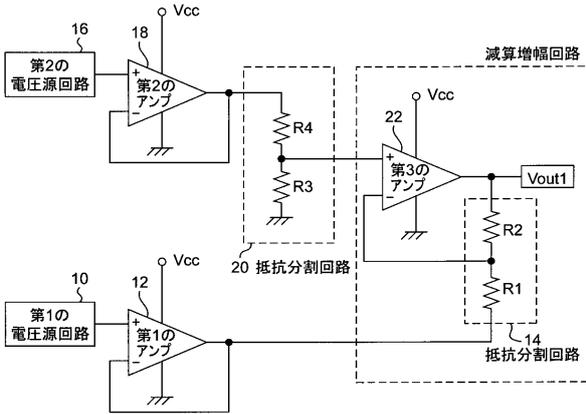
【図11】出力電圧(破線)のグラフ

【符号の説明】

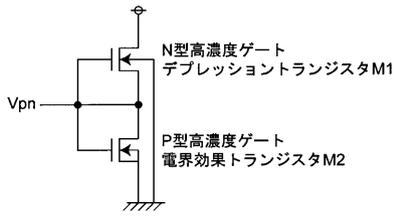
【0029】

30 第1の電圧源回路、 32 第1のアンプ、 36 第2の電圧源回路、
38 第2のアンプ、 42 第3のアンプ。

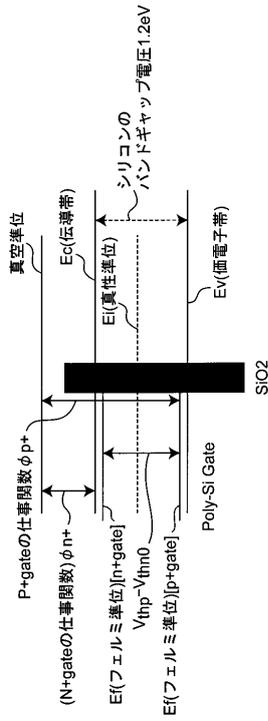
【図1】



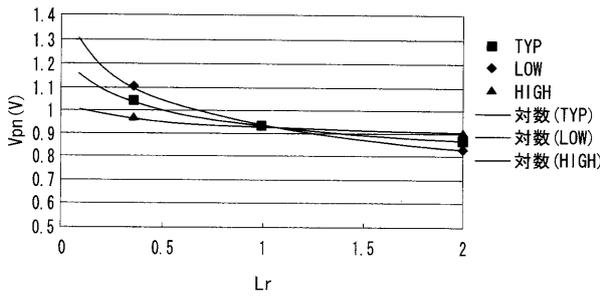
【図2】



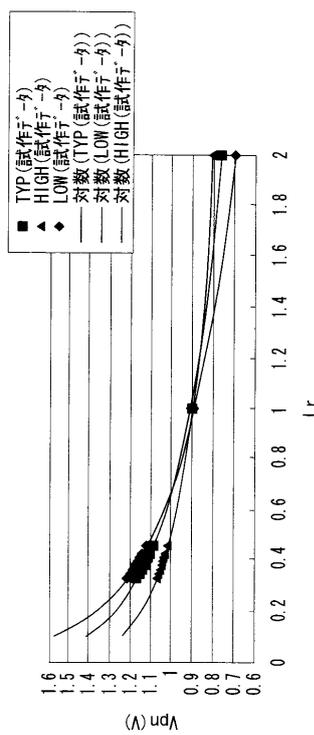
【図3】



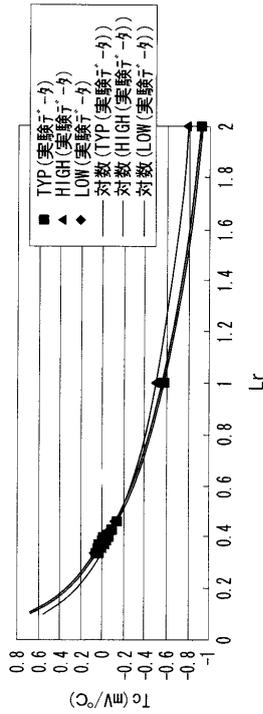
【図4】



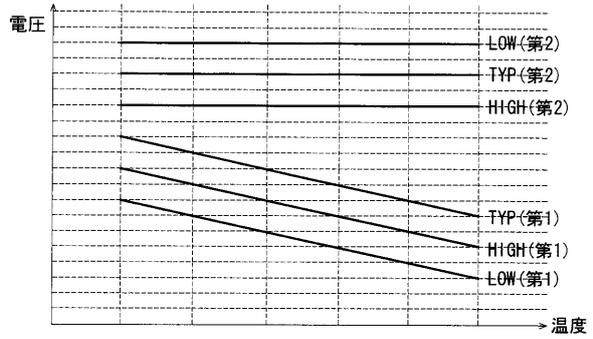
【図5】



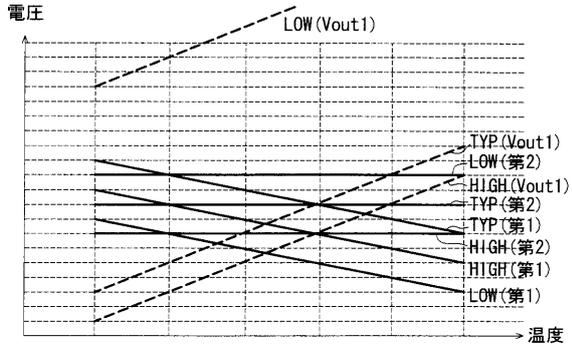
【図6】



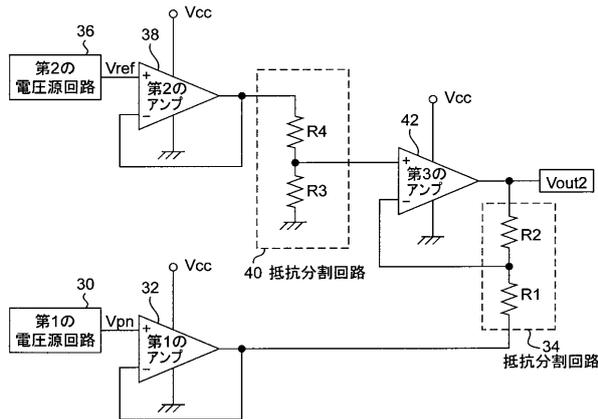
【図7】



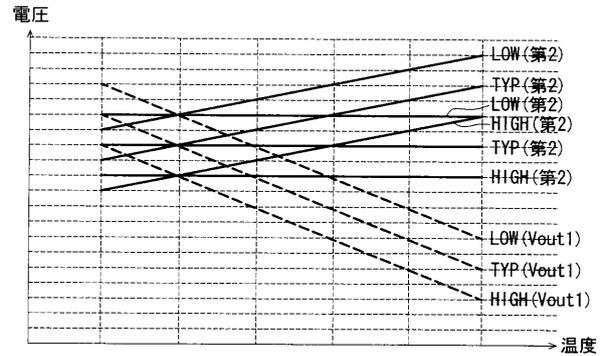
【図8】



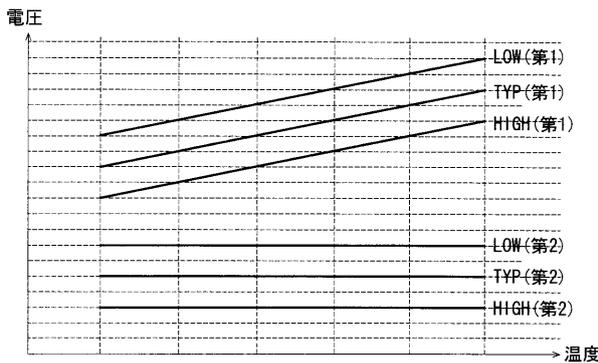
【図9】



【図11】



【図10】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2006-242894(JP,A)
特開2007-187558(JP,A)
特開2007-187559(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G01K 7/00、7/01