

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7304748号

(P7304748)

(45)発行日 令和5年7月7日(2023.7.7)

(24)登録日 令和5年6月29日(2023.6.29)

(51)国際特許分類

F I

G 0 1 R 15/08 (2006.01)

G 0 1 R 15/08

G 0 1 R 19/00 (2006.01)

G 0 1 R 19/00

B

G 0 1 R 15/00 (2006.01)

G 0 1 R 15/00

5 0 0

請求項の数 3 (全11頁)

(21)出願番号 特願2019-115314(P2019-115314)

(22)出願日 令和1年6月21日(2019.6.21)

(65)公開番号 特開2021-1795(P2021-1795A)

(43)公開日 令和3年1月7日(2021.1.7)

審査請求日 令和4年5月9日(2022.5.9)

(73)特許権者 000002303

スタンレー電気株式会社

東京都目黒区中目黒2丁目9番13号

(74)代理人 110001184

弁理士法人むつきパートナーズ

(72)発明者 呉地 淳一

東京都目黒区中目黒2丁目9番13号

スタンレー電気株式会社内

審査官 永井 皓喜

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電流検出装置、電流検出方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

PWM制御される発光素子に流れる電流を検出するための装置であって、前記発光素子に流れる電流の経路上に接続されたシャント抵抗素子と、前記シャント抵抗素子の両端電圧を増幅する第1増幅回路と、前記第1増幅回路の出力電圧を第1所定値だけ上昇させる第1プルアップ回路と、前記第1増幅回路の出力電圧を増幅する第2増幅回路と、前記第2増幅回路への入力電圧から前記第1所定値に相当する電圧を減じるキャンセル回路と、前記第2増幅回路の出力電圧を第2所定値だけ上昇させる第2プルアップ回路と、前記第1増幅回路の出力電圧に基づいて演算により前記電流の大きさを示す第1電流値を求め、前記第2増幅回路の出力電圧に基づいて前記演算により前記電流の大きさを示す第2電流値を求める制御部と、前記第1増幅回路の出力端子と前記制御部との間であって前記第1増幅回路と前記第2増幅回路との間に接続されており、前記第1増幅回路の出力電圧を平滑化して直流にする平滑回路と、を含み、前記制御部は、前記演算の際に前記第1所定値を相殺して前記第1電流値を求めるとともに前記第2所定値を相殺して前記第2電流値を求めるものであり、前記電流が相対的に大きい第1範囲では前記第1電流値を前記電流の検出結果として選択し、前記電流が相対

10

20

的に小さい第2範囲では前記第2電流値を前記電流の検出結果として選択する、
電流検出装置。

【請求項2】

前記キャンセル回路は、レファレンス電源及び当該レファレンス電源と前記第2増幅回路の反転入力端子との間に接続された抵抗素子を含む、

請求項1に記載の電流検出装置。

【請求項3】

前記制御部は、前記平滑回路を介して平滑化された前記第1増幅回路の出力電圧を取り込んで第1デジタルデータに変換する第1アナログデジタル変換器と、前記第2増幅回路の出力電圧を取り込んで第2デジタルデータに変換する第2アナログデジタル変換器とを有しており、前記第1デジタルデータ及び前記第2デジタルデータを用いて前記演算を行う、

10

請求項1又は2に記載の電流検出装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電流を検出する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

例えばLEDなどの発光素子をPWM (Pulse Width Modulation) 制御により点灯させてその際に流れる電流を検出する場合には、シャント抵抗素子を用いて当該電流を電圧に変換して増幅し、さらにこの電圧を平滑回路によって平滑にしたうえでアナログデジタル変換器に取り込み、その値から電流（平均電流）の値に変換していた。このようにパルス状電圧を平滑化してアナログデジタル変換器に取り込む技術は、例えば特開2000-155063号公報（特許文献1）の図13などに記載されている。

20

【0003】

ところで、上記の方法で電流を検出する場合、その値が0に近い微小になると、増幅回路などの回路素子の特性バラツキによる誤差の影響が相対的に大きくなり、電流の検出精度が低下する。例えば、検出対象となる電流の最大値を1Aとし、検出時の誤差が±10mAである場合を考える。この場合の検出時の誤差率は、電流の最大値に対して±1%に相当する。これに対して、検出対象の電流が100mAである場合を考えると、誤差が±10mAであるので誤差率は10%となる。このように、検出時に一定の誤差が存在する場合には、検出対象の電流が小さくなるほど相対的に誤差の影響が大きくなり、検出精度が低下する。また、同じ誤差を前提として、検出対象の電流が5mAである場合を考えると、仮に-10mAの誤差が生じるとすると電流の検出値は-5mAになってしまう。ただし、通常はアナログデジタル変換器が0V以下の電圧に対応しないため、検出値としては0Aとなる。このように誤差が影響するため、微弱電流の高精度な検出は非常に困難となる。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

40

【0004】

【文献】特開2000-155063号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

本発明に係る具体的な態様は、比較的広い範囲で電流検出が可能であって微弱電流の検出精度も向上させることが可能な技術を提供することを目的の1つとする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

【1】本発明に係る一態様の電流検出装置は、PWM制御される発光素子に流れる電流を

50

検出するための装置であって、

前記発光素子に流れる電流の経路上に接続されたシャント抵抗素子と、

前記シャント抵抗素子の両端電圧を増幅する第1増幅回路と、

前記第1増幅回路の出力電圧を第1所定値だけ上昇させる第1プルアップ回路と、

前記第1増幅回路の出力電圧を増幅する第2増幅回路と、

前記第2増幅回路への入力電圧から前記第1所定値に相当する電圧を減じるキャンセル回路と、

前記第2増幅回路の出力電圧を第2所定値だけ上昇させる第2プルアップ回路と、

前記第1増幅回路の出力電圧に基づいて演算により前記電流の大きさを示す第1電流値を求め、前記第2増幅回路の出力電圧に基づいて前記演算により前記電流の大きさを示す第2電流値を求める制御部と、

前記第1増幅回路の出力端子と前記制御部との間であって前記第1増幅回路と前記第2増幅回路との間に接続されており、前記第1増幅回路の出力電圧を平滑化して直流にする平滑回路と、

を含み、

前記制御部は、前記演算の際に前記第1所定値を相殺して前記第1電流値を求めるとともに前記第2所定値を相殺して前記第2電流値を求めるものであり、前記電流が相対的に大きい第1範囲では前記第1電流値を前記電流の検出結果として選択し、前記電流が相対的に小さい第2範囲では前記第2電流値を前記電流の検出結果として選択する、

電流検出装置である。

【0007】

なお、本明細書において、ある回路要素と別の回路要素との「接続」とは、これら回路要素同士が直接的に接続する場合のほか、これら回路要素同士の間に他の回路要素等が介在して接続する場合も含まれるものとする。

【0008】

上記構成によれば、比較的広い範囲で電流検出が可能であって微弱電流の検出精度も向上させることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】図1は、一実施形態の電流検出装置の構成を示す図である。

【図2】図2は、発光素子を流れる電流（計測電流）とマイコンへ入力される電圧（検出電圧）との関係を説明するための図である。

【図3】図3（A）、図3（B）は、実際の電流計測時における計測電流と検出電圧の一例を説明するための図である。

【図4】図4は、計測電流の誤差率の一例を示した図である。

【図5】図5は、計測電流の補正について説明するための図である。

【発明を実施するための形態】

【0010】

図1は、一実施形態の電流検出装置の構成を示す図である。図示の電流検出装置1は、発光素子（LED）2が駆動回路3によってPWM制御されて発光する際に流れる電流を検出するものである。この電流検出装置1は、マイコン10、オペアンプ11、21、抵抗素子12、13、14、15、16、22、23、24、25、26、容量素子17、27、シャント抵抗素子18および3つのレファレンス電源REFを含んで構成されている。なお、図示の例では発光素子2を1つだけ用いているが任意の数の発光素子を直列、並列ないし直並列に接続した構成であってもよい。

【0011】

マイコン（制御部）10は、アナログデジタル変換器（AD1）10aと、アナログデジタル変換器（AD2）10bを備えており、各々、発光素子2と直列接続されたシャント抵抗素子18の両端電圧を増幅して得られる電圧を取り込んでデジタルデータに変換し、その値に基づいてシャント抵抗素子18を流れる電流（すなわち発光素子2を流れる電

10

20

30

40

50

流)の値を求める。

【0012】

オペアンプ11は、非反転入力端子(+)が抵抗素子12を介してシャント抵抗素子18の一端(高電位側)に接続され、反転入力端子(-)が抵抗素子13を介してシャント抵抗素子18の他端(低電位側)に接続されており、シャント抵抗素子18の両端電圧を増幅する。

【0013】

このオペアンプ11は、非反転入力端子とレファレンス電源REFの間に抵抗素子14が接続されており、非反転入力端子の電位がレファレンス電源REFの電圧(例えば+0.5V)にプルアップされている。オペアンプ11の非反転入力端子がレファレンス電源REFの電圧にプルアップされることで、オペアンプ11の出力電圧が一定電圧分だけプラス側へオフセットされるので、検出誤差による出力電圧のマイナス側への振れ(あるいは極性反転)を防止することができる。なお、抵抗素子14とレファレンス電源REFが「第1プルアップ回路」に対応する。

【0014】

また、オペアンプ11は、出力端子と反転入力端子の間に負帰還のための抵抗素子15が接続されている。これらオペアンプ11、各抵抗素子12~15により差動増幅回路(第1増幅回路)が構成されている。この差動増幅回路における増幅率は、抵抗素子13の抵抗値をR1、抵抗素子15の抵抗値をR2とすると、 $R2/R1$ 倍となる。

【0015】

オペアンプ11の出力端子からの出力電圧は、この出力端子とマイコン10のアナログデジタル変換器10aの間に接続された抵抗素子16およびこの抵抗素子16の他端(アナログデジタル変換器10a側)と基準電位端子(接地端子)との間に接続された容量素子17からなる平滑回路を介して平滑化され、アナログデジタル変換器10aへ入力される。この場合にマイコン10は、アナログデジタル変換器10aで取り込まれた電圧の値から抵抗素子14によってプルアップされた電圧(レファレンス電源REFの電圧)の分だけ差し引いて(相殺して)、その電圧の値を用いて発光素子2に流れる電流を算出する。

【0016】

オペアンプ21は、非反転入力端子(+)が抵抗素子16を介してオペアンプ11の出力端子に接続され、反転入力端子(-)が抵抗素子23を介してレファレンス電源REFに接続されており、非反転入力端子と反転入力端子の間に印加される電圧を増幅する。

【0017】

このオペアンプ21は、非反転入力端子とレファレンス電源REFの間に抵抗素子24が接続されており、非反転入力端子の電位がレファレンス電源REFの電圧(例えば+0.5V)にプルアップされている。これは上記したオペアンプ11の場合と同様の効果を奏するものである。なお、抵抗素子24とレファレンス電源REFが「第2プルアップ回路」に対応する。

【0018】

また、オペアンプ21は、出力端子と反転入力端子の間に負帰還のための抵抗素子25が接続されている。これらオペアンプ21、各抵抗素子22~25により差動増幅回路(第2増幅回路)が構成されている。この差動増幅回路における増幅率は、抵抗素子23の抵抗値をr1、抵抗素子25の抵抗値をr2とすると、 $r2/r1$ 倍となる。

【0019】

また、オペアンプ21は、抵抗素子23を介して反転入力端子の電位がレファレンス電源REFの電圧(例えば+0.5V)にプルアップされている。これにより、オペアンプ11の出力電圧からレファレンス電源REFの電圧によりプルアップされた分をキャンセルすることができる。このキャンセルが行われないとすると、オフセット分の電圧(例えば+0.5V)がオペアンプ21によって増幅されるので、常にオフセット分の電圧を $r2/r1$ 倍した電圧がオペアンプ21から出力されてしまい、大抵の場合、マイコン10の入力電圧の許容範囲を超えてしまい、電流の計測値が最大値に振り切れる状態となる。

10

20

30

40

50

このような不都合を防止するための回路部分となる。なお、抵抗素子 23 とレファレンス電源 R E F が「キャンセル回路」に対応する。

【0020】

オペアンプ 21 の出力端子からの出力電圧は、この出力端子とマイコン 10 のアナログデジタル変換器 10b の間に接続された抵抗素子 26 およびこの抵抗素子 26 の他端（アナログデジタル変換器 10b 側）と基準電位端子（接地端子）との間に接続された容量素子 27 からなる平滑回路を介して平滑化され、アナログデジタル変換器 10b へ入力される。この場合にマイコン 10 は、アナログデジタル変換器 10b で取り込まれた電圧の値から抵抗素子 24 によってプルアップされた電圧（レファレンス電源 R E F の電圧）の分だけ差し引いて（相殺して）、その電圧の値を用いて発光素子 2 に流れる電流を算出する。

10

【0021】

アナログデジタル変換器 10b へ入力される電圧は、オペアンプ 11 によって増幅した電圧の値とオペアンプ 21 によって増幅した電圧の値を乗じた値にプルアップされた電圧が重畳された値となるので、シャント抵抗素子 18 の両端電圧に対する感度がより高いことになる。このため、このアナログデジタル変換器 10b へ入力される電圧は、微弱電流に特化して用いることができる。つまり、マイコン 10 において、相対的に大きい電流の範囲ではアナログデジタル変換器 10a へ入力される電圧を用いて電流の値を求め、相対的に小さい電流の範囲ではアナログデジタル変換器 10b へ入力される電圧を用いて電流の値を求めるようにすれば、比較的広い範囲で電流検出が可能であり、かつ微弱電流の検出精度も向上させることができる。

20

【0022】

図 2 は、発光素子を流れる電流（計測電流）とマイコンへ入力される電圧（検出電圧）との関係を説明するための図である。図 2 では、横軸を計測電流、縦軸を検出電圧に対応させている。例えば、マイコン 10 への入力電圧の許容最大値が +5 V であるとする。この場合、レファレンス電源 R E F の電圧が +0.5 であるとする、これを考慮して最小値を +0.5 V に設定する。すなわち、下限側に +0.5 V の振り切れ防止幅を設ける。また、上限側においても検出誤差を考慮して、例えば +0.5 V の振り切れ防止幅を設ける。これらから、+0.5 V ~ +4.5 V の範囲、すなわち許容範囲を 4.0 V として設定することで、許容範囲の全体において検出電圧の振り切れを防止することができる。これにより、検出誤差による電圧の振り切れが防止される。

30

【0023】

図 3（A）、図 3（B）は、実際の電流計測時における計測電流と検出電圧の一例を説明するための図である。例えば、計測電流の最大値が 500 mA であるとする。計測電流が 500 mA である場合、マイコン 10 は、標準的な感度であるオペアンプ 11 による差動増幅回路の出力電圧をアナログデジタル変換器 10a にて取り込み、これを用いて発光素子 2 に流れる電流である計測電流の値を求める（図 3（A）参照）。なお、このとき高感度であるオペアンプ 21 による差動増幅回路の出力電圧の値は、マイコン 10 に取り込まれる際に上限側に振り切れた状態となるためマイコン 10 はこの出力電圧を使用しない。同様に、例えば計測電流が 200 mA の場合にもオペアンプ 11 による差動増幅回路の出力電圧を用いて計測電流の値が求められる（図 3（A）参照）。

40

【0024】

他方で、例えば計測電流が 50 mA である場合、マイコン 10 は、高感度であるオペアンプ 21 による差動増幅回路の出力電圧をアナログデジタル変換器 10b にて取り込み、これを用いて計測電流の値を求める（図 3（B）参照）。

【0025】

なお、この場合、オペアンプ 11 による差動増幅回路の出力電圧もその検出精度がそれほど低下しない範囲であるので、マイコン 10 は、オペアンプ 11 による差動増幅回路の出力電圧を用いて計測電流の値を求めることもできる（図 3（A）参照）。さらに、マイコン 10 は、オペアンプ 11、21 の各々による差動増幅回路の出力から得られた計測電流の値を比較し、所定基準よりも差が大きい場合には、回路のいずれかに故障が生じてい

50

ると判断してもよい。

【0026】

また、例えば計測電流が5mAである場合、マイコン10は、高感度であるオペアンプ21による差動増幅回路の出力電圧をアナログデジタル変換器10bにて取り込み、これを用いて計測電流の値を求める(図3(B)参照)。

【0027】

このように、マイコン10は、計測電流が相対的に大きい第1範囲(例えば本例では80mA~500mAの範囲)ではオペアンプ11による差動増幅回路の出力電圧を用いて計測電流を求めてそれを検出結果として採用(選択)し、計測電流が相対的に小さい第2範囲(例えば本例では0~80mAの範囲)ではオペアンプ21による差動増幅回路の出力電圧を用いて計測電流を求めてそれを検出結果として採用(選択)する。これにより、計測電流の全範囲に対応可能であり、かつ計測電流が微弱な範囲においてもその検出精度を高めることができる。なお、ここでいう「採用(選択)する」とは、例えばマイコン10が外部装置等へ出力する電流の検出結果として用いることであり、あるいはマイコン10が他の制御(例えば、発光素子の輝度制御)において当該電流の検出結果を用いることなどをいう。

【0028】

図4は、計測電流の誤差率の一例を示した図である。図中の曲線a1、a2に示すように、オペアンプ11による差動増幅回路の出力電圧に基づく計測電流の誤差率は、計測電流の値が小さくなるほど増大し、0に近づくにつれて急激に増大する。これに対して、図中の曲線b1、b2に示すように、オペアンプ21による差動増幅回路の出力電圧に基づく計測電流の誤差率は、計測電流の値が小さくなるほど増大し、0に近づくにつれて急激に増大するという傾向は同じであるが、誤差率の絶対値は小さい。このため、上記のように、計測電流が相対的に大きい第1範囲L1ではオペアンプ11による差動増幅回路の出力電圧を用い、計測電流が相対的に小さい第2範囲L2ではオペアンプ21による差動増幅回路の出力電圧を用いることで、計測電流の全範囲、とくに微弱電流の範囲における検出精度をより高めることができる。例えば図示の例では、計測電流の全範囲においてその検出精度が±8%以内に収められている。

【0029】

図5は、計測電流の補正について説明するための図である。上記した実施形態の電流計測装置を量産製品に適用する場合には、部品のバラツキ等により計測電流の検出精度に個体差が生じ得る。このような個体差を吸収するために、製品の製造時に以下に説明する補正を行うとよい。なお、例として、計測電流の最大値が500mAであるとし、レファレンス電源REFの電圧を+0.5Vであるとする。

【0030】

まず、0点補正を行う。具体的には、発光素子2に電流が流れていない場合、理想的な状態であれば計測電流に基づく電圧の値は+0.5Vとなる。しかし実際にはバラツキの影響により+0.5Vから外れた値となる。0点補正では、実際に電流を流していないときの電圧をマイコン10において計測し、その値を記憶しておく。この値が個体差であるので、実際に電圧を求める際にはこの記憶した値を用いる。

【0031】

次に、フルスケール補正を行う。具体的には、計測電流が最大値(ここでは500mA)である場合、理想的な状態であれば計測電流に基づく電圧の値は+4.5Vとなる。しかし実際にはバラツキの影響により+4.5Vから外れた値となる。フルスケール補正では、実際に精度の良い500mAの電流を流してそのときの電圧をマイコン10において計測し、その値を記憶しておく。この値が個体差であるので、実際に電圧を求める際にはこの記憶した値を用いる。

【0032】

図5に示すように、0点補正、フルスケール補正の各々によって求めた計測電流に対する電圧の値(図中、三角で示す)を直線で結ぶ。すると、電流計測の式は一次関数で表現

10

20

30

40

50

することができる。グラフの計測電流をX軸、検出電圧をY軸とすると、 $Y = AX + B$ （A：グラフ傾き、B：0点）と表現できる。次に、これに補正要素を取り入れる。Bは上記した0点補正の結果をそのまま代入可能である。Aについては、Bの値が決まった後に、フルスケール補正時の電流値および検出電圧の結果をこの式に当てはめた方程式から、傾きAの値を算出することができる。これらA、Bを用いて、電流算出式は $I = (V - B) / A$ と表せる。ここでのVは検出電圧である。これはオームの法則を表現しており、I部分は電流、 $(V - B)$ 部分は電圧、Aは抵抗に当てはめられる。部品バラツキの影響により、製品各々にこの式の係数（A、B）が異なるので、製品ごとに上記補正を実施し、各々に対してこの式を保持し、実際の電圧算出時に適用する。これにより、個体差を吸収できる。なお、この式は、標準感度、高感度の各々のオペアンプに対応して用意される。

10

【0033】

以下に、電流計測装置の各回路素子における具体的な数値例を説明する。

シャント抵抗素子18を 1.3Ω として、フルスケール電流値を 500mA 、レファレンス電源REFの電圧を $+0.5\text{V}$ とする。抵抗素子12、13をそれぞれ $1\text{k}\Omega$ とし、抵抗素子14、15をそれぞれ $6.2\text{k}\Omega$ とする。これにより、オペアンプ11のゲイン（増幅率）は6.2倍（ $6.2\text{k} / 1\text{k}$ ）であるので、電流が 500mA 流れたときの電圧は約 4.00V （ $= 1.3\Omega \times 500\text{mA} \times 6.2$ ）となる。0A時のレファレンス電圧が重畳されるので、このときにオペアンプ11の出力電圧は 4.5V となる。PWM電流の場合、この出力電圧はPWM挙動となり、これを平滑回路で平滑化して直流としてアナログデジタル変換器10aで取り込む。なお、アナログデジタル変換器10aの直前に、ノイズフィルタとしての機能およびアナログデジタル変換器10aの内部容量への電荷移動を抑制する機能を持たせるためのCR回路を更に設けてもよい。

20

【0034】

オペアンプ11による差動増幅回路の出力電圧が平滑回路によって直流に変換され、オペアンプ21に入力される。抵抗素子22、23を $10\text{k}\Omega$ 、抵抗素子24、25を $75\text{k}\Omega$ とすると、オペアンプ21のゲインは7.5倍（ $75\text{k} / 10\text{k}$ ）となる。反転入力端子においてレファレンス電圧が重畳するので、 0.5V がキャンセルされる。したがって、この 0.5V を差し引いた電圧がオペアンプ21によって7.5倍に増幅されることになる。

【0035】

1.3Ω のシャント抵抗素子18に流れた電流はオペアンプ11、21を経由して、各々のゲインを乗じた電圧がオペアンプ21による差動増幅回路の出力電圧となる。このときのフルスケール電流はフルスケール電圧を 4.0V として、 $4.00\text{V} / (1.3 \times (6.2 \times 7.5)) = 66.17\text{mA}$ となる。つまり、オペアンプ21のフルスケールレンジを 66.17mA と設定すると、 4.0V のレンジを最大限使用可能となる。ここでも同様に 0.5V のレファレンス電圧が重畳されるので、 66.17mA が流れたときにオペアンプ21の出力電圧は 4.5V となる。この電圧をアナログデジタル変換器10bで取り込む。なお、アナログデジタル変換器10bの直前に、ノイズフィルタとしての機能およびアナログデジタル変換器10bの内部容量への電荷移動を抑制する機能を持たせるためのCR回路を更に設けてもよい。

30

【0036】

上記の数値例による電流検出装置では、マイコン10は、 66.17mA 未満の範囲の電流に対しては高感度のオペアンプ21による差動増幅回路の出力電圧に基づいて電流を求めてこれを検出結果として採用し、 66.17mA 以上の範囲の電流に対しては標準感度のオペアンプ11による差動増幅回路の出力電圧に基づいて電流を求めてこれを検出結果として採用することで、検出精度を高めることができる。

40

【0037】

以上のような実施形態によれば、比較的広い範囲で電流検出が可能であって微弱電流の検出精度も向上させることが可能となる。

【0038】

50

なお、本発明は上記した実施形態の内容に限定されるものではなく、本発明の要旨の範囲内において種々に変形して実施をすることが可能である。例えば、上記した実施形態においてシャント抵抗素子は発光素子と直列に接続されていたが、発光素子に流れる電流の経路を分岐させたうちの1つの経路上にシャント抵抗素子を接続してもよい。また、上記した実施形態では電氣的負荷の一例として発光素子を例示していたが、他の電氣的負荷であってもよい。また、発光素子の駆動方法はPWM制御に限定されない。

【符号の説明】

【0039】

1：電流検出装置、10：マイコン10、10a、10b：アナログデジタル変換器、11、21：オペアンプ、11、12、13、14、15、16、21、22、23、24、25、26：抵抗素子、17、27：容量素子、18：シャント抵抗素子、REF：レファレンス電源

10

20

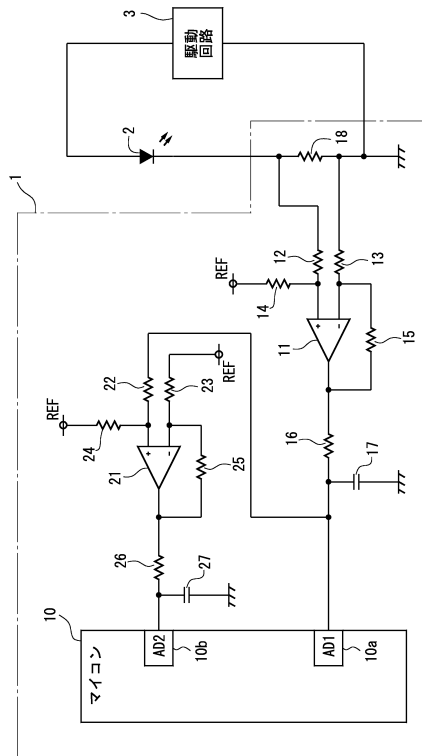
30

40

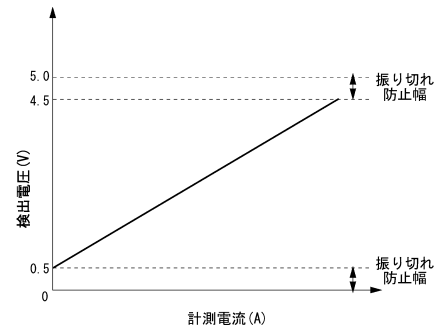
50

【図面】

【図 1】



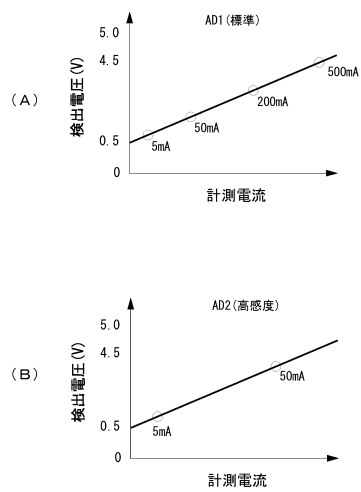
【図 2】



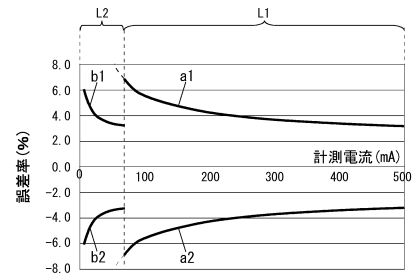
10

20

【図 3】



【図 4】

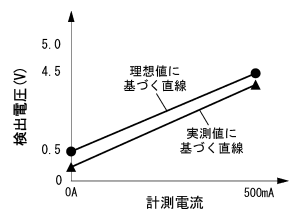


30

40

50

【図 5】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 2011-164008 (JP, A)
 特開 2017-138212 (JP, A)
 特開 2006-266738 (JP, A)
 特開平 8-75800 (JP, A)
 特表 2016-529871 (JP, A)
 国際公開第 2013/005655 (WO, A1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
 G01R 15/00
 G01R 19/00