

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6556217号
(P6556217)

(45) 発行日 令和1年8月7日(2019.8.7)

(24) 登録日 令和1年7月19日(2019.7.19)

(51) Int.Cl. F I
GO 1 F 1/696 (2006.01) GO 1 F 1/696 Z

請求項の数 13 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2017-243783 (P2017-243783)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成29年12月20日 (2017.12.20)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2019-109190 (P2019-109190A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	令和1年7月4日 (2019.7.4)	(74) 代理人	100110423
審査請求日	平成29年12月20日 (2017.12.20)		弁理士 曾我 道治
		(74) 代理人	100111648
			弁理士 梶並 順
		(74) 代理人	100122437
			弁理士 大宅 一宏
		(74) 代理人	100147566
			弁理士 上田 俊一
		(74) 代理人	100161171
			弁理士 吉田 潤一郎
		(74) 代理人	100194939
			弁理士 別所 公博

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 流量検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

内燃機関に空気を導入する吸気管内を流れる前記空気の流量を検出する流量検出装置であって、

前記吸気管内を流れる前記空気の一部が流れるバイパス流路と、

前記吸気管内を流れる前記空気の流量の大きさと、前記空気の流れ方向が前記流量検出装置側から前記内燃機関側の順流方向であるか前記順流方向と反対の逆流方向であるかに応じて、基準電圧を分圧することによって前記流量に応じた電圧をアナログ信号として出力する検出回路と、

前記検出回路によって出力される前記アナログ信号を入力として、入力される入力電圧と出力されるデジタルコードとが対応付けられたアナログ/デジタル変換特性に従って、入力される前記アナログ信号を前記デジタルコードに変換し、変換した前記デジタルコードをデジタル信号として出力する変換回路と、

を備え、

前記アナログ/デジタル変換特性での前記デジタルコードが取り得る範囲において、上限に対応する前記入力電圧を前記基準電圧とし、下限に対応する前記入力電圧を0とし、前記デジタルコードの最上位bitでの「0」から「1」への桁上がり時の境界に対応する前記入力電圧を前記基準電圧の1/2としたとき、

前記変換回路に入力される前記順流方向に対応する前記アナログ信号である順流アナログ信号は、

10

20

前記基準電圧の $1/2$ よりも大きくなるように設定されている
流量検出装置。

【請求項 2】

前記検出回路は、

前記基準電圧を出力する定電圧源と、

第 1 の流量検出用抵抗体と第 2 の流量検出用抵抗体とが直列に接続されて構成される直列回路と、

を備え、

前記直列回路は、一端が接地され、他端が前記定電圧源に接続され、

前記検出回路は、前記第 1 の流量検出用抵抗体の電圧を前記アナログ信号として出力する

10

請求項 1 に記載の流量検出装置。

【請求項 3】

前記第 1 の流量検出用抵抗体および前記第 2 の流量検出用抵抗体の抵抗値の比率が調整されることで、前記順流アナログ信号が、前記基準電圧の $1/2$ よりも大きくなるように設定されている

請求項 2 に記載の流量検出装置。

【請求項 4】

前記順流アナログ信号が、前記基準電圧の $1/2$ よりも大きくなるように、前記検出回路によって出力される前記アナログ信号を調整して出力する調整回路をさらに備え、

20

前記変換回路は、前記検出回路によって出力される前記アナログ信号の代わりに、前記調整回路によって出力される前記アナログ信号を入力として、前記デジタル信号を出力する

請求項 2 に記載の流量検出装置。

【請求項 5】

前記検出回路は、

前記基準電圧を出力する定電圧源と、

第 1 の固定抵抗と第 2 の固定抵抗とが直列に接続されて構成される第 1 の直列回路と

、

第 1 の流量検出用抵抗体と第 2 の流量検出用抵抗体とが直列に接続されて構成される第 2 の直列回路と、

30

非反転入力端子が前記第 1 の固定抵抗と前記第 2 の固定抵抗との接続点に接続され、反転入力端子が前記第 1 の流量検出用抵抗体と前記第 2 の流量検出用抵抗体との接続点に接続されるオペアンプと、

前記オペアンプの前記反転入力端子側に一端が接続され、前記オペアンプの出力側に他端が接続される空気温度検出用抵抗体と、

を備え、

前記第 1 の直列回路と前記第 2 の直列回路とは、一端が接地され、他端が前記定電圧源に接続され、

前記検出回路は、前記オペアンプの出力を前記アナログ信号として出力する

40

請求項 1 に記載の流量検出装置。

【請求項 6】

前記第 1 の流量検出用抵抗体および前記第 2 の流量検出用抵抗体の抵抗値の比率が調整されることで、前記順流アナログ信号が、前記基準電圧の $1/2$ よりも大きくなるように設定されている

請求項 5 に記載の流量検出装置。

【請求項 7】

前記順流アナログ信号が、前記基準電圧の $1/2$ よりも大きくなるように、前記検出回路によって出力される前記アナログ信号を調整して出力する調整回路をさらに備え、

前記変換回路は、前記検出回路によって出力される前記アナログ信号の代わりに、前記

50

調整回路によって出力される前記アナログ信号を入力として、前記デジタル信号を出力する

請求項 5 に記載の流量検出装置。

【請求項 8】

前記検出回路は、

前記基準電圧を出力する定電圧源と、

第 1 の固定抵抗と、第 1 の空気温度検出用抵抗体および第 2 の空気温度検出用抵抗体と、第 2 の固定抵抗とが直列に接続されて構成される第 1 の直列回路と、

第 3 の固定抵抗と、第 1 の温度検出用抵抗体および第 2 の温度検出用抵抗体とが直列に接続されて構成される第 2 の直列回路と、

第 4 の固定抵抗と流量検出用抵抗体とが直列に接続されて構成される第 3 の直列回路と、

非反転入力端子が前記第 1 の温度検出用抵抗体と前記第 2 の温度検出用抵抗体との接続点に接続され、反転入力端子が前記第 1 の空気温度検出用抵抗体と前記第 2 の空気温度検出用抵抗体との接続点に接続されるオペアンプと、

ベース側が前記オペアンプの出力側に接続され、コレクタ側が前記定電圧源に接続されるトランジスタと、

を備え、

前記第 1 の直列回路と、前記第 2 の直列回路と、前記第 3 の直列回路とは、一端が接地され、他端が前記トランジスタのエミッタ側に接続され、

前記検出回路は、前記第 4 の固定抵抗の電圧を前記アナログ信号として出力する

請求項 1 に記載の流量検出装置。

【請求項 9】

前記第 1 の空気温度検出用抵抗体、前記第 2 の空気温度検出用抵抗体、第 1 の固定抵抗および第 2 の固定抵抗の抵抗値の比率が調整されることで、前記順流アナログ信号が、前記基準電圧の 1 / 2 よりも大きくなるように設定されている

請求項 8 に記載の流量検出装置。

【請求項 10】

前記順流アナログ信号が、前記基準電圧の 1 / 2 よりも大きくなるように、前記検出回路によって出力される前記アナログ信号を調整して出力する調整回路をさらに備え、

前記変換回路は、前記検出回路によって出力される前記アナログ信号の代わりに、前記調整回路によって出力される前記アナログ信号を入力として、前記デジタル信号を出力する

請求項 8 に記載の流量検出装置。

【請求項 11】

前記検出回路は、

前記基準電圧を出力する定電圧源と、

直列に接続される第 1 の流量検出用抵抗体および第 2 の流量検出用抵抗体と、直列に接続される第 3 の流量検出用抵抗体および第 4 の流量検出用抵抗体とが並列に接続されて構成される並列回路と、第 1 の固定抵抗とが直列に接続されて構成される第 1 の直列回路と、

空気温度検出用抵抗体と第 2 の固定抵抗とが直列に接続されて構成される第 2 の直列回路と、

非反転入力端子が前記並列回路と前記第 1 の固定抵抗との接続点に接続され、反転入力端子が前記空気温度検出用抵抗体と前記第 2 の固定抵抗との接続点に接続される第 1 のオペアンプと、

非反転入力端子が前記第 3 の流量検出用抵抗体と前記第 4 の流量検出用抵抗体との接続点に接続され、反転入力端子が前記第 1 の流量検出用抵抗体と前記第 2 の流量検出用抵抗体との接続点に接続される第 2 のオペアンプと、

ベース側が前記第 1 のオペアンプの出力側に接続され、コレクタ側が前記定電圧源に

10

20

30

40

50

接続されるトランジスタと、

を備え、

前記第 1 の直列回路と前記第 2 の直列回路とは、一端が接地され、他端が前記トランジスタのエミッタ側に接続され、

前記検出回路は、前記第 2 のオペアンプの出力を前記アナログ信号として出力する

請求項 1 記載の流量検出装置。

【請求項 1 2】

前記第 1 の流量検出用抵抗体、前記第 2 の流量検出用抵抗体、前記第 3 の流量検出用抵抗体および前記第 4 の流量検出用抵抗体の抵抗値の比率が調整されることで、前記順流アナログ信号が、前記基準電圧の $1/2$ よりも大きくなるように設定されている

10

請求項 1 1 に記載の流量検出装置。

【請求項 1 3】

前記順流アナログ信号が、前記基準電圧の $1/2$ よりも大きくなるように、前記検出回路によって出力される前記アナログ信号を調整して出力する調整回路をさらに備え、

前記変換回路は、前記検出回路によって出力される前記アナログ信号の代わりに、前記調整回路によって出力される前記アナログ信号を入力として、前記デジタル信号を出力する

請求項 1 1 に記載の流量検出装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

20

【0001】

本発明は、内燃機関に吸入される空気の流量を検出する流量検出装置に関する。

【背景技術】

【0002】

自動車等に搭載される内燃機関に適用される電子制御式の燃料噴射システムでは、内燃機関に吸入される空気の質量流量を検出する流量検出装置が広く使用されている。流量検出装置の一般的な検出方式としては、熱式、カルマン渦式等が挙げられる。

【0003】

熱式の流量検出装置は、周囲を流れる空気によって変化した熱線の温度を元に戻すために熱線に流す必要のある電流に基づき、空気の流量を検出するように構成されている。カルマン渦式の流量検出装置は、流体中に配置された物体の下流にて左右交互に規則正しく生じるカルマン渦の発生周波数に基づき、空気の流量を検出するように構成されている。

30

【0004】

また、流路を流れる空気の温度を検出し、その温度に応じた電圧を演算処理回路に取り込み、A/D変換部にてデジタル変換等の信号処理を行うように構成されている流量検出装置が提案されている（例えば、特許文献 1 参照）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献 1】特許第 5 3 0 4 7 6 6 号公報

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献 1 に記載の従来技術は、A/D変換部の非線形誤差による検出精度の低下を防ぐために、後段回路にてA/D変換の線形補正を行うように構成されているので、流量検出装置の回路構成が複雑である。

【0007】

本発明は、上記のような課題を解決するためになされたものであり、回路構成の複雑化を防ぎつつ、流量の検出精度の向上を図ることのできる流量検出装置を得ることを目的とする。

50

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明における流量検出装置は、内燃機関に空気を導入する吸気管内を流れる空気の流量を検出する流量検出装置であって、吸気管内を流れる空気の一部が流れるバイパス流路と、吸気管内を流れる空気の流量の大きさと、空気の流れ方向が流量検出装置側から内燃機関側の順流方向であるか順流方向と反対の逆流方向であるかに応じて、基準電圧を分圧することによって流量に応じた電圧をアナログ信号として出力する検出回路と、検出回路によって出力されるアナログ信号を入力として、入力される入力電圧と出力されるデジタルコードとが対応付けられたアナログ/デジタル変換特性に従って、入力されるアナログ信号をデジタルコードに変換し、変換したデジタルコードをデジタル信号として出力する変換回路と、を備え、アナログ/デジタル変換特性でのデジタルコードが取り得る範囲において、上限に対応する入力電圧を基準電圧とし、下限に対応する入力電圧を0とし、デジタルコードの最上位bitでの「0」から「1」への桁上がり時の境界に対応する入力電圧を基準電圧の1/2としたとき、変換回路に入力される順流方向に対応するアナログ信号である順流アナログ信号は、基準電圧の1/2よりも大きくなるように設定されているものである。

10

【発明の効果】

【0009】

本発明によれば、回路構成の複雑化を防ぎつつ、流量の検出精度の向上を図ることができる流量検出装置を得ることができる。

20

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】本発明の実施の形態1における流量検出装置を示す構成図である。

【図2】本発明の実施の形態1における流量検出素子の平面図である。

【図3】図2のA-A線に沿った矢視断面図である。

【図4】本発明の実施の形態1における検出回路の構成を示す回路図である。

【図5】本発明の実施の形態1における検出回路と変換回路との構成を示すブロック図である。

【図6】本発明の実施の形態1における変換回路のアナログ/デジタル変換特性の一例を示す概略図である。

30

【図7】本発明の実施の形態1における変換回路に対して流量と、デジタルコードの一般的な割り振りを適用した場合の流量と、デジタルコードとの関係の一例を示す概略図である。

【図8】本発明の実施の形態1における検出回路によって出力されるアナログ信号と変換回路によって出力されるデジタル信号との関係の一例を示す概略図である。

【図9】本発明の実施の形態1における検出回路の第1の流量検出用抵抗体および第2の流量検出用抵抗体の抵抗値の比率を変化させた場合の流量とアナログ信号との関係の一例を示す概略図である。

【図10】本発明の実施の形態2における検出回路と、変換回路と、調整回路との構成を示すブロック図である。

40

【図11】本発明の実施の形態3における流量検出素子の平面図である。

【図12】図11のA-A線に沿った矢視断面図である。

【図13】本発明の実施の形態3における検出回路の構成を示す回路図である。

【図14】本発明の実施の形態4における検出回路と、変換回路と、調整回路との構成を示すブロック図である。

【図15】本発明の実施の形態5における流量検出素子の平面図である。

【図16】図15のA-A線に沿った矢視断面図である。

【図17】本発明の実施の形態5における検出回路の構成を示す回路図である。

【図18】本発明の実施の形態6における検出回路と、変換回路と、調整回路との構成を示すブロック図である。

50

【図 19】本発明の実施の形態 7 における流量検出素子の平面図である。

【図 20】図 19 の A - A 線に沿った矢視断面図である。

【図 21】本発明の実施の形態 7 における検出回路の構成を示す回路図である。

【図 22】本発明の実施の形態 8 における検出回路と、変換回路と、調整回路との構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下、本発明による流量検出装置を、好適な実施の形態にしたがって図面を用いて説明する。なお、図面の説明においては、同一部分または相当部分には同一符号を付し、重複する説明を省略する。

10

【0012】

実施の形態 1 .

図 1 は、本発明の実施の形態 1 における流量検出装置 1 を示す構成図である。なお、図 1 では、内燃機関に空気を導入する吸気管 2 に取り付けられている流量検出装置 1 を、空気の流れ方向 X に平行な平面で切断したときの側断面が示されている。また、吸気管 2 内を空気が流量検出装置 1 側から内燃機関側に流れる方向を順流方向 X 1 と定義し、吸気管 2 内を空気が内燃機関側から流量検出装置 1 側に流れる方向、すなわち順流方向 X 1 と反対の方向を逆流方向 X 2 と定義する。

【0013】

図 1 において、流量検出装置 1 は、吸気管 2 に設けられた挿入孔 4 を通って吸気管 2 内に挿入されている本体部 3 と、吸気管 2 に固定されているフランジ部 5 と、フランジ部 5 に設けられているコネクタ部 10 とを備える。

20

【0014】

本体部 3 には、流量検出素子 7 が内部に配置されているバイパス流路 6 と、回路基板 8 と、回路基板 8 を収納する回路収納部 9 とが設けられている。

【0015】

バイパス流路 6 は、吸気管 2 内に位置し、吸気管 2 内を流れる空気の一部が流れる。すなわち、バイパス流路 6 は、吸気管 2 内を流れる空気の一部を流入口 6 1 から取り込む。バイパス流路 6 に取り込まれた空気は、バイパス流路 6 内を流れた後、流出口 6 2 から吸気管 2 に戻される。

30

【0016】

回路基板 8 は、回路収納部 9 に収納されている。回路基板 8 には、後述する検出回路 15 および変換回路 16 が搭載されている。回路基板 8 に搭載されている検出回路 15 および変換回路 16 は、コネクタ部 10 を介して、外部電源と制御装置（図示せず）とに電氣的に接続されている。これにより、検出回路 15 および変換回路 16 が駆動するのに必要な電源が外部電源から供給されるとともに、変換回路 16 の出力が制御装置に入力される。

【0017】

次に、流量検出素子 7 の構成について、図 2 および図 3 を参照しながら説明する。図 2 は、本発明の実施の形態 1 における流量検出素子 7 の平面図である。図 3 は、図 2 の A - A 線に沿った矢視断面図である。

40

【0018】

図 2 および図 3 において、流量検出素子 7 は、検出部 11 と、シリコン基板 13 と、シリコン基板 13 の表面に形成され、検出部 11 を覆う絶縁膜 14 とを備える。検出部 11 は、第 1 の流量検出用抗体（以下、単に「抗体」と略す）12 a および第 2 の流量検出用抗体（以下、単に「抗体」と略す）12 b によって構成される。抗体 12 a および抗体 12 b は、絶縁膜 14 内に配置されている。

【0019】

図 3 に示すように、シリコン基板 13 の裏面側がエッチング等によって除去されることで、抗体 12 a および抗体 12 b が形成されている層が薄膜構造となっている。

50

【0020】

次に、検出回路15および変換回路16の構成について、図4および図5を参照しながら説明する。図4は、本発明の実施の形態1における検出回路15の構成を示す回路図である。図5は、本発明の実施の形態1における検出回路15と変換回路16との構成を示すブロック図である。

【0021】

図4において、検出回路15は、定電圧源Eと、抵抗体12aおよび抵抗体12bを有する直列回路とを備える。定電圧源Eは、基準電圧Vrefを出力する。直列回路は、抵抗体12aと抵抗体12bとが直列に接続されて構成される。直列回路は、一端が接地され、他端が定電圧源Eに接続される。

10

【0022】

抵抗体12aおよび抵抗体12bの一端同士が直列に接続されている。抵抗体12aの他端は接地され、抵抗体12bの他端は定電圧源Eに接続されている。

【0023】

ここで、バイパス流路6内の上流側に位置する抵抗体12aと、バイパス流路6内の下流側に位置する抵抗体12bとの間では、吸気管2内を流れる空気の流量Qmに応じた温度差が生じる。このような温度差が生じることで、抵抗体12aおよび抵抗体12bの抵抗値の比率が変化する。

【0024】

したがって、検出回路15は、流量Qmの大きさと、空気の流れ方向が順流方向X1であるか逆流方向X2であるかに応じて、基準電圧Vrefを分圧することによって流量Qmに応じた電圧をアナログ信号Vmとして出力することが可能となる。具体的には、図4に示すように、検出回路15は、抵抗体12aの電圧をアナログ信号Vmとして出力するように構成されている。

20

【0025】

図5において、検出回路15は、流量Qmに応じたアナログ信号Vmを出力する。検出回路15によって出力されるアナログ信号Vmは、変換回路16に輸入される。

【0026】

変換回路16は、検出回路15によって出力されるアナログ信号Vmを輸入として、アナログ/デジタル変換特性に従って、入力されるアナログ信号Vmをデジタルコードに変換し、変換したデジタルコードをデジタル信号Dmとして出力する。変換回路16のアナログ/デジタル変換特性は、変換回路16に輸入される入力電圧と、変換回路16によって出力されるデジタルコードとが対応付けられた特性である。

30

【0027】

ここで、変換回路16のアナログ/デジタル変換特性について、図6を参照しながら説明する。図6は、本発明の実施の形態1における変換回路16のアナログ/デジタル変換特性の一例を示す概略図である。

【0028】

なお、図6において、横軸は、変換回路16に輸入されるアナログ信号Vm、すなわち入力電圧を示し、縦軸は、入力電圧に対応して変換回路16によってデジタル信号Dmとして出力されるデジタルコードを示している。また、図6では、変換回路16に一般的な変換誤差が存在する場合のアナログ/デジタル変換特性の一例を示している。

40

【0029】

図6に示すように、入力電圧とデジタルコードとの関係について、最小有効ビット1LSB当たりの入力電圧幅が一定であることが理想的である。しかしながら、変換回路16の種類によっては、特定のデジタルコードに対応する入力電圧幅が、他のデジタルコードに対応する入力電圧幅よりも大きくなる。

【0030】

1LSB当たりの入力電圧幅によっては、入力電圧に対応して本来出力されるべきデジタルコードが出力されない現象、すなわち、ミッシングコードが発生することがある。

50

【0031】

このような変換誤差が変換回路16に存在する場合、流量 Q_m に応じたアナログ信号 V_m が検出回路15から変換回路16に入力されても、アナログ信号 V_m からデジタル信号 D_m への正確な変換が行われず、結果として、流量 Q_m の検出精度の悪化が懸念される。

【0032】

次に、流量 Q_m と、デジタルコードの一般的な割り振りを変換回路16に適用した場合の流量 Q_m と、デジタルコードとの関係について、図7を参照しながら説明する。図7は、本発明の実施の形態1における変換回路16に対して流量 Q_m と、デジタルコードの一般的な割り振りを適用した場合の流量 Q_m と、デジタルコードとの関係の一例を示す概略図である。

10

【0033】

なお、図7において、縦軸は、流量 Q_m に対応して変換回路16に入力される入力電圧と、その入力電圧に対応して変換回路16によって出力されるデジタルコードとを併せて示し、横軸は、デジタルコードに対応する流量 Q_m を示している。

【0034】

また、図7では、デジタルコードが取り得る範囲において、上限に対応する入力電圧を基準電圧 V_{ref} とし、下限に対応する入力電圧を0とし、デジタルコードの最上位bitでの「0」から「1」への桁上がり時の境界に対応する入力電圧を基準電圧 V_{ref} の $1/2$ としている。

【0035】

さらに、図7では、流量 Q_m は、値の大きさによって空気の流量の大きさを示し、値の符号によって空気の流れ方向を示している。具体的には、流量 Q_m は、0を境界として、正の値と負の値を取る。流量 Q_m の符号が正である場合には、空気の流れ方向が順流方向 X_1 であることを示し、その符号が負である場合には、その流れ方向が逆流方向 X_2 であることを示す。

20

【0036】

図7に示すように、デジタルコードは、最上位bitを流量の符号とし、順流方向と逆流方向にそれぞれ同じ階調分だけ割り振られる。この場合、最上位bitでの「0」から「1」への桁上がり前後のデジタルコードは、特に、非線形誤差の影響を受けやすい。このような非線形誤差の影響を受けやすい流量域としては、図7に示す例では、空気の流れがほとんどない、すなわち流量が0近辺の流量域となる。

30

【0037】

次に、変換回路16のアナログ/デジタル変換特性においてミッシングコードが発生する場合のアナログ信号 V_m とデジタル信号 D_m との関係について、図8を参照しながら説明する。図8は、本発明の実施の形態1における検出回路15によって出力されるアナログ信号 V_m と変換回路16によって出力されるデジタル信号 D_m との関係の一例を示す概略図である。

【0038】

図8に示すように、流量の連続的な時間変化に応じたアナログ信号 V_m が検出回路15から変換回路16に入力されると、変換回路16は、アナログ信号 V_m に対応したデジタルコードをデジタル信号 D_m として出力する。

40

【0039】

また、図8に示すように、アナログ信号 V_m が特定の入力電圧範囲に含まれる場合には、そのアナログ信号 V_m に対応した本来のデジタルコードが変換回路16によって出力されない。すなわち、検出回路15から変換回路16に入力されるアナログ信号 V_m がこのような特定の入力電圧範囲に含まれれば、ミッシングコードが発生する。

【0040】

ミッシングコードが発生すれば、アナログ信号 V_m に対応した本来のデジタルコードが出力されないため、流量 Q_m の検出精度が悪化する。さらに、後段の信号処理回路(図示せず)によって進み補正が実施されるように流量検出装置1が構成される場合には、流量

50

Q mの検出精度がさらに悪化することが考えられる。

【0041】

以上のような考察を踏まえ、流量検出装置1では、実使用流量域、すなわち空気の流れ方向が順流方向である流量範囲では、変換回路16に起因した変換誤差の影響を受けないようにして、流量Q mの検出精度の低下を抑制する工夫が施されている。具体的には、流量検出装置1において、変換回路16に入力される順流方向に対応するアナログ信号V m（以下、「順流アナログ信号」と称す）は、アナログ/デジタル変換特性においてミッシングコードが発生しうる入力電圧範囲（以下、「ミッシング入力電圧範囲」と称す）よりも大きくなるように設定されている。

【0042】

一例として、図7に示すような割り振りが変換回路16に適用された場合、ミッシング入力電圧範囲は、基準電圧V r e fの1/2の値に対して上下にマージンを取った電圧範囲となる。

【0043】

ここで、ミッシング入力電圧範囲よりも、順流アナログ信号が大きくなるように設定する手法の一例として、検出回路15を構成する抵抗体12 aおよび抵抗体12 bの抵抗値の比率（以下、「第1の比率」と称す）を調整する手法が挙げられる。

【0044】

図9は、本発明の実施の形態1における検出回路15の抵抗体12 aおよび抵抗体12 bの抵抗値の比率を変化させた場合の流量Q mと、アナログ信号V mとの関係の一例を示す概略図である。

【0045】

なお、図9では、第1の比率が比率Aである場合と比率Bである場合とに分けて、流量Q mとアナログ信号V mとの関係を示している。

【0046】

ここで、検出回路15によって出力されるアナログ信号V mは、抵抗体12 aの抵抗値をR h uとし、抵抗体12 bの抵抗値をR h dとし、定電圧源Eが出力する基準電圧をV r e fとしたとき、以下の式(1)によって表される。

【0047】

$$V m = R h u / (R h u + R h d) \times V r e f \quad (1)$$

【0048】

式(1)から、アナログ信号V mは、R h uとR h dとの比率、すなわち第1の比率に依存した信号であることが分かる。

【0049】

図9に示すように、第1の比率が比率Aである場合、ミッシング入力電圧範囲に含まれるアナログ信号V mが順流方向に対応するものである。第1の比率が比率Bである場合、ミッシング入力電圧範囲に含まれるアナログ信号V mが逆流方向に対応するものである。

【0050】

したがって、第1の比率が比率Aである場合、流量Q mの大きさによっては、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲に含まれることがある。すなわち、第1の比率が比率Aである場合、空気の流れ方向が順流方向である流量範囲で、検出される流量Q mは、変換回路16に起因した変換誤差の影響を受けることがある。

【0051】

一方、第1の比率が比率Bである場合、流量Q mの大きさによっては、逆流方向に対応するアナログ信号V mがミッシング入力電圧範囲に含まれることがある。しかしながら、この場合、流量Q mの大きさによらず、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲に含まれることがない。すなわち、第1の比率が比率Bである場合、空気の流れ方向が順流方向である流量範囲で、検出される流量Q mは、変換回路16に起因した変換誤差の影響を受けない。

【0052】

10

20

30

40

50

そこで、検出回路 15 では、事前に第 1 の比率を調整しておくことで、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるように設定されている。

【0053】

これにより、最上位 bit での「0」から「1」への桁上がり前後のデジタルコードを、実使用流量域に割り振ることなく、実使用流量域に該当しない流量域だけに割り振るようにすることが可能となる。すなわち、実使用流量域では、ミッシング入力電圧範囲に含まれないアナログ信号 V_m が検出回路 15 から変換回路 16 に入力されるので、実使用流量域でのミッシングコードの発生を抑制することが可能となる。

【0054】

したがって、変換回路 16 の構成を変えなくとも、第 1 の比率を変えるだけで、流量 Q_m の検出精度の向上を図ることができる。

【0055】

以上、本実施の形態 1 の流量検出装置によれば、吸気管内を流れる空気の流量に応じた電圧をアナログ信号として出力する検出回路と、検出回路から入力されるアナログ信号をアナログ/デジタル変換特性に従ってデジタル信号に変換して出力する変換回路とを備えて構成されている。さらに、変換回路に入力される順流方向に対応するアナログ信号である順流アナログ信号は、アナログ/デジタル変換特性においてミッシングコードが発生しうる入力電圧範囲であるミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるように設定されている。

【0056】

なお、実施の形態 1 では、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるよう設定されるように、検出回路の第 1 の流量検出用抵抗体および第 2 の流量検出用抵抗体の抵抗値の比率が調整される場合を例示している。

【0057】

これにより、変換回路の変換特性の影響を取り除いて流量の検出精度の向上を図ることができる。また、流量の検出精度の向上を図るにあたって、回路構成を複雑化する必要がないので、流量検出装置の小型化および低コスト化の実現を図ることができる。このように、回路構成の複雑化を防ぎつつ、流量の検出精度の向上を図ることのできる流量検出装置を得ることができる。

【0058】

実施の形態 2 .

本発明の実施の形態 2 では、先の実施の形態 1 の構成に対して調整回路 17 をさらに備えた流量検出装置 1 について説明する。なお、本実施の形態 2 では、先の実施の形態 1 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1 と異なる点を中心に説明する。

【0059】

ここで、ミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定する手法として、先の実施の形態 1 では、第 1 の比率が調整されるのに対して、本実施の形態 2 では、流量検出装置 1 に調整回路 17 が設けられている。

【0060】

図 10 は、本発明の実施の形態 2 における検出回路 15 と、変換回路 16 と、調整回路 17 との構成を示すブロック図である。

【0061】

図 10 において、検出回路 15 は、アナログ信号 V_m を調整回路 17 に出力する。調整回路 17 は、変換回路 16 に入力される順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるように、検出回路 15 によって出力されるアナログ信号 V_m を調整し、その調整後のアナログ信号 V_m をアナログ信号 V_m' として変換回路 16 に出力する。変換回路 16 は、調整回路 17 から入力されるアナログ信号 V_m' をデジタル信号 D_m に変換する。

【0062】

次に、調整回路 17 の構成例について説明する。調整回路 17 は、例えば、加算回路に

10

20

30

40

50

よって構成される。

【0063】

加算回路は、検出回路15から入力されるアナログ信号 V_m をプラス側にオフセットし、そのオフセット後のアナログ信号 V_m をアナログ信号 V_m' として出力する。換言すると、加算回路は、アナログ信号 V_m に一定のオフセット量を加算することで得られるアナログ信号 V_m' を出力する。

【0064】

したがって、変換回路16に入力される順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるように、事前に加算回路のオフセット量を決めておくことで、ミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定することができる。

10

【0065】

なお、調整回路17は、加算回路によって構成される場合を例示したが、これに限定されず、調整回路17は、反転増幅回路等によって構成されていてもよい。

【0066】

以上、本実施の形態2の流量検出装置によれば、先の実施の形態1の構成に対して、調整回路をさらに備え、変換回路は、検出回路によって出力されるアナログ信号の代わりに、調整回路によって出力されるアナログ信号を入力として、デジタル信号を出力するように構成されている。

【0067】

これにより、検出回路において第1の比率を事前に調整しなくても、調整回路によってミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定することが可能となる。また、検出回路の後段にてアナログ信号が調整されるようになっているので、先の実施の形態1と比べて、検出回路のばらつきも含めて、変換回路に入力されるアナログ信号をより高精度に調整することが可能となる。

20

【0068】

実施の形態3

本発明の実施の形態3では、先の実施の形態1の構成に対して検出回路15の構成が異なる流量検出装置1について説明する。なお、本実施の形態3では、先の実施の形態1と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態1と異なる点を中心に説明する。

【0069】

図11は、本発明の実施の形態3における流量検出素子7の平面図である。図12は、図11のA-A線に沿った矢視断面図である。

30

【0070】

図11および図12において、流量検出素子7は、検出部11と、空気温度検出用抵抗体(以下、単に「抵抗体」と略す)18と、シリコン基板13と、シリコン基板13の表面に形成され、検出部11および抵抗体18を覆う絶縁膜14とを備える。検出部11は、抵抗体12aおよび抵抗体12bによって構成される。

【0071】

抵抗体18は、抵抗体12aおよび抵抗体12bと同様に感熱抵抗であり、流量検出素子7の表面上の検出部11以外の部分に配置されている。抵抗体18は、空気の温度を検出するためのものである。

40

【0072】

先の実施の形態1と同様に、シリコン基板13の裏面側がエッチング等によって除去されることで、抵抗体12aおよび抵抗体12bが形成されている層が薄膜構造となっている。

【0073】

次に、検出回路15の構成について、図13を参照しながら説明する。図13は、本発明の実施の形態3における検出回路15の構成を示す回路図である。

【0074】

図13において、検出回路15は、定電圧源Eと、固定抵抗19および固定抵抗20を

50

有する第1の直列回路と、抵抗体12aおよび抵抗体12bを有する第2の直列回路と、オペアンプ23と、抵抗体18とを備える。第1の直列回路は、固定抵抗19と固定抵抗20とが直列に接続されて構成される。第2の直列回路は、抵抗体12aと抵抗体12bとが直列に接続されて構成される。

【0075】

第1の直列回路と第2の直列回路とは、一端が接地され、他端が定電圧源Eに接続されている。すなわち、抵抗体12aと固定抵抗19とは接地され、抵抗体12bと固定抵抗20との接続点は、定電圧源Eに接続される。

【0076】

オペアンプ23の非反転入力端子は、固定抵抗19と固定抵抗20との接続点に接続され、オペアンプ23の反転入力端子は、抵抗体12aと抵抗体12bとの接続点に接続される。抵抗体18の一端は、オペアンプ23の反転入力端子側に接続され、抵抗体18の他端は、オペアンプ23の出力側に接続される。検出回路15は、オペアンプ23の出力をアナログ信号Vmとして出力するように構成されている。

【0077】

このような検出回路15の構成によって、第1の直列回路の中間電位と第2の直列回路の中間電位とは、それぞれ、オペアンプ23の非反転入力端子と反転入力端子とに入力される。また、オペアンプ23の出力は、抵抗体18を経由してオペアンプ23の反転入力端子にフィードバックされることとなる。

【0078】

ここで、抵抗体12aと抵抗体12bとは、それぞれ、加熱電流Ihuと過熱電流Ihdとが流れ、その結果、ジュール熱が発生する。検出部11上に空気が流れると、下流側に位置する抵抗体12bよりも、上流側に位置する抵抗体12aの方が冷却されやすい。そのため、検出回路15では、抵抗体12aと抵抗体12bとの接続点の電位V_上が変化し、固定抵抗19と固定抵抗20との接続点の電位V_下と等しくなるようにオペアンプ23の出力、すなわち検出回路15によって出力されるアナログ信号Vmが変化する。

【0079】

したがって、このアナログ信号Vmを確認することで、流量Qmを検出することが可能となる。ここで、検出回路15によって出力されるアナログ信号Vmは、以下の式(2)によって表される。ただし、式(2)において、Aは、オペアンプ23の増幅度を示し、V_上は、オペアンプ23の非反転入力端子の電圧を示し、V_下は、オペアンプ23の反転入力端子の電圧を示す。

【0080】

$$V_m = A \times (V_{上} - V_{下}) \quad (2)$$

【0081】

ここで、V_上は、上述したとおり、抵抗体12aと抵抗体12bとの接続点の電位であるので、抵抗体12aおよび抵抗体12bの抵抗値の比率、すなわち第1の比率を調整することで、変化させることが可能である。式(2)から分かるように、V_上を変化させることで、アナログ信号Vmを変化させることができる。

【0082】

つまり、検出回路15の構成が図13に示す構成であっても、先の実施の形態1と同様に、事前に第1の比率を調整することで、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるように設定することができる。

【0083】

したがって、先の実施の形態1と同様に、変換回路16の構成を変えなくても、第1の比率を変えるだけで、流量Qmの検出精度の向上を図ることができる。また、図13に示す検出回路15では、オペアンプ23を使用した差動増幅回路の構成が用いられているので、先の実施の形態1と比べて、流量Qmの変化に対してより高感度なアナログ信号Vmを得ることが可能となる。

【0084】

10

20

30

40

50

以上、本実施の形態 3 の流量検出装置によれば、図 1 3 に示す検出回路において、第 1 の流量検出用抵抗体および第 2 の流量検出用抵抗体の抵抗値の比率が調整されることで、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるよう設定されている。

【 0 0 8 5 】

このように構成した場合であっても、先の実施の形態 1 と同様の効果が得られ、さらに、先の実施の形態 1 に比べて、空気の流量の変化に対してより感度の高い流量検出装置の実現が図れる。

【 0 0 8 6 】

実施の形態 4 .

本発明の実施の形態 4 では、先の実施の形態 3 の構成に対して調整回路 1 7 をさらに備えた流量検出装置 1 について説明する。なお、本実施の形態 4 では、先の実施の形態 3 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 3 と異なる点を中心に説明する。

【 0 0 8 7 】

ここで、ミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定する手法として、先の実施の形態 3 では、第 1 の比率が調整されるのに対して、本実施の形態 2 では、流量検出装置 1 に調整回路 1 7 が設けられている。

【 0 0 8 8 】

図 1 4 は、本発明の実施の形態 4 における検出回路 1 5 と、変換回路 1 6 と、調整回路 1 7 との構成を示すブロック図である。

【 0 0 8 9 】

図 1 4 において、検出回路 1 5 は、アナログ信号 V_m を調整回路 1 7 に出力する。調整回路 1 7 は、アナログ信号 V_m' を変換回路 1 6 に出力する。変換回路 1 6 は、調整回路 1 7 から入力されるアナログ信号 V_m' をデジタル信号 D_m に変換する。

【 0 0 9 0 】

調整回路 1 7 の構成については、先の実施の形態 2 と同様である。したがって、図 1 4 に示すように、図 1 3 に示す構成に対して調整回路 1 7 を設けることで、先の実施の形態 2 と同様に、ミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定することができる。

【 0 0 9 1 】

以上、本実施の形態 4 の流量検出装置によれば、先の実施の形態 3 の構成に対して、調整回路をさらに備え、変換回路は、検出回路によって出力されるアナログ信号の代わりに、調整回路によって出力されるアナログ信号を入力として、デジタル信号を出力するように構成されている。

【 0 0 9 2 】

これにより、検出回路において第 1 の比率を事前に調整しなくても、調整回路によってミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定することが可能となる。また、検出回路の後段にてアナログ信号が調整されるようになっていたので、先の実施の形態 3 と比べて、検出回路のばらつきも含めて、変換回路に入力されるアナログ信号をより高精度に調整することが可能となる。

【 0 0 9 3 】

実施の形態 5 .

本発明の実施の形態 5 では、先の実施の形態 1 および 3 の構成に対して検出回路 1 5 の構成が異なる流量検出装置 1 について説明する。なお、本実施の形態 5 では、先の実施の形態 1 および 3 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1 および 3 と異なる点を中心に説明する。

【 0 0 9 4 】

図 1 5 は、本発明の実施の形態 5 における流量検出素子 7 の平面図である。図 1 6 は、図 1 5 の A - A 線に沿った矢視断面図である。

【 0 0 9 5 】

図 1 5 および図 1 6 において、流量検出素子 7 は、検出部 1 1 と、第 1 の空気温度検出

10

20

30

40

50

用抗体（以下、単に「抗体」と略す）18aおよび第2の空気温度検出用抗体（以下、単に「抗体」と略す）18bと、シリコン基板13と、シリコン基板13の表面に形成され、検出部11、抗体18aおよび抗体18bを覆う絶縁膜14とを備える。検出部11は、流量検出用抗体（以下、単に「抗体」と略す）12、第1の温度検出用抗体（以下、単に「抗体」と略す）24aおよび第2の温度検出用抗体（以下、単に「抗体」と略す）24bによって構成される。

【0096】

抗体18aおよび抗体18bは、感熱抵抗であり、流量検出素子7の表面上の検出部11以外の部分に配置されている。抗体18aおよび抗体18bは、空気の温度を検出するためのものである。抗体24aおよび抗体24bは、抗体12の温度を検出するためのものである。

10

【0097】

絶縁膜14内には、抗体24aと、抗体12と、抗体24bとが順流方向に沿って形成されている。先の実施の形態1と同様に、シリコン基板13の裏面側がエッチング等によって除去されることで、抗体24aと、抗体12と、抗体24bとが形成されている層が薄膜構造となっている。

【0098】

次に、検出回路15の構成について、図17を参照しながら説明する。図17は、本発明の実施の形態5における検出回路15の構成を示す回路図である。

【0099】

20

図17において、検出回路15は、定電圧源Eと、固定抵抗19、抗体18a、抗体18bおよび固定抵抗20を有する第1の直列回路と、固定抵抗21、抗体24aおよび抗体24bを有する第2の直列回路と、固定抵抗22および抗体12を有する第3の直列回路と、オペアンプ23と、トランジスタTrとを有する。

【0100】

第1の直列回路は、固定抵抗19と抗体18aおよび抗体18bと固定抵抗20とが直列に接続されて構成される。第2の直列回路は、固定抵抗21と抗体24aおよび抗体24bとが直列に接続されて構成される。第3の直列回路は、固定抵抗22と抗体12とが直列に接続されて構成される。第1の直列回路と、第2の直列回路と、第3の直列回路とは、一端が接地され、他端がトランジスタTrのエミッタ側に接続されている。

30

【0101】

オペアンプ23の非反転入力端子は、抗体24aと抗体24bとの接続点に接続され、オペアンプ23の反転入力端子は、抗体18aと抗体18bとの接続点に接続される。トランジスタTrのベース側は、オペアンプ23の出力側に接続され、トランジスタTrのコレクタ側は、定電圧源Eに接続される。検出回路15は、固定抵抗22の電圧をアナログ信号Vmとして出力するように構成されている。

【0102】

このような検出回路15の構成によって、第1の直列回路の中間電位と第2の直列回路の中間電位とは、それぞれ、オペアンプ23の反転入力端子と非反転入力端子とに入力されることとなる。また、反転入力端子と非反転入力端子とに入力される中間電位の差に基づく電圧がオペアンプ23から出力され、第1の直列回路および第2の直列回路の上端にフィードバックされることとなる。

40

【0103】

ここで、抗体12には、加熱電流Ihが流れ、その結果、ジュール熱が発生する。図15および図16に示すように、抗体12は、抗体24aおよび抗体24bと近接に配置されているので、抗体24aおよび抗体24bの温度は、抗体12の温度と等しくなる。また、検出回路15において、抗体24aおよび抗体24bの温度は、抗体18aおよび抗体18bの温度よりも一定温度だけ高く保たれるように構成されている。

50

【0104】

検出部11上を流れる空気の流量が大きくなるほど、抵抗体12から空気への熱伝達量が増加する。そのため、抵抗体12、抵抗体24aおよび抵抗体24bの温度が、抵抗体18aおよび抵抗体18bの温度よりも一定温度だけ高く保たれるためには、流量 Q_m に依存した加熱電流 I_h が必要となる。

【0105】

したがって、この加熱電流 I_h に対応する固定抵抗22の電圧をアナログ信号 V_m として出力されるようにすることで、流量 Q_m を検出することが可能となる。ここで、検出回路15によって出力されるアナログ信号 V_m は、上述した式(2)によって表される。

【0106】

式(2)に示す V_m は、オペアンプの反転入力端子に接続される第1の直列回路を構成する抵抗体18a、抵抗体18b、固定抵抗19および固定抵抗20の抵抗値の比率(以下、第2の比率と称す)を調整することで、変化させることが可能である。式(2)から分かるように、 V_m を変化させることで、アナログ信号 V_m を変化させることができる。

【0107】

つまり、検出回路15の構成が図17に示す構成であっても、先の実施の形態1と同様に、第2の比率を調整することで、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるように設定することができる。したがって、先の実施の形態1と同様に、変換回路16の構成を変えなくても、第2の比率を変えるだけで、流量 Q_m の検出精度の向上を図ることができる。

【0108】

以上、本実施の形態5の流量検出装置によれば、図17に示す検出回路において、第1の空気温度検出用抵抗体、第2の空気温度検出用抵抗体、第1の固定抵抗および第2の固定抵抗の抵抗値の比率が調整されることで、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるように設定されている。

【0109】

このように構成した場合であっても、先の実施の形態1と同様の効果が得られ、さらに、先の実施の形態1に比べて、空気の流量の変化に対してより感度の高い流量検出装置の実現が図れる。

【0110】

実施の形態6 .

本発明の実施の形態6では、先の実施の形態5の構成に対して調整回路17をさらに備えた流量検出装置1について説明する。なお、本実施の形態6では、先の実施の形態5と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態5と異なる点を中心に説明する。

【0111】

ここで、ミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定する手法として、先の実施の形態5では、第2の比率が調整されるのに対して、本実施の形態6では、流量検出装置1に調整回路17が設けられている。

【0112】

図18は、本発明の実施の形態6における検出回路15と、変換回路16と、調整回路17との構成を示すブロック図である。

【0113】

図18において、検出回路15は、アナログ信号 V_m を調整回路17に出力する。調整回路17は、アナログ信号 V_m' を変換回路16に出力する。変換回路16は、調整回路17から入力されるアナログ信号 V_m' をデジタル信号 D_m に変換する。

【0114】

調整回路17の構成については、先の実施の形態2と同様である。したがって、図18に示すように、図17に示す構成に対して調整回路17を設けることで、先の実施の形態2と同様に、ミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定することができる。

10

20

30

40

50

【 0 1 1 5 】

以上、本実施の形態 6 の流量検出装置によれば、先の実施の形態 5 の構成に対して、調整回路をさらに備え、変換回路は、検出回路によって出力されるアナログ信号の代わりに、調整回路によって出力されるアナログ信号を入力として、デジタル信号を出力するように構成されている。

【 0 1 1 6 】

これにより、検出回路において第 2 の比率を事前に調整しなくても、調整回路によってミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定することが可能となる。また、検出回路の後段にてアナログ信号が調整されるようになっていたので、先の実施の形態 5 と比べて、検出回路のばらつきも含めて、変換回路に入力されるアナログ信号をより高精度に調整することが可能となる。

10

【 0 1 1 7 】

実施の形態 7 .

本発明の実施の形態 7 では、先の実施の形態 1、3 および 5 の構成に対して検出回路 15 の構成が異なる流量検出装置 1 について説明する。なお、本実施の形態 7 では、先の実施の形態 1、3 および 5 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1、3 および 5 と異なる点を中心に説明する。

【 0 1 1 8 】

図 19 は、本発明の実施の形態 7 における流量検出素子 7 の平面図である。図 20 は、図 19 の A - A 線に沿った矢視断面図である。

20

【 0 1 1 9 】

図 19 および図 20 において、流量検出素子 7 は、検出部 11 と、抵抗体 18 と、シリコン基板 13 と、シリコン基板 13 の表面に形成され、検出部 11 および抵抗体 18 を覆う絶縁膜 14 とを備える。検出部 11 は、抵抗体 12 a、抵抗体 12 b、第 3 の流量検出用抵抗体（以下、単に「抵抗体」と略す）12 c および第 4 の流量検出用抵抗体（以下、単に「抵抗体」と略す）12 d によって構成される。

【 0 1 2 0 】

検出部 11 内には、4 つの感熱抵抗である抵抗体 12 a、抵抗体 12 b、抵抗体 12 c および抵抗体 12 d が形成されている。空気の流れに対して、抵抗体 12 a と抵抗体 12 c とは、上流側に配置されており、抵抗体 12 b と抵抗体 12 d とは、下流側に配置されている。

30

【 0 1 2 1 】

さらに、抵抗体 12 a と抵抗体 12 b とは対向して配置され、抵抗体 12 c と抵抗体 12 d とは対向して配置されている。このように対向して配置される 2 つの抵抗体は、後述するように、空気が流れてきたとき、一方の抵抗体に接する際に暖められた空気が冷やされる前に他方の抵抗体に接するように、できるだけ接近配置される。抵抗体 18 は、流量検出素子 7 の表面上の検出部 11 以外の部分に配置されている。

【 0 1 2 2 】

先の実施の形態 1 と同様に、シリコン基板 13 の裏面側がエッチング等によって除去されることで、抵抗体 12 a、抵抗体 12 b、抵抗体 12 c および抵抗体 12 d が形成されている層が薄膜構造となっている。

40

【 0 1 2 3 】

次に、検出回路 15 の構成について、図 21 を参照しながら説明する。図 21 は、本発明の実施の形態 7 における検出回路 15 の構成を示す回路図である。

【 0 1 2 4 】

図 21 において、検出回路 15 は、定電圧源 E と、抵抗体 12 a、抵抗体 12 b、抵抗体 12 c および抵抗体 12 d を有する並列回路と固定抵抗 19 とを有する第 1 の直列回路と、抵抗体 18 および固定抵抗 20 を有する第 2 の直列回路と、オペアンプ 23 と、オペアンプ 27 と、トランジスタ Tr とを備える。並列回路は、直列に接続される抵抗体 12 a および抵抗体 12 b と、直列に接続される抵抗体 12 c および抵抗体 12 d とが並列に

50

接続されて構成される。第 1 の直列回路は、並列回路と、固定抵抗 19 とが直列に接続されて構成される。第 2 の直列回路は、抵抗体 18 と固定抵抗 20 とが直列に接続されて構成される。

【0125】

オペアンプ 23 の非反転入力端子は、並列回路と固定抵抗 19 との接続点に接続され、オペアンプ 23 の反転入力端子は、抵抗体 18 と固定抵抗 20 との接続点に接続される。オペアンプ 27 の非反転入力端子は、抵抗体 12c と抵抗体 12d との接続点に接続され、オペアンプ 27 の反転入力端子は、抵抗体 12a と抵抗体 12b との接続点に接続される。

【0126】

トランジスタ T_r のベース側は、オペアンプ 23 の出力側に接続され、トランジスタ T_r のコレクタ側が定電圧源 E に接続される。第 1 の直列回路と第 2 の直列回路は、一端が接地され、他端がトランジスタ T_r のエミッタ側に接続される。

【0127】

ブリッジ回路 25 は、上述した並列回路に相当し、4 つの抵抗体 12a ~ 12d によって構成されている。ブリッジ回路 26 は、ブリッジ回路 25 と、抵抗体 18 と、固定抵抗 19 と、固定抵抗 20 とによって構成されている。

【0128】

後述するように、このブリッジ回路 26 が平衡状態となるように、すなわち、中間点 c_a と中間点 c_b との間の電位差がゼロとなるように、ブリッジ回路 26 に流れる電流が制御される。ブリッジ回路 26 が平衡した際に、4 つの抵抗体 12a ~ 12d の温度が設定温度となるように固定抵抗 19 および固定抵抗 20 の抵抗値が設定される。

【0129】

このような検出回路 15 の構成において、流れ方向が順流方向である空気が検出部 11 上に流れる場合、4 つの抵抗体 12a ~ 12d のうち、まず、上流側に配置されている抵抗体 12a および抵抗体 12c は、空気によって熱を奪われ、その結果、これらの抵抗値が減少する。また、空気の流量が多いほど、空気が抵抗体 12a および抵抗体 12c から奪う熱が大きくなる。そのため、この抵抗値の減少量は、空気の流量に比例して大きくなる。

【0130】

一方、抵抗体 12b および抵抗体 12d は、下流側に配置されているので、抵抗体 12a および抵抗体 12c によって暖められた空気と接することとなる。したがって、抵抗体 12b および抵抗体 12d は、空気が流れる前後でほとんど抵抗値の変化が生じない。その結果、抵抗体 12a ~ 12d のそれぞれの両端電圧に差が生じることになる。すなわち、直列に接続されている抵抗体 12a と抵抗体 12b とを比較すると、抵抗体 12a の両端電圧の方が小さくなる。同様に、抵抗体 12c と抵抗体 12d とを比較すると、抵抗体 12c の両端電圧の方が小さくなる。

【0131】

したがって、ブリッジ回路 25 の中間点 c_a と中間点 c_b との間で生じる電位差をオペアンプ 27 を介してアナログ信号 V_m として出力されるようにすることで、流量 Q_m を検出することが可能となる。ここで、検出回路 15 によって出力されるアナログ信号 V_m は、上述した式 (2) によって表される。

【0132】

式 (2) に示す V_m は、ブリッジ回路 25 を構成する抵抗体 12a、抵抗体 12b、抵抗体 12c および抵抗体 12d の抵抗値の比率 (以下、第 3 の比率と称す) を調整することで、変化させることができる。

【0133】

つまり、検出回路 15 の構成が図 21 に示す構成であった場合であっても、先の実施の形態 1 と同様に、事前に第 3 の比率を調整することで、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるように設定することができる。したがって、先の実施の形態

10

20

30

40

50

1と同様に、変換回路16の構成を変えなくても、第3の比率を変えるだけで、流量 Q_m の検出精度の向上を図ることができる。

【0134】

以上、本実施の形態7の流量検出装置によれば、図21に示す検出回路において、第1の流量検出用抵抗体、第2の流量検出用抵抗体、第3の流量検出用抵抗体および第4の流量検出用抵抗体の抵抗値の比率が調整されることで、順流アナログ信号がミッシング入力電圧範囲よりも大きくなるように設定されている。

【0135】

このように構成した場合であっても、先の実施の形態1と同様の効果が得られ、さらに、先の実施の形態1に比べて、空気の流量の変化に対してより感度の高い流量検出装置の実現が図れる。

10

【0136】

実施の形態8.

本発明の実施の形態8では、先の実施の形態7の構成に対して調整回路17をさらに備えた流量検出装置1について説明する。なお、本実施の形態8では、先の実施の形態7と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態7と異なる点を中心に説明する。

【0137】

ここで、ミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定する手法として、先の実施の形態7では、第3の比率が調整されるのに対して、本実施の形態8では、流量検出装置1に調整回路17が設けられている。

20

【0138】

図22は、本発明の実施の形態8における検出回路15と、変換回路16と、調整回路17との構成を示すブロック図である。

【0139】

図22において、検出回路15は、アナログ信号 V_m を調整回路17に出力する。調整回路17は、アナログ信号 V_m' を変換回路16に出力する。変換回路16は、調整回路17から入力されるアナログ信号 V_m' をデジタル信号 D_m に変換する。

【0140】

調整回路17の構成については、先の実施の形態2と同様である。したがって、図22に示すように、図21に示す構成に対して調整回路17を設けることで、先の実施の形態2と同様に、ミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定することができる。

30

【0141】

以上、本実施の形態8の流量検出装置によれば、先の実施の形態7の構成に対して、調整回路をさらに備え、変換回路は、検出回路によって出力されるアナログ信号の代わりに、調整回路によって出力されるアナログ信号を入力として、デジタル信号を出力するように構成されている。

【0142】

これにより、検出回路において第3の比率を事前に調整しなくても、調整回路によってミッシング入力電圧範囲よりも順流アナログ信号が大きくなるように設定することが可能となる。また、検出回路の後段にてアナログ信号が調整されるようになっているので、先の実施の形態7と比べて、検出回路のばらつきも含めて、変換回路に入力されるアナログ信号をより高精度に調整することが可能となる。

40

【符号の説明】

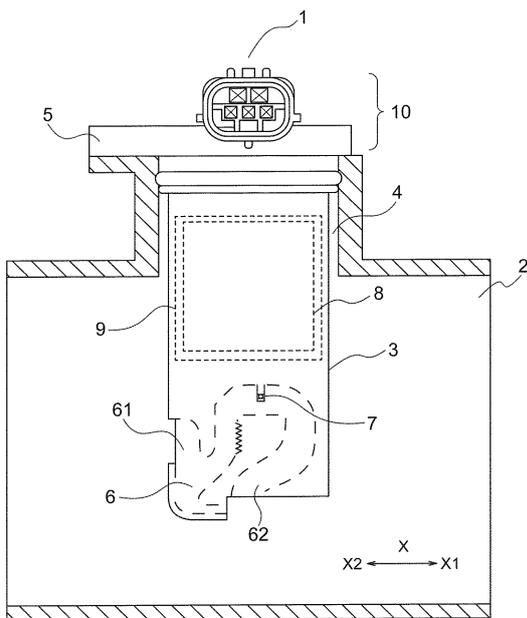
【0143】

1 流量検出装置、2 吸気管、3 本体部、4 挿入孔、5 フランジ部、6 パイパス流路、7 流量検出素子、8 回路基板、9 回路収納部、10 コネクタ部、11 検出部、12 流量検出用抵抗体、12a 第1の流量検出用抵抗体、12b 第2の流量検出用抵抗体、12c 第3の流量検出用抵抗体、12d 第4の流量検出用抵抗体、13 シリコン基板、14 絶縁膜、15 検出回路、16 変換回路、17 調整回

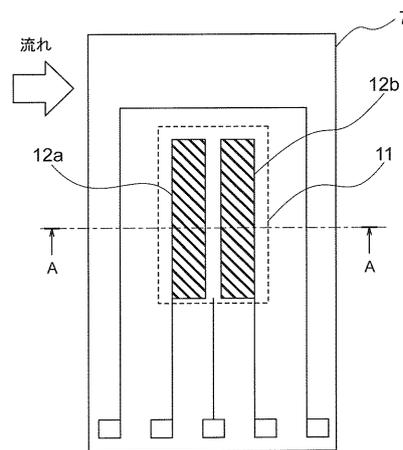
50

路、18 空気温度検出用抵抗体、18a 第1の空気温度検出用抵抗体、18b 第2の空気温度検出用抵抗体、19 固定抵抗、20 固定抵抗、21 固定抵抗、22 固定抵抗、23 オペアンプ、24a 第1の温度検出用抵抗体、24b 第2の温度検出用抵抗体、25 ブリッジ回路、26 ブリッジ回路、27 オペアンプ、61 流入口、62 流出口。

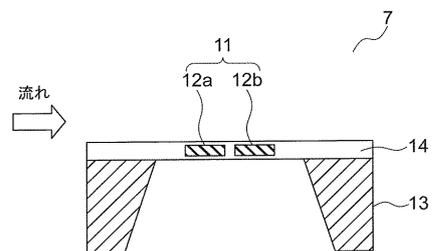
【図1】



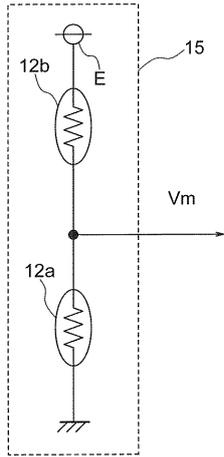
【図2】



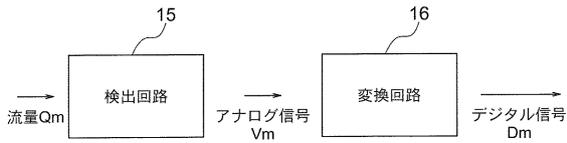
【図3】



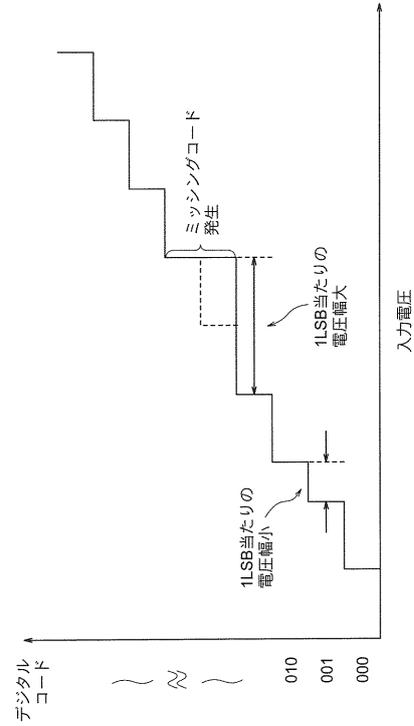
【図4】



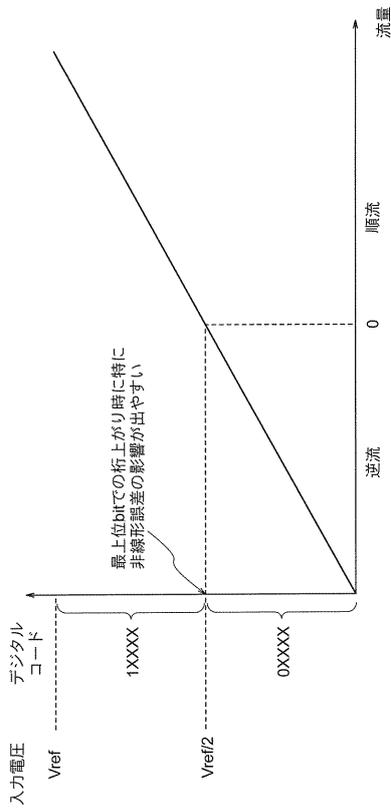
【図5】



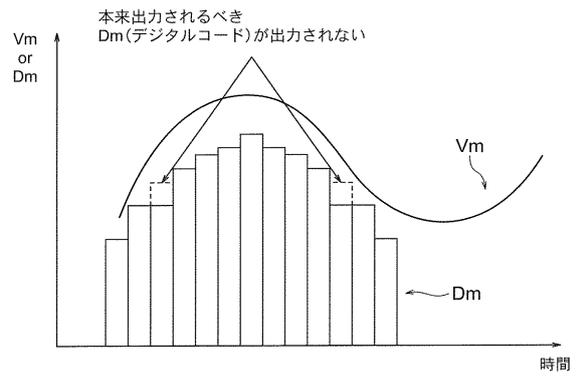
【図6】



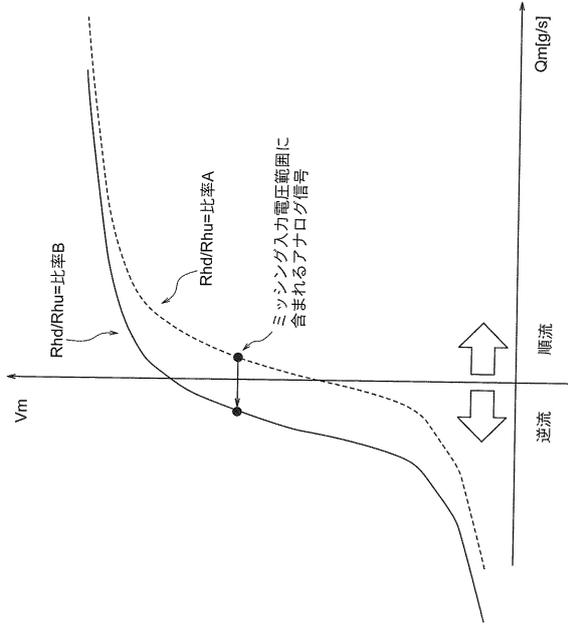
【図7】



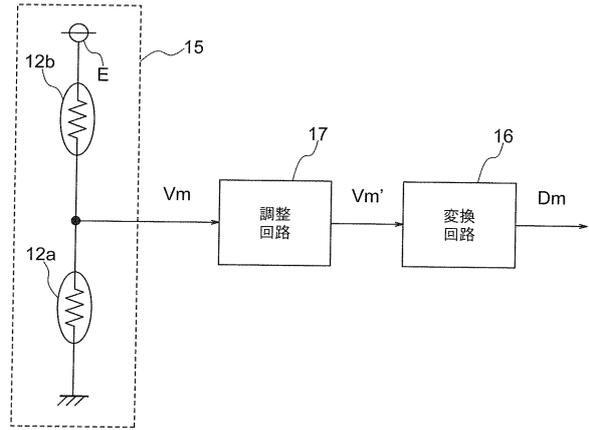
【図8】



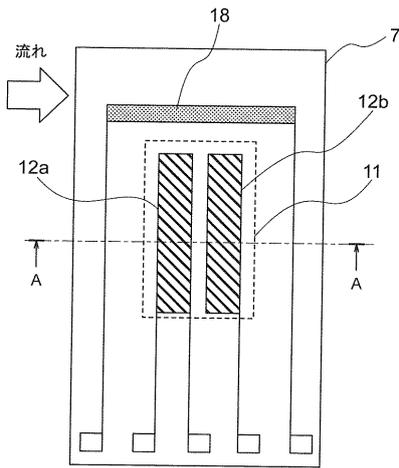
【図9】



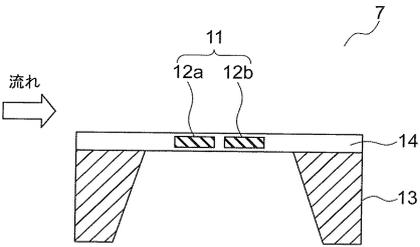
【図10】



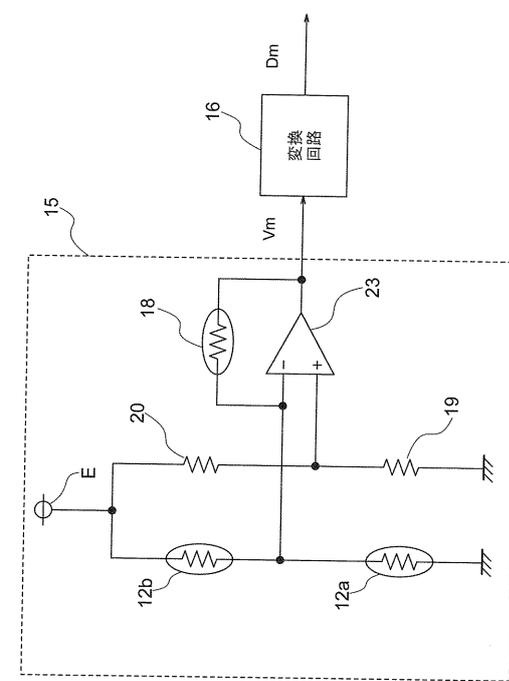
【図11】



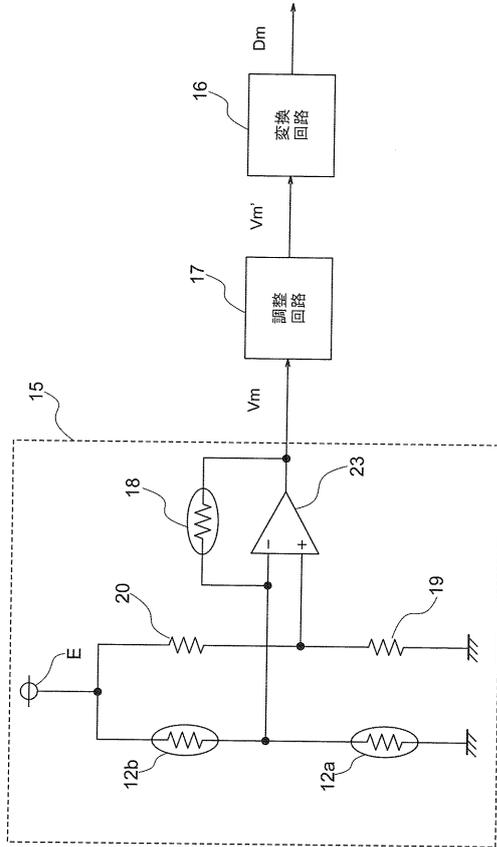
【図12】



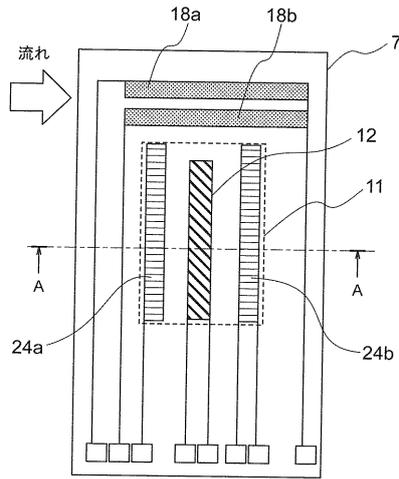
【図13】



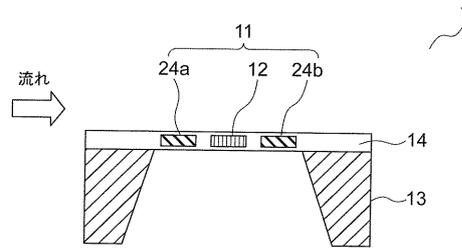
【図14】



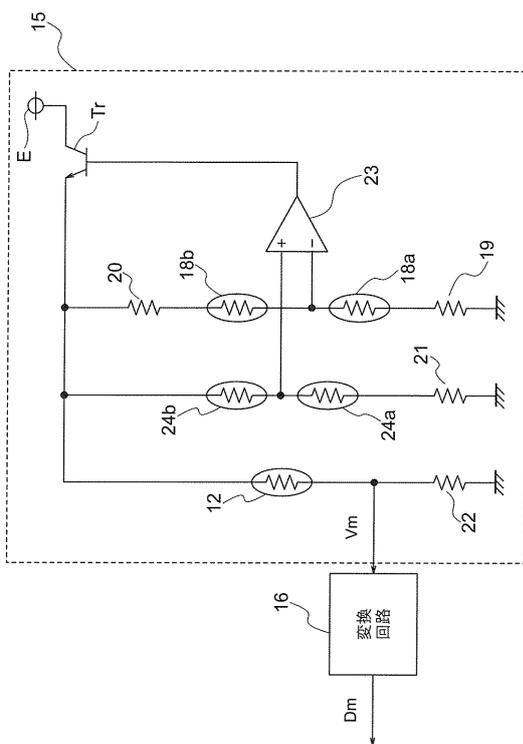
【図15】



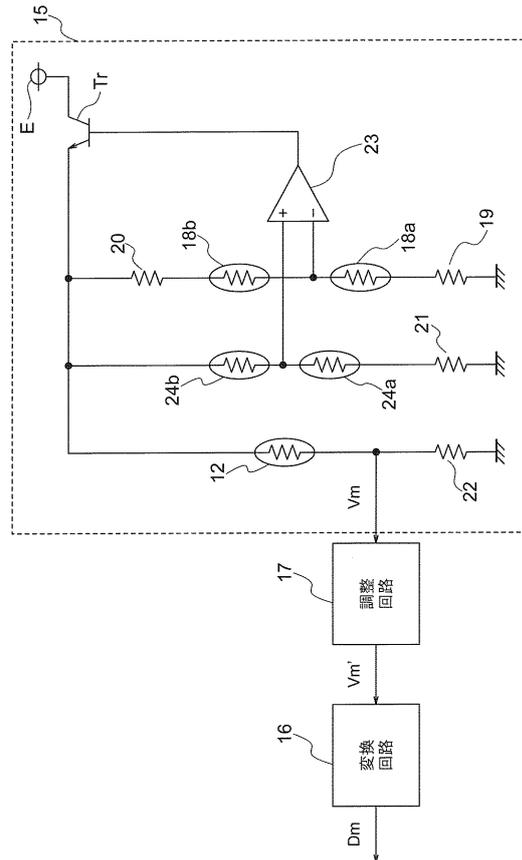
【図16】



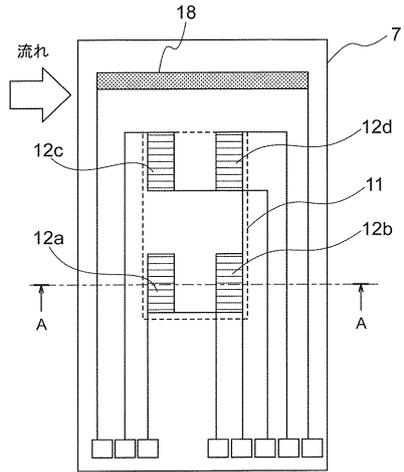
【図17】



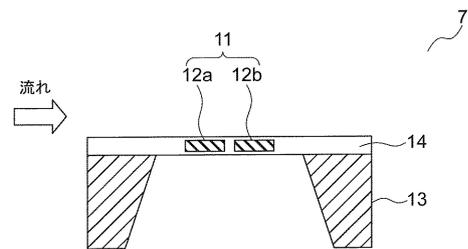
【図18】



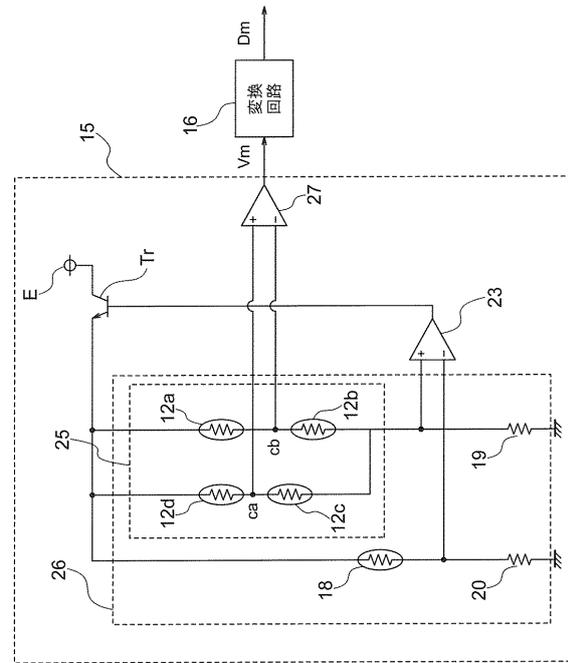
【図 19】



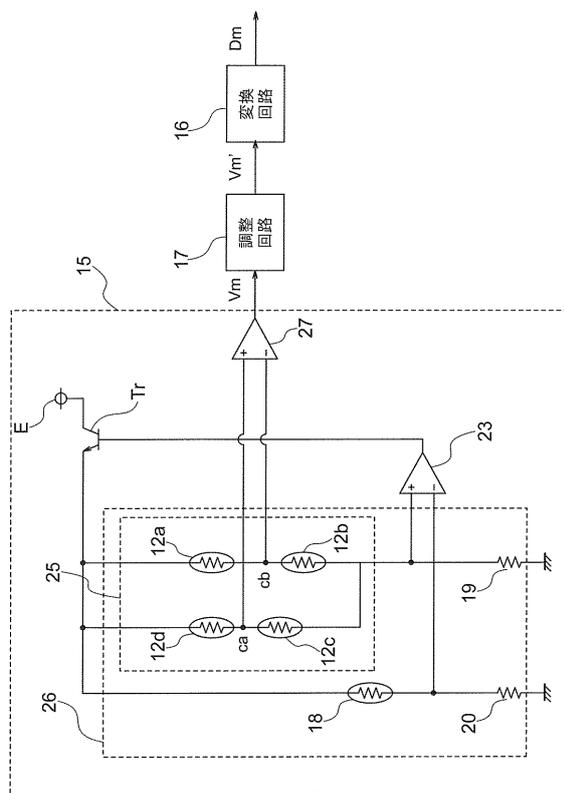
【図 20】



【図 21】



【図 22】



フロントページの続き

- (72)発明者 森永 直樹
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 有吉 雄二
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 河合 正浩
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 樋 高 慎一郎
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 大森 努

- (56)参考文献 特開平09-236464(JP,A)
特開2017-044595(JP,A)
実開昭54-143924(JP,U)
特開平06-265388(JP,A)
特開2016-217755(JP,A)
特開2006-200991(JP,A)
特開平09-015013(JP,A)
特開2010-190715(JP,A)
特開2002-295292(JP,A)
特開2011-012593(JP,A)
国際公開第2016/051941(WO,A1)
特開2014-153290(JP,A)
米国特許第04669052(US,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01F 1/68 - 1/696