(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 198 55 620 B4** 2005.05.04

(12) **Patentschrift**

(21) Aktenzeichen: **198 55 620.9**
(22) Anmeldetag: **02.12.1998**
(43) Offenlegungstag: **09.12.1999**
(45) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: **04.05.2005**

(51) Int Cl.[7]: **G01F 1/68**
G01F 1/696

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden.

(30) Unionspriorität:
10-141824 22.05.1998 JP

(71) Patentinhaber:
Mitsubishi Denki K.K., Tokio/Tokyo, JP

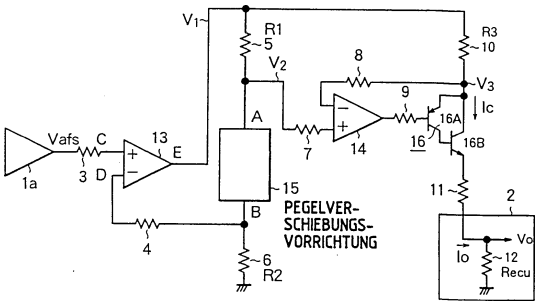
(74) Vertreter:
HOFFMANN & EITLE, 81925 München

(72) Erfinder:
Suetake, Naruki, Tokio/Tokyo, JP

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht gezogene Druckschriften:
DE 39 36 333 A1

(54) Bezeichnung: **Thermo-Durchflußmesser**

(57) Hauptanspruch: Thermo-Durchflussmesser zur Feststellung der Flussrate eines Fluids, welcher aufweist:
eine Spannungswandlervorrichtung (13) zur Umwandlung eines Flussratenanzeigespannungssignals (V_{afs}), welches von einer Flussratenerfassungsvorrichtung (1a) ausgegeben wird, in eine Spannung (V_1);
eine Spannungs-Stromwandlervorrichtung (14, 16) zur Umwandlung der Spannung in einen Strom (I_c) mit einer Größe proportional zum Wert des Flussratenanzeigespannungssignals (V_{afs});
eine Strom-Spannungswandlervorrichtung (12) zur Umwandlung des Stroms in ein Spannungssignal (V_0) für eine Analog-Digitalwandlung;
dadurch gekennzeichnet , dass
die von der Spannungswandlervorrichtung (13) umgewandelte Spannung (V_1), eine Spannung mit einem Pegel ist, der innerhalb eines vorbestimmten Bereiches liegt, und
eine Spannungseinstellvorrichtung (15; 5; 6) zur Erhöhung oder Verringerung des Ausgangssignals der Spannungswandlervorrichtung (13) in Abhängigkeit vom Wert des Flussratenanzeigespannungssignals (V_{afs}) vorgesehen ist.



Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft allgemein einen Thermo-Durchflußmesser zur Feststellung der Flußrate eines Fluids unter Verwendung wärmeempfindlicher Widerstände. Genauer gesagt betrifft die vorliegende Erfindung eine Signalaufbereitungsschnittstellenschaltung für einen Thermo-Durchflußmesser, der zur Feststellung der Flußrate der Ansaugluft in einer Brennkraftmaschine ausgebildet ist, wobei die Schaltung so ausgelegt ist, daß sie ein Ausgangssignal eines wärmeempfindlichen Flußsensensors des Thermo-Durchflußmessers verarbeitet, um hieraus ein Meßspannungssignal zu erhalten, welches die Flußrate anzeigt, und mit welchem eine Analog-Digitalwandlung durchgeführt werden soll, so daß ein Digitalsignal erzeugt wird, welches einer elektronischen Steuereinheit zugeführt wird, um die Kraftstoffeinspritzung oder eine andere Operation bei der Brennkraftmaschine zu steuern oder zu regeln.

Stand der Technik

[0002] Bei dem Thermo-Durchflußmesser, der zur Ausgabe eines Stroms ausgebildet ist, welcher die Flußrate eines Fluids wie beispielsweise von Ansaugluft in einer Brennkraftmaschine anzeigt, ist es bekannt, das Ansaugluftflußsignal, welches von dem Sensor ausgegeben wird, in ein Spannungssignal für die Analog-Digitalwandlung umzuwandeln, durch Übertragung des Ansaugluftflußsignals in Form eines Stromsignals an eine Schaltungsstufe, welche einem Analog-Digitalwandler vorgeschaltet ist, so daß die Flußrateninformation mit hoher Genauigkeit und Verläßlichkeit selbst dann übertragen werden kann, wenn eine Potentialänderung in dem Thermo-Durchflußmesser und/oder der elektronischen Steuereinheit auftritt, beispielsweise der elektronischen Kraftstoffeinspritzsteuereinheit.

[0003] Um das Verständnis der vorliegenden Erfindung zu erleichtern wird zunächst ein vorbekannter Thermo-Durchflußmesser unter Bezugnahme auf die **Fig.** 8 bis 10 beschrieben, wobei **Fig.** 8 das Schaltbild eines herkömmlichen Thermo-Durchflußmessers zeigt, der beispielsweise in der deutschen Offenlegungsschrift DE 39 36 333 A1 (JP-A-2-216420) beschrieben ist, **Fig.** 9 ein Schaltbild eines weiteren herkömmlichen Thermo-Durchflußmessers ist, und **Fig.** 10 schematisch die Eingangs/Ausgangscharakteristik des in **Fig.** 9 dargestellten Thermo-Durchflußmessers zeigt.

[0004] In **Fig.** 8 weist ein herkömmlicher Thermo-Durchflußmesser, der insgesamt mit dem Bezugszeichen **1** bezeichnet ist, einen Operationsverstärker **1b** auf, der eine nicht-invertierende Eingangsklemme (+) aufweist, an welcher ein Flußratenanzeigespannungssignal Vafs angelegt wird, welches von einem Verstärker **1a** abgegeben wird, der ein Ausgangsteil eines (nicht dargestellten) Luftflußsensors bildet, der beispielsweise in einem Ansaugrohr einer Brennkraftmaschine (ebenfalls nicht dargestellt) angebracht ist. Andererseits ist die Ausgangsklemme des Operationsverstärkers **1b** mit einer Basiselektrode eines Transistors **1c** verbunden, während eine invertierende Eingangsklemme (–) des Operationsverstärkers **1b** mit einer Emitterelektrode des NPN-Transistors **1c** verbunden ist, und mit einem Ende eines Bezugswiderstandes Re, dessen anderes Ende an eine Potentialquelle mit negativer Polarität angeschlossen ist. Der Kollektor des Transistors **1c** ist an eine Klemme mit einer Bezugsspannung V_{ref} in einer Kraftstoffeinspritzsteuereinheit **2** angeschlossen, über einen Strommeßwiderstand R_c. Weiterhin weist ein Analog-Digitalwandler (nachstehend auch kurz als A/D-Wandler bezeichnet), der in der Kraftstoffeinspritzsteuereinheit **2** vorgesehen ist, eine analoge Eingangsklemme auf, an welche die Bezugsspannung V_{ref} über einen Strommeßwiderstand R_c angelegt wird.

[0005] Wenn im Betrieb das Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs} der nicht-invertierenden Eingangsklemme (+) des Operationsverstärkers **1b** von dem Verstärker **1a** zugeführt wird, fließt ein Basisstrom I_b zur Basis des NPN-Transistors **1c** von der Ausgangsklemme des Operationsverstärkers **1b** aus. In diesem Fall fließt ein Emitterstrom I_e durch den Bezugswiderstand R_e, und erzeugt eine Emitterspannung V_e, die auf die invertierende Eingangsklemme des Operationsverstärkers **1b** rückgekoppelt wird. Daher wird die Emitterspannung V_e gleich dem Spannungspegel des Flußratenspannungssignals V_{afs}.

[0006] In diesem Zusammenhang wird darauf hingewiesen, daß der Emitterstrom I_e als gleich dem Kollektorstrom I_c betrachtet werden kann, soweit der Stromverstärkungsfaktor des NPN-Transistors **1c** einen ausreichend hohen Wert aufweist. Daher kann die Eingangsspannung V_c, die an die analoge Eingangsklemme des Analog-Digitalwandlers angelegt wird, und durch folgende Gleichung gegeben ist

$$V_c = V_{ref} - R_c \cdot I_c$$

als proportional zum Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs} angesehen werden.

[0007] Da das Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs} ausgegeben wird, nachdem es in den Kollektorstrom I_c umgewandelt wurde, kann das Ansaugluftflußsignal, welches die Flußrate der Ansaugluft anzeigt, mit hoher Genauigkeit in ein elektrisches Signal umgewandelt werden, welches dem A/D-Wandler zugeführt werden soll, ohne durch Änderungen von Potentialen beeinflußt zu werden, die in dem Thermo-Durchflußmesser **1** und/oder der Kraftstoffeinspritzsteuereinheit **2** auftreten können.

[0008] In **Fig.** 9, welche den Aufbau einer Schaltung eines weiteren herkömmlichen Thermo-Durchflußmessers **1** zeigt, wird das Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs}, welches von dem Verstärker **1a** abgegeben wird, der einen Teil der Sensorschaltung bildet, an die nicht-invertierende Eingangsklemme (+) des Operationsverstärkers **1b** angelegt, ebenso wie bei dem in **Fig.** 8 gezeigten Thermo-Durchflußmesser **1**. Die Ausgangsklemme des Operationsverstärkers **1b** ist mit einer Emitterklemme eines NPN-Transistors **1c** verbunden, und zusätzlich mit einem Ende eines ersten Bezugswiderstandes **1e**, dessen anderes Ende an Massepotential gelegt ist. Die Kollektorklemme des NPN-Transistors **1c** ist an eine Bezugsspannung V_{cc} einer Stromversorgungsschaltung **1d** über einen ersten Strommeßwiderstand **1f** angeschlossen.

[0009] Eine Spannung V_2, die an dem ersten Strommeßwiderstand **1f** als Spannungsabfall auftritt, wird an eine nicht-invertierende Eingangsklemme eines Operationsverstärkers **1g** angelegt, bei welchem eine nicht-invertierende Eingangsklemme an einen Verbindungspunkt zwischen der Kollektorklemme des NPN-Transistors **1c** und einem ersten Strommeßwiderstand **1f** angeschlossen ist, und eine Ausgangsklemme an die Basis eines PNP-Transistors **1h** angeschlossen ist. Weiterhin ist die invertierende Eingangsklemme des Operationsverstärkers **1g** an einen Emitter des PNP-Transistors **1h** angeschlossen.

[0010] Die Emitterelektrode des PNP-Transistors **1h** ist an die Bezugsspannung V_{cc} der Stromversorgungsschaltung **1g** über einen zweiten Bezugswiderstand R_e angeschlossen, während die Kollektorelektrode des PNP-Transistors **1h** mit einer analogen Eingangsklemme eines A/D-Wandlers verbunden ist, der in einer Kraftstoffeinspritzsteuerschaltung **2** vorgesehen ist, während die analoge Eingangsklemme mit einer Massepotentialklemme des A/D-Wandlers über einen zweiten Strommeßwiderstand R_c verbunden ist. Infolge der voranstehend geschilderten Schaltungsausbildung kann das Flußratenanzeigespannungssignal Vafs schließlich als Spannungsabfall V_c erzeugt werden, der bei dem zweiten Strommeßwiderstand R_c auftritt. Das Spannungssignal V_c wird dem A/D-Wandler zugeführt.

[0011] Im Betrieb wird dem Strom, der durch den NPN-Transistor **1c** fließt, und der proportional zur Ausgangsspannung des Operationsverstärkers **1b** ist, eine Strom-Spannungswandlung (auch als I/V-Wandlung bezeichnet) durchgeführt, über den ersten Strommeßwiderstand **1f**, der an die Kollektorklemme des NPN-Transistors **1c** angeschlossen ist. An die nicht-invertierende Eingangsklemme des Operationsverstärkers **1g** wird daher eine Meßspannung V_2 angelegt, die sich aus der Subtraktion von einer Spannung ergibt, die von der Bezugsspannung V_{cc} durch die I/V-Wandlung abgeleitet wird, also

$V_2 = V_{cc} – I \cdot If.$

[0012] Weiterhin wird eine Spannung, die über dem zweiten Bezugswiderstand R_e abfällt, an die invertierende Eingangsklemme des Operationsverstärkers **1g** rückgekoppelt. Die Meßspannung V_2 kann daher einen Wert oder Pegel annehmen, der proportional zum Pegel des Flußratenanzeigespannungssignals V_{afs} ist.

[0013] Genauer gesagt wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers **1g**, die proportional zur Meßspannung V_2 ist, an die Basiselektrode des PNP-Transistors **1h** angelegt. Daher fließt ein Emitterstrom I_e durch den zweiten Bezugswiderstand R_e, wobei die Emitterspannung V_3 über dem zweiten Bezugswiderstand R_e auftritt, und das elektrische Potential V_3 auf die invertierende Eingangsklemme des Operationsverstärkers **1g** rückgekoppelt wird. Daher wird schließlich der Kollektorstrom I_c, der proportional zum Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs} ist, an die analoge Eingangsklemme des A/D = Wandlers der Kraftstoffeinspritzsteuereinheit **2** angelegt.

[0014] Bei beiden voranstehend geschilderten herkömmlichen Thermo-Durchflußmessern ist die analoge Eingangsklemme des Analog-Digitalwandlers mit Massepotential über den zweiten Strommeßwiderstand R_c verbunden. Daher entspricht die Eingangsspannung des A/D-Wandlers dem Spannungsabfall ($I_c \cdot R_c$), der bei dem zweiten Strommeßwiderstand R_c auftritt. Infolge der Anordnung, daß das Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs} ausgegeben wird, daß es wie voranstehend geschildert in den Kollektorstrom I_c umgewandelt wurde, kann das Ansaugluftflußsignal, welches sich aufgrund der Spannungs/Stromumwandlung ergibt, an den A/D-Wandler mit hoher Genauigkeit übertragen werden, ohne durch Potentialänderungen beeinflußt zu werden, die in dem Thermo-Durchflußmesser **1** und/oder der Kraftstoffeinspritzsteuereinheit **2** auftreten können. Darüber hinaus ist es nicht erforderlich, eine Bezugspotentialquelle in der Kraftstoffeinspritzsteuereinheit **2** vorzusehen.

[0015] Wie aus den voranstehenden Ausführungen deutlich wird, wird bei den herkömmlichen Thermo-Durchflußmessern für eine Kraftstoffeinspritzsteuereinheit mit dem Flußratenanzeigespannungssignal eine Spannungs-Stromwandlung in Bezug auf die Bezugsspannung V_{ref} durchgeführt. Daher muß die Bezugsspannung Vref auf einen hohen Spannungspegel eingestellt werden. Darüber hinaus ist das Spannungssignal, welches sich aufgrund der Strom-Spannungsumwandlung durch den zweiten Strommeßwiderstand R_c ergibt, und der analogen Eingangsklemme des Analog-Digitalwandlers zugeführt wird, mit der Ausgangsspannung in Bezug auf

Massepotential nicht kompatibel.

[0016] Andererseits muß bei dem in **Fig.** 9 gezeigten Thermo-Durchflußmesser **1** die Bezugsspannung auf einen hohen Spannungswert eingestellt werden, wie sich aus dem Diagramm von **Fig.** 10 ergibt. Weiterhin wird, wenn das Flußratenanzeigespannungssignal auf einem niedrigen Spannungspegel liegt, das Eingangspotential für den Operationsverstärker hoch. Daher muß die Eingangsschaltung für den Operationsverstärker notwendigerweise mit NPN-Transistorschaltungen aufgebaut werden, welche ein hohes Potential zuführen können, ohne durch den Basis-Emitterstrom des Transistors beeinflußt zu werden.

[0017] Unter diesen Umständen müssen, wenn die Eingangsschaltung des anderen Operationsverstärkers mit PNP-Transistoren aufgebaut wird, zwei unterschiedliche Arten von Operationsverstärkern verwendet werden, was bedeutet, daß es nicht nur Einschränkungen der konstruktiven Freiheit gibt, sondern auch die Herstellungskosten ansteigen. Weiterhin muß, da die Bezugsspannung auf einen hohen Wert eingestellt ist, eine Stromversorgungsquelle mit hohem Potentialpegel verwendet werden, was bedeutet, daß es in Bezug auf die Auswahl der einzusetzenden Stromversorgungsquelle Einschränkungen gibt, und dies führt zu Schwierigkeiten.

Aufgabenstellung

[0018] Angesichts der voranstehend geschilderten Zustände beim Stand der Technik besteht ein Ziel der vorliegenden Erfindung in der Bereitstellung eines Thermo-Durchflußmessers, der die voranstehend geschilderten Schwierigkeiten vermeiden kann, und kostengünstig mit verkleinertem Aufbau verwirklicht werden kann, wobei ein Betrieb mit hoher Genauigkeit sichergestellt wird, selbst bei Verwendung einer Stromversorgungsquelle mit relativ niedriger Kapazität.

[0019] Angesichts der voranstehend geschilderten und weiterer Ziele, die im Verlauf der Beschreibung noch deutlicher werden, wird gemäß der generellen Zielrichtung der vorliegenden Erfindung ein Thermo-Durchflußmesser zur Feststellung der Flußrate eines Fluids zur Verfügung gestellt, welcher eine Spannungswandlervorrichtung zur Umwandlung eines Flußratenanzeigespannungssignals, welches von einer Flußratenmeßvorrichtung ausgegeben wird, in eine Spannung mit einem Pegel aufweist, der in einem vorbestimmten Bereich liegt, eine Spannungs-Stromwandlervorrichtung zur Umwandlung der voranstehend erwähnten Spannung in einen Strom mit einer Größe proportional zum Wert des Flußratenanzeigespannungssignals, eine Strom-Spannungswandlervorrichtung zur Umwandlung des Stroms in ein Spannungssignal für eine Analog-Digitalwandlung, und eine Spannungseinstellvorrichtung zur Erhöhung oder Verringerung des Ausgangssignals der Spannungswandlervorrichtung in Abhängigkeit von dem Wert des Flußratenanzeigespannungssignals.

[0020] Infolge der Ausbildung des Thermo-Durchflußmessers auf die voranstehend geschilderte Art und Weise kann eine stabilisierte Spannungs-Stromwandlung erzielt werden, unabhängig vom Wert oder Pegel des Flußratenanzeigespannungssignals.

[0021] Bei einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung kann die Spannungswandlervorrichtung so ausgelegt sein, daß sie eine Verstärkungseinstellvorrichtung aufweist, die zur Änderung des Verstärkungsfaktors für das Flußratenanzeigespannungssignal dient, welches der Spannungswandlervorrichtung zugeführt wird.

[0022] Infolge der voranstehend geschilderten Ausbildung des Thermo-Durchflußmessers kann eine stabilisierte Spannungs-Stromwandlung erzielt werden, die unempfindlich gegen Änderungen des Wertes oder des Pegels des Flußratenanzeigespannungssignals ist.

[0023] Bei einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung kann die Spannungseinstellvorrichtung durch eine Reihenschaltung gebildet werden, welche einen Widerstand oder Widerstände aufweist, eine Diode oder Dioden, eine Zenerdiode, oder Kombinationen derartiger Bauteile.

[0024] Durch eine derartige Ausbildung des Thermo-Durchflußmessers kann eine kostengünstige Spannungseinstellvorrichtung zur Verfügung gestellt werden, was selbstverständlich vorteilhaft ist.

[0025] Bei einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung kann der Thermo-Durchflußmesser zusätzlich eine Stromeinstellvorrichtung aufweisen, die einem Stromausgabeteil der Spannungs-Stromwandlervorrichtung zu dem Zweck zugeordnet ist, den Stromwert des Stromausgabeteils einzustellen.

[0026] Infolge der voranstehend geschilderten Ausbildung der Schaltung können Streuungen der Ausgangsstromwerte infolge von Streuungen von Schaltungsbauteilen in zufriedenstellender Weise ausgeglichen werden, wodurch eine stabilisierte Strom-Spannungswandlung sichergestellt werden kann.

[0027] Bei einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung kann das Stromausgabeteil als Transistorschaltung ausgebildet sein, welche zwei Transistoren in Darlington-Schaltung aufweist.

[0028] Durch die voranstehend geschilderte Ausbildung des Thermo-Durchflußmessers können Schwankungen des Basisstroms des Transistors unterdrückt werden.

[0029] Bei einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung kann die Stromeinstellvorrichtung eine Konstantstromschaltung aufweisen, die dazu dient, einen konstanten Source-Strom dem Ausgangsstrom an der Niederspannungsseite des Stromausgabeteils hinzuzufügen.

[0030] Infolge der voranstehend geschilderten Schaltungsausbildung kann ein stabilisiertes Ausgangssignal erhalten werden, ohne Beeinflussungen durch die Verstärkung der Transistorschaltung.

[0031] Bei einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung kann die Stromeinstellvorrichtung eine Konstantstromschaltung aufweisen, die dazu dient, einen konstanten Senkenstrom dem Ausgangsstrom an der Hochspannungsseite des Stromausgabeteils hinzuzufügen.

[0032] Durch die voranstehend geschilderte Schaltungsausbildung des Thermo-Durchflußmessers kann ein stabilisiertes Ausgangssignal erhalten werden, ohne Beeinflussungen durch die Verstärkung der Transistorschaltung.

[0033] Bei einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung kann die Spannungswandlervorrichtung so ausgelegt sein, daß sie das Flußratenanzeigespannungssignal in eine Spannung mit einem Pegel umwandelt, der innerhalb eines vorbestimmten Bereiches absinkt, nachdem die Stromverstärkung des Flußratenanzeigespannungssignals durchgeführt wurde.

[0034] Durch die voranstehend geschilderte Ausbildung des Thermo-Durchflußmessers kann der Stromverbrauch der Spannungswandlervorrichtung verringert werden, was einen zusätzlichen Vorteil darstellt.

Ausführungsbeispiel

[0035] Die Erfindung wird nachstehend anhand zeichnerisch dargestellter Ausführungsbeispiele näher erläutert, aus welchen weitere Vorteile und Merkmale hervorgehen. Es zeigt:

[0036] Fig. 1A ein Schaltbild einer Schaltungsausbildung eines Thermo-Durchflußmessers gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

[0037] Fig. 1B eine Darstellung der Beziehung zwischen Eingang und Ausgang bei einem Thermo-Durchflußmesser gemäß der ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

[0038] Fig. 2 eine Darstellung beispielhafter Schaltungsausbildungen einer Pegelverschiebungsschaltung, die in dem Thermo-Durchflußmesser gemäß einer zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung verwendet wird;

[0039] Fig. 3 ein Schaltbild der Schaltungsausbildung eines Thermo-Durchflußmessers gemäß einer vierten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

[0040] Fig. 4 ein Schaltbild einer Schaltungsausbildung eines Thermo-Durchflußmessers gemäß einer fünften Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

[0041] Fig. 5A ein Schaltbild einer Schaltungsausbildung einer Konstantstromschaltung zur Erzeugung eines konstanten Senkenstroms bei dem Thermo-Durchflußmesser gemäß einer sechsten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

[0042] Fig. 5B ein Schaltbild einer Schaltungsausbildung einer Konstantstromschaltung zur Erzeugung eines konstanten Source-Stroms bei dem Thermo-Durchflußmesser gemäß einer siebten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

[0043] Fig. 6A ein Schaltbild einer beispielhaften Schaltungsausbildung einer Ausgangsschaltung für einen Operationsverstärker gemäß einer achten Ausführungsform der Erfindung;

[0044] Fig. 6B ein Schaltbild einer weiteren beispielhaften Schaltungsausbildung für eine Ausgangsschaltung für den Operationsverstärker gemäß der achten Ausführungsform der Erfindung;

[0045] Fig. 6C ein Schaltbild einer weiteren beispielhaften Schaltungsausbildung einer Ausgangsschaltung für den Operationsverstärker gemäß der achten Ausführungsform der Erfindung;

[0046] Fig. 6C ein Schaltbild einer weiteren Schaltungsausbildung der Ausgangsschaltung;

[0047] Fig. 7 ein Schaltbild einer Schaltungsausbildung eines Thermo-Durchflußmessers gemäß einer neunten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

[0048] Fig. 8 ein Schaltbild einer Schaltungsausbildung eines herkömmlichen Thermo-Durchflußmessers;

[0049] Fig. 9 ein Schaltbild eines weiteren herkömmlichen Thermo-Durchflußmessers; und

[0050] Fig. 10 eine Darstellung der Beziehungen zwischen Eingang und Ausgang bei dem in Fig. 9 ge-

zeigten Thermo-Durchflußmesser.

[0051] Nachstehend wird die vorliegende Erfindung im einzelnen im Zusammenhang mit Ausführungsformen, die momentan als bevorzugte oder typische Ausführungsformen der Erfindung angesehen werden, unter Bezugnahme auf die Zeichnungen beschrieben. In der nachfolgenden Beschreibung bezeichnen gleiche Bezugszeichen gleiche oder entsprechende Teile in den Figuren. Weiterhin wird zur Erleichterung der Beschreibung in der nachstehenden Beschreibung angenommen, daß das Schaltungsgerät entsprechend der Eingangsspannung bei einem Flußratensensor eingesetzt wird, der in einem Einlaßrohr bei einer Brennkraftmaschine angebracht ist, um die Flußrate der Luft festzustellen, welche der Brennkraftmaschine zugeführt wird.

AUSFÜHRUNGSFORM 1

[0052] Fig. 1A ist ein Schaltbild eines Thermo-Durchflußmessers gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Wie aus dieser Figur hervorgeht, ist ein Verstärker **1a** an einer Ausgangsstufe einer Luftflußsensorschaltung (nicht dargestellt) zu dem Zweck vorgesehen, ein Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs} auszugeben, welches an eine nicht-invertierende Eingangsklemme eines ersten Operationsverstärkers **13** über einen Eingangswiderstand **3** angelegt wird. Eine Reihenschaltung aus einem ersten Strommeßwiderstand **5**, einer Pegelverschiebungsschaltung **15** und einem ersten Bezugswiderstand **6**, der einen Widerstandswert R_2 aufweist, ist zwischen einer Ausgangsklemme des ersten Operationsverstärkers **13** und Massepotential eingefügt. Ein Verbindungspunkt B zwischen der Pegelverschiebungsschaltung **15** und dem ersten Bezugswiderstand **6** ist über einen Rückkopplungswiderstand **4** an eine invertierende Eingangsklemme des ersten Operationsverstärkers **13** angeschlossen.

[0053] Bei einem zweiten Operationsverstärker **14** ist eine nicht-invertierende Eingangsklemme an einen Verbindungspunkt A zwischen dem ersten Strommeßwiderstand **5**, der einen Widerstandswert R_1 aufweist, und der Pegelverschiebungsschaltung **15** über einen Eingangswiderstand **7** angeschlossen. Die Ausgangsklemme des zweiten Operationsverstärkers **14** ist mit der Basis eines PNP-Transistors **16A** über einen Widerstand **9** verbunden. Der PNP-Transistor **16A** ist mit einem NPN-Transistor **16B** in Darlington-Schaltung geschaltet. Diese Bauteilkombination wird nachstehend auch als Darlington-Transistorschaltung bezeichnet, die insgesamt mit dem Bezugszeichen **16** bezeichnet ist. Der Kollektor des NPN-Transistors **16B** der Darlington-Transistorschaltung **16** ist an eine invertierende Eingangsklemme des zweiten Operationsverstärkers **14** über einen Rückkopplungswiderstand **8** angeschlossen, und darüber hinaus mit einer Ausgangsklemme des ersten Operationsverstärkers **13** über einen zweiten Bezugswiderstand **10** verbunden, der einen Widerstandswert R_3 aufweist.

[0054] Der Emitter des NPN-Transistors **16B** ist an die Eingangsklemme eines A/D-Wandlers (nicht gezeigt) angeschlossen, der in der Kraftstoffeinspritzsteuereinheit **2** vorgesehen ist. Ein zweiter Strommeßwiderstand **12** mit einem Widerstandswert R_{eco} ist zwischen die voranstehend geschilderte Eingangsklemme und Massepotential geschaltet. In diesem Zusammenhang wird darauf hingewiesen, daß die Darlington-Schaltung aus dem PNP-Transistor **16A** und dem NPN-Transistor **16B** zur Stabilisierung des Transistorbasisstroms dient.

[0055] Durch Bereitstellung der Pegelverschiebungsschaltung **15** kann die Ausgangsspannung V_1 des ersten Operationsverstärkers **13**, der als Spannungsquelle für die Spannungs-Stromwandlerschaltung dient, die durch den ersten Strommeßwiderstand **5** mit dem Widerstandswert R_1, die Pegelverschiebungsschaltung **15** und den ersten Bezugswiderstand **6** mit dem Widerstandswert R_2 gebildet wird, monoton in Abhängigkeit von der Eingangsspannung erhöht werden, also dem Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs}, wie in Fig. 1B dargestellt ist. Der Ausgangsstrom I_0, der von dem NPN-Transistor **16B** der Darlington-Transistorschaltung **16** ausgegeben wird, erfährt eine Strom-Spannungswandlung durch den zweiten Strommeßwiderstand **12**, bevor er dem A/D-Wandler zugeführt wird. Auf diese Weise kann die Luftflußrateninformation der Kraftstoffeinspritzsteuereinheit **2** in Form eines Stromsignals zugeführt werden.

[0056] Die Schaltungsausbildung des Thermo-Durchflußmessers gemäß der vorliegenden Ausführungsform der Erfindung ist so ausgelegt, daß sie den Eingangsspannungspegel für den zweiten Operationsverstärker **14** absenkt, der in der Stromausgabestufe eingesetzt wird, und zwar zu dem Zweck, einen ausreichenden Eingangsspannungsbereich für den zweiten Operationsverstärker **14** sicherzustellen, der mit einem PNP-Eingangstransistor versehen ist. Im einzelnen läßt sich die Spannung $(V_1 - V_2)$, die an dem ersten Strommeßwiderstand **5** auftritt, durch folgenden Ausdruck (1) ausdrücken:

$$(V_1 - V_2) = (R_1/R_2) \times V_{afs} \quad (1)$$

wobei V_1 die Spannung bezeichnet, die an einem Verbindungspunkt zwischen dem ersten Strommeßwiderstand **5** und dem zweiten Strommeßwiderstand **10** auftritt, V_2 die Spannung am Verbindungspunkt A bezeichnet, und V_3 die Emitterspannung des PNP-Transistors **16A** bezeichnet.

[0057] Wegen der Beziehung $(V_1 - V_2) = (V_1 - V_3)$ ergibt sich der Kollektorstrom I_c des NPN-Transistors

16B der Darlington-Transistorschaltung **16** aus folgendem Ausdruck (2).

$$I_c = (V_1 - V_2)/R_3 = \{(R_1/R_2)R_3\} \times Vafs \quad (2)$$

[0058] Bei den voranstehenden Ausdrücken (1) und (2) bezeichnet R_1 den Widerstandswert des ersten Strommeßwiderstands **5**, R_2 jenen des ersten Bezugswiderstands **6**, und R_3 jenen des zweiten Strommeßwiderstands **10**.

[0059] Da der Kollektorstrom I_c gleich dem Ausgangsstrom I_o ist, ergibt sich die Eingangsspannung V_0, die an den A/D-Wandler angelegt wird, aus folgendem Ausdruck (3).

$$V_0\{(R_1 \times R_{ecu})/R_2 \times R_3\} \times V_{afs} \quad (3)$$

[0060] Als nächstes erfolgt eine Beschreibung des Bereichs der Eingangsspannungen (V_1, V_2) des zweiten Operationsverstärkers **14**. Der Eingangsspannungsbereich des zweiten Operationsverstärkers **14** wird durch die Summe des Flußratenanzeigespannungssignals V_{afs} und die Verschiebungsspannung festgelegt, die von der Pegelverschiebungsschaltung **15** erzeugt wird. Wenn beispielsweise die Pegelverschiebungsschaltung **15** durch eine Reihenschaltung eines Widerstands **17** mit dem Widerstandswert R_4 und zwei Dioden **18** (nicht in Fig. 1, jedoch in Fig. 3 gezeigt) gebildet wird, so taucht eine Spannung $2V_f$ (vgl. Fig. 3) über der Reihenschaltung der Dioden **18** auf. Das Potential V_2 (= v3) ergibt sich daher aus folgendem Ausdruck (4):

$$V_2 = \{(R_2 + R_4)/R_2\} \times V_{afs} + 2V_f \quad (4)$$

[0061] In diesem Fall ergibt sich das Potential der Eingangsspannung V_1 aus dem folgenden Ausdruck (5):

$$V_1 = \{(R_1 + R_2 + R_4)/R_2\} \times V_{afs} + 2V_f \quad (5)$$

[0062] Wie in Fig. 10 gezeigt ist, wird das Potential innerhalb des Eingangsspannungsbereichs des zweiten Operationsverstärkers **14** niedrig, und kann in den Bereich der Eingangsspannung für den Operationsverstärker mit PNP-Eingangstransistor absinken, dessen Eingangsbereich zwischen 0 und –1,5 V liegt, was die Source-Spannung des Operationsverstärkers darstellt. Auf diese Art und Weise kann der Eingangsspannungsbereich des zweiten Operationsverstärkers **14** relativ frei gewählt werden, was wiederum den Vorteil mit sich bringt, daß der Eingangsdynamikbereich des zweiten Operationsverstärkers **14** vergrößert werden kann. Darüber hinaus kann die Schaltung zur Bereitstellung der Bezugsspannung V_{ref}, die bei der in Fig. 8 dargestellten, herkömmlichen Kraftstoffeinspritzsteuereinheit **2** vorgesehen sein muß, eingespart werden, was ebenfalls vorteilhaft ist.

AUSFÜHRUNGSFORM 2

[0063] Eine zweite Ausführungsform der vorliegenden Erfindung betrifft Schaltungsausbildungen der Pegelverschiebungsschaltung **15**. Fig. 2 zeigt Beispiele für Schaltungsausbildungen der Pegelverschiebungsschaltung **15**. Die Pegelverschiebungsschaltung **15** hat die Aufgabe, sicherzustellen, daß die Darlington-Transistorschaltung **16** in einem aktiven Bereich arbeitet, und in Form eines Widerstands, einer Diode, einer Reihenschaltung von Dioden, einer Zenerdiode oder Kombinationen dieser Bauteile verwirklicht werden kann, wie bei (a) bis (g) in Fig. 2 gezeigt ist, in Abhängigkeit von den Eigenschaften des PNP-Transistors **16A** und des NPN-Transistors **16B**, des Eingangsspannungsbereichs des Flußratenanzeigespannungssignals V_{afs} und des Bereichs für die Ausgangsspannung V_0. Durch Einsatz einer geeigneten Schaltung unter den Pegelverschiebungsschaltungen **15** von Fig. 2 ist es möglich, die Darlington-Transistorschaltung **16** in dem aktiven Bereich zu betreiben.

AUSFÜHRUNGSFORM 3

[0064] Da das Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs} im allgemeinen bei unterschiedlichen Sensorelementen verschieden sein kann, wird vorzugsweise der Ausgangsstrom I_0 auf einen vorbestimmten Standardbereich eingeregelt. Die dritte Ausführungsform der Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur Einstellung des Ausgangsstroms I_0 innerhalb eines vorbestimmten Standardbereiches. Zu diesem Zweck ist bei dem Thermo-Durchflußmesser gemäß der vorliegenden Ausführungsform der Erfindung der erste Bezugswiderstand **6** mit dem Widerstandswert R_2 als einstellbarer Widerstand ausgebildet, so daß er als Einstellvorrichtung dienen kann. Darüber hinaus können die Verstärkungskonstanten für das erste Stromsignal V_{afs1} und das zweite Stromsignal V_{afs2} mit Konstanten R_{G1}, ..., R_{G4} gewichtet werden, entsprechend dem nachstehend erläuterten Ausdruck (8).

[0065] Wie aus dem voranstehend geschilderten Ausdruck (2) hervorgeht, kann die Einstellvorrichtung dadurch verwirklicht werden, daß ein einstellbarer Widerstand als der erste Strommeßwiderstand **5** oder der zweiten Bezugswiderstand **10** verwendet wird. Infolge der Verstärkungswirkung der Spannungs-Stromwandlervorrichtung, die durch den zweiten Operationsverstärker **14** und die Darlington-Transistorschaltung **16** gebildet wird, können Fehleranteile verringert werden, die durch die Schaltungsbauteile hervorgerufen werden. Darüber hinaus kann die Schaltung kostengünstig miniaturisiert werden.

AUSFÜHRUNGSFORM 4

[0066] Fig. 3 ist ein Schaltbild einer Schaltungsausbildung eines Thermo-Durchflußmessers gemäß ei-

ner vierten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Der Ausgangsstrom I_0 kann infolge einer Streuung des Widerstandswertes des zweiten Bezugswiderstandes **10** mit dem Widerstandswert R_3 variieren. Bei der vorliegenden Ausführungsform wird die Maßnahme durchgeführt, diesen Ausgangsstrom I_0 so einzustellen, daß er einen vorbestimmten Standardwert annimmt, oder innerhalb eines vorbestimmten Standardbereiches liegt.

[0067] Zu diesem Zweck wird ein konstanter Senkenstrom I_{offm} von dem Strom I_3 abgezogen, der durch den zweiten Bezugswiderstand **10** mit dem Widerstandswert R_3 fließt, um einen positiven oder negativen Offset des Ausgangsstroms I_0 auszugleichen. Auf diese Weise kann der Ausgangsstrom I_0 so geregelt werden, daß er einen vorbestimmten Standardwert annimmt, oder innerhalb eines vorbestimmten Standardbereiches liegt.

[0068] Hierbei sollte die Konstantstromschaltung zur Erzeugung des konstanten Senkenstroms I_{offm} vorzugsweise in der Nähe des Kollektors der Darlington-Transistorschaltung **16** vorgesehen sein, an welchem ein relativ hohes elektrisches Potential V_3 auftritt, da dann das Bezugspotential für die Konstantstromschaltung auf einen niedrigen Potentialpegel eingestellt werden kann, und so die Konstantstromschaltung einfach und kostengünstig ausgebildet werden kann.

AUSFÜHRUNGSFORM 5

[0069] Bei dem Thermo-Durchflußmesser gemäß der vierten Ausführungsform ist der Anschlußpunkt der Konstantstromschaltung in der Nähe des Kollektors der Darlington-Transistorschaltung **16** vorgesehen, wo die Spannung V_3 mit relativ hohem Potential auftaucht. Allerdings kann die Konstantstromschaltung auch in der Nähe eines Schaltungspunktes vorgesehen werden, an welchem eine Spannung V_4 mit relativ niedrigem Potential auftaucht. In diesem Fall kann die Offsetregelung des Ausgangsstroms I_0 zum Standardisieren des Flußratenanzeigespannungssignals V_{afs} in der endgültigen Ausgangsstufe durchgeführt werden, wodurch ein stabiler Ausgangsstrom I_0 erzielt werden kann, ohne Beeinflussung durch die Verstärkungen des PNP-Transistors **16A** und des NPN-Transistors **16B**.

[0070] Fig. 4 ist ein Schaltbild einer Schaltungsausbildung eines Thermo-Durchflußmessers gemäß einer fünften Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Wie aus Fig. 4 hervorgeht, ist die Konstantstromschaltung, die dazu dient, den konstanten Source-Strom I_{offp} auszugeben, in der Nähe des Emitters des NPN-Transistors **16B** der Darlington-Transistorschaltung **16** vorgesehen, an welchem die Spannung V_4 mit relativ niedrigem Potentialpegel auftaucht, so daß der konstante Source-Strom I_{offp} dem Emitterstrom hinzuaddiert werden kann. Infolge der voranstehend geschilderten Anordnung kann ein positiver oder negativer Offset des Ausgangsstroms I_0 so eingestellt werden, daß der Ausgangsstrom I_0 einen vorbestimmten Standardwert annimmt, oder innerhalb eines vorbestimmten Bereiches liegt.

AUSFÜHRUNGSFORM 6

[0071] Eine sechste Ausführungsform der vorliegenden Erfindung betrifft den Schaltungsaufbau der Konstantstromschaltung zur Erzeugung des konstanten Senkenstroms I_{offm}. Fig. 5A zeigt eine Schaltungsausbildung der Konstantstromschaltung zur Erzeugung des konstanten Senkenstroms I_{offm} gemäß der sechsten Ausführungsform der Erfindung. Wie aus dieser Figur hervorgeht, ist bei einem dritten Operationsverstärker **24** eine nicht-invertierende Eingangsklemme mit einem Verbindungspunkt zwischen einem Spannungsteilerwiderstand **19** mit dem Widerstandswert R_5 und einem Spannungsteilerwiderstand **20** mit dem Widerstandswert R_6 verbunden, die in Reihe zwischen eine Bezugsspannungsklemme V_r und das Massepotential geschaltet sind. Ein Eingangswiderstand **21** ist zwischen dem voranstehend erwähnten Verbindungspunkt und der nicht-invertierenden Eingangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** vorgesehen. Die Ausgangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** ist über einen Widerstand **23** an die Basis eines NPN-Transistors **26** angeschlossen. Der Emitter des NPN-Transistors **26** ist mit der invertierenden Eingangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** über einen Rückkopplungswiderstand **23** verbunden, und zusätzlich mit Massepotential über einen Stromeinstellwiderstand **25** mit dem Widerstandswert R_7 verbunden, wodurch der konstante Senkenstrom I_{offm}, mit welchem die Offseteinstellung durchgeführt werden soll, dem Kollektor des NPN-Transistors **26** zugeführt wird.

[0072] Wenn im Betrieb der in Fig. 5A dargestellten Schaltung eine Bezugsspannung mit vorbestimmtem Wert, die sich aus der Spannungsteilung durch die Spannungsteilerwiderstände **19** (R_5) und **20** (R_6) ergibt, der nicht-invertierenden Eingangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** zugeführt wird, wird die Emitterspannung des NPN-Transistors **26** auf die invertierende Eingangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** durch den Rückkopplungswiderstand **22** rückgekoppelt, was dazu führt, daß die Emitterspannung gleich der Bezugsspannung wird, die von der Spannungsteilung herrührt. Durch Einstellung des Widerstandswertes R_7 des Stromeinstellwiderstands **25** kann daher der konstante Senkenstrom I_{offm} eingeregelt werden, wie sich aus folgendem Ausdruck (6) ergibt:

$$I_{offm} = \{R_6/(R_5 + R_6)\} \times V_r \times (1/R_7) \quad (6)$$

[0073] Durch Einsatz des Stromeinstellwiderstands

25 mit dem Widerstandswert R_7 als Einstellvorrichtung ist es möglich, den konstanten Senkenstrom I_{offm} auf einen gewünschten Wert einzustellen. Da die Offseteinstellung nur durch den Stromeinstellwiderstand **25** (R_7) erreicht werden kann, kann dieser als externes Bauteil vorgesehen werden, wenn die Konstantstromschaltung als integrierte Schaltung ausgebildet werden soll. In diesem Fall kann die Anzahl an Anschlußstiften der integrierten Schaltung verringert werden.

AUSFÜHRUNGSFORM 7

[0074] Eine siebte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung betrifft den Schaltungsaufbau der Konstantstromschaltung zur Erzeugung des konstanten Source-Stroms I_{offp}. Fig. 5B zeigt eine Schaltungsausbildung der Konstantstromschaltung zur Erzeugung des konstanten Source-Stroms I_{offp} gemäß der siebten Ausführungsform der Erfindung. Wie aus dieser Figur hervorgeht, ist bei dem dritten Operationsverstärker **24** eine nicht-invertierende Eingangsklemme an einen Verbindungspunkt zwischen einem Spannungsteilerwiderstand **19** mit dem Widerstandswert R_5 und einem Spannungsteilerwiderstand **20** mit dem Widerstandswert R_6 angeschlossen, die in Reihe zwischen eine Bezugsspannungsklemme V_r und Massepotential geschaltet sind. Ein Eingangswiderstand **21** ist zwischen dem voranstehend erwähnten Verbindungspunkt und der nicht-invertierenden Eingangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** vorgesehen. Die Ausgangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** ist an die Basis eines PNP-Transistors **27** über einen Widerstand **23** angeschlossen. Der Emitter des PNP-Transistors **27** ist an die invertierende Eingangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** über einen Rückkopplungswiderstand **22** angeschlossen, und zusätzlich mit einer Klemme mit einer Bezugsspannung V_r über einen Stromeinstellwiderstand **25** mit dem Widerstandswert R_7 verbunden, wodurch der konstante Source-Strom I_{offp} nach seiner Einregelung von dem Kollektor des PNP-Transistors **27** ausgegeben wird.

[0075] Wenn im Betrieb der in Fig. 5B dargestellten Schaltung eine Bezugsspannung mit vorbestimmtem Wert, die sich aus der Spannungsteilung durch die Spannungsteilerwiderstände **19** (R_5) und **20** (R_6) ergibt, der nicht-invertierenden Eingangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** zugeführt wird, wird die Emitterspannung des PNP-Transistors **27** zur invertierenden Eingangsklemme des dritten Operationsverstärkers **24** über den Rückkopplungswiderstand **22** rückgekoppelt, was dazu führt, daß die Emitterspannung gleich der Bezugsspannung wird, die sich aus der Spannungsteilung ergibt. Durch Einstellung des Widerstandswertes R_7 des Stromeinstellwiderstandes **25** kann daher der konstante Source-Strom I_{offp} entsprechend folgendem Ausdruck (7) eingeregelt werden:

$$I_{offp} = \{R_6/(R_5 + R_6)\} \times V_r \times (1/R_7) \quad (7)$$

[0076] Durch Verwendung des Widerstandswertes R_7 als Einstellvorrichtung ist es möglich, den konstanten Source-Strom I_{offp} auf einen gewünschten Wert einzustellen. Da die Offseteinstellung nur mit dem Stromeinstellwiderstand **25** (R_7) durchgeführt werden kann, kann dieser als externes Bauteil vorgesehen werden, wenn die Konstantstromschaltung als integrierte Schaltung ausgeführt werden soll. In diesem Fall kann die Anzahl an Anschlußstiften der integrierten Schaltung verringert werden.

[0077] Die in den Fig. 5A und Fig. 5B dargestellten Konstantstromschaltungen unterscheiden sich voneinander nur in Bezug auf die Bezugsspannung, also die Bezugsspannung V_r und das Massepotential, und den verwendeten Transistortyp. Soweit die Offseteinstellung nicht gleichzeitig sowohl in negativer als auch in positiver Richtung in den Konstantstromschaltungen durchgeführt wird, die in den Fig. 5A und Fig. 5B gezeigt sind, können beide Konstantstromschaltungen zur Erzeugung des konstanten Senkenstroms I_{offm} und des konstanten Source-Stroms I_{offp} durch denselben Aufbau realisiert werden, unter Verwendung derselben Operationsverstärker als Operationsverstärker **24**, und derselben äußeren Widerstände, nämlich einfach durch Vertauschen der Bezugsspannung V_r und des Massepotentials oder umgekehrt, und Ersetzen des NPN-Transistors **26** durch den PNP-Transistor **27** oder umgekehrt.

[0078] Anders ausgedrückt kann die Konstantstromschaltung mit im wesentlichen denselbem Aufbau, abgesehen von den voranstehend geschilderten Unterschieden, dazu verwendet werden, den konstanten Senkenstrom I_{offm} oder den konstanten Source-Strom I_{offp} zu erzeugen. Darüber hinaus werden in der Praxis der Senkenstrom und der Source-Strom nicht gleichzeitig erzeugt. Beide in den Fig. 5A und Fig. 5B gezeigte Schaltungen können daher durch einen gemeinsamen Aufbau verwirklicht werden, wodurch die Anzahl an Schaltungsbauteilen des Thermo-Durchflußmessers entsprechend verringert werden kann. Daher läßt sich der Thermo-Durchflußmesser kostengünstig mit einem miniaturisierten Aufbau verwirklichen.

AUSFÜHRUNGSFORM 8

[0079] Eine achte Ausführungsform der Erfindung betrifft die Ausgangsschaltung für den ersten Operationsverstärker **13**, die dazu dient, unter Verwendung eines Transistors den Ausgangsstrom des ersten Operationsverstärkers **13** zu verstärken. Die Fig. 6A, Fig. 6B und Fig. 6C sind Schaltbilder, die Beispiele für Schaltungsausbildungen der Ausgangsschaltung für den ersten Operationsverstärker **13** gemäß der achten Ausführungsform der Erfindung zeigen. Wenn

die Ausgangsschaltung als Stromverstärkeranordnung ausgebildet wird, kann der Stromverbrauch des ersten Operationsverstärkers **13** verringert werden.

[0080] In Fig. 6A weist ein NPN-Transistor **29** eine Basis auf, an welche die Ausgangsspannung des ersten Operationsverstärkers **13** über einen Widerstand **28** angelegt wird, während an den Kollektor des Transistors **29** eine Konstantspannung mit dem Pegel V_B angelegt wird, wodurch eine Spannung V_1 von dem Emitter des Transistors **29** als Ausgangsspannung des ersten Operationsverstärkers **13** ausgegeben wird. Infolge der voranstehend geschilderten Schaltungsausbildung kann der Bereich für die Spannung V_1 so ausgedehnt werden, daß er nahe an dem Spannungspegel V_B liegt.

[0081] In Fig. 6B weist ein PNP-Transistor **31** eine Basis auf, an welche die Ausgangsspannung des ersten Operationsverstärkers **13** über einen Widerstand **30** angelegt wird, während dem Emitter des Transistors **31** eine Konstantspannung mit dem Pegel V_B zugeführt wird, wodurch die Spannung V_1 von dem Kollektor des Transistors **31** als Ausgangsspannung des ersten Operationsverstärkers **13** ausgegeben wird. In diesem Zusammenhang wird darauf hingewiesen, daß bei Verwendung der in Fig. 6B dargestellten Ausgangsschaltung das Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs} der invertierenden Eingangsklemme des ersten Operationsverstärkers **13** zugeführt wird. Durch die voranstehend geschilderte Ausgangsschaltung kann der Bereich für die Spannung V_1 so ausgedehnt werden, daß er nahe an dem Spannungspegel V_B liegt.

[0082] Fig. 6C ist ein Schaltbild, welches eine weitere Schaltungsausbildung der Ausgangsschaltung zeigt. Wie aus dieser Figur hervorgeht, ist bei dieser Ausgangschaltung ein NPN-Transistor **35** vorgesehen, dessen Emitter über einen Widerstand **34** an Masse gelegt ist, dessen Basis mit der Ausgangsklemme des ersten Operationsverstärkers **13** über einen Widerstand **32** verbunden ist, und dessen Kollektor an die Basis eines PNP-Transistors **36** über einen Widerstand **33** angeschlossen ist. Da der Basisstrom des PNP-Transistors **36** durch den NPN-Transistor **35** gesteuert werden kann, kann der Ausgangsbereich des ersten Operationsverstärkers **13** freiwählbar eingestellt werden.

AUSFÜHRUNGSFORM 9

[0083] Eine neunte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung betrifft einen Thermo-Durchflußmesser, bei welchem ein Differenzeingangssignal, welches aus zwei Stromsignalen V_{afs1} und V_{afs2} abgeleitet wird, verstärkt wird. Fig. 7 ist ein Schaltbild, welches eine Schaltungsausbildung des Thermo-Durchflußmessers gemäß der neunten Ausführungsform der Erfindung zeigt, wobei gleiche oder entsprechende Schaltungsbauteile wie in Fig. 1 durch gleiche oder entsprechende Bezugszeichen bezeichnet sind. In dieser Figur weist der vorliegende Thermo-Durchflußmesser einen ersten Verstärker **1a1** zur Erzeugung eines ersten Stromsignals V_{afs1} und einen zweiten Verstärker **1a2** zur Erzeugung eines zweiten Stromsignals V_{afs2} auf. Widerstände **37**, **38**, **39** und **40** werden dazu verwendet, den Differenzverstärkungsfaktor des ersten Operationsverstärkers **13** festzulegen.

[0084] Die Beziehung zwischen den Stromsignalen V_{afs1}, .V_{afs2} und V_{afs3} ergibt sich aus folgendem Ausdruck (8):

$$V_{afs3} = \{R_{G2}/(R_{G1} + R_{G2})) \times \{(R_{G3} + R_{G4})/R_{G3}\} \times V_{afs1} - (R_{G4}/R_{G3}) \times V_{afs2} \quad (8)$$

[0085] In dem voranstehenden Ausdruck bezeichnet V_{afs3} die Spannung, die an dem Verbindungspunkt zwischen der Pegelverschiebungsschaltung **15** und dem ersten Bezugswiderstand **6** auftaucht, und ist mit R_{G1}, R_{G2}, R_{G3} und R_{G9} der Widerstandswert des Widerstandswertes **37**, **38**, **39** bzw. **40** bezeichnet.

[0086] Wenn $R_{G1} = R_{G3}$ ist, was mit R_s bezeichnet wird, und wenn $R_{G2} = R_{G4}$ ist, was durch R_f bezeichnet wird, so läßt sich der Ausdruck (8) folgendermaßen umschreiben:

$$V_{afs3} = (R_f/R_s) \times (V_{afs1} - V_{afs2}) \quad (9)$$

[0087] Ersetzt man das Flußratenanzeigespannungssignal V_{afs} durch das dritte Stromsignal V_{afs3}, so kann der Ausgangswert des Thermo-Durchflußmessers gemäß der vorliegenden Ausführungsform der Erfindung ähnlich wie im Falle des Thermo-Durchflußmessers gemäß der ersten Ausführungsform festgelegt werden.

[0088] Darüber hinaus können, wenn das Eingangssignal für den ersten Operationsverstärker **13** ein Differenzsignal ist, vorteilhafte Auswirkungen erzielt werden, die voranstehend im Zusammenhang mit der ersten, dritten und vierten Ausführungsform der Erfindung geschildert wurden.

[0089] Zahlreiche Merkmale und Vorteile der vorliegenden Erfindung gehen aus der detaillierten Beschreibung hervor, und daher sollen die beigefügten Patentansprüche sämtliche derartigen Merkmale und Vorteile der Einrichtung umfassen, die innerhalb des wahren Wesens und Umfangs der Erfindung liegen. Da Fachleuten auf diesem Gebiet leicht zahlreiche Modifikationen und Änderungen auffallen werden, soll darüber hinaus die Erfindung nicht exakt auf die Konstruktionen und Betriebsabläufe beschränkt sein, die erläutert und geschildert wurden.

[0090] Zwar wurde beispielsweise in der voranste-

henden Beschreibung angenommen, daß der Thermo-Durchflußmesser gemäß der vorliegenden Erfindung bei der Messung der Ansaugluftflußrate bei einer Brennkraftmaschine verwendet wird, jedoch kann selbstverständlich der Thermo-Durchflußmesser gemäß der Erfindung bei zahlreichen anderen Anwendungszwecken eingesetzt werden.

[0091] Es können daher alle geeigneten Abänderungen und Äquivalente eingesetzt werden, die mit dem Umfang der Erfindung verträglich sind.

Patentansprüche

1. Thermo-Durchflussmesser zur Feststellung der Flussrate eines Fluids, welcher aufweist:
eine Spannungswandlervorrichtung (**13**) zur Umwandlung eines Flussratenanzeigespannungssignals (V_{afs}), welches von einer Flussratenerfassungsvorrichtung (**1a**) ausgegeben wird, in eine Spannung (V_1);
eine Spannungs-Stromwandlervorrichtung (**14**, **16**) zur Umwandlung der Spannung in einen Strom (I_c) mit einer Größe proportional zum Wert des Flussratenanzeigespannungssignals (V_{afs});
eine Strom-Spannungswandlervorrichtung (**12**) zur Umwandlung des Stroms in ein Spannungssignal (V_0) für eine Analog-Digitalwandlung;
dadurch gekennzeichnet , dass
die von der Spannungswandlervorrichtung (**13**) umgewandelte Spannung (V_1), eine Spannung mit einem Pegel ist, der innerhalb eines vorbestimmten Bereiches liegt, und
eine Spannungseinstellvorrichtung (**15**; **5**; **6**) zur Erhöhung oder Verringerung des Ausgangssignals der Spannungswandlervorrichtung (**13**) in Abhängigkeit vom Wert des Flussratenanzeigespannungssignals (V_{afs}) vorgesehen ist.

2. Thermo-Durchflussmesser nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Spannungswandlervorrichtung (**13**) eine Verstärkungseinstellvorrichtung (**15**) aufweist, die dazu dient, den Verstärkungsfaktor für das Flussratenanzeigespannungssignal (V_{afs}) zu ändern, welches der Spannungswandlervorrichtung zugeführt wird.

3. Thermo-Durchflussmesser nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Spannungseinstellvorrichtung (**15**) durch ein Element gebildet wird, welches aus einer Gruppe ausgewählt ist, die aus einem Widerstand, Widerständen, einer Diode, Dioden, einer Zenerdiode und Kombinationen dieser Bauteile besteht (Fig. 2(a) bis (g)).

4. Thermo-Durchflussmesser nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch eine Stromeinstellvorrichtung, die einem Stromausgabeteil der Spannungs-Stromwandlervorrichtung (**14**, **16**) zugeordnet ist, um einen Stromwert des Stromausgabeteils einzustellen.

5. Thermo-Durchflussmesser nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass das Stromausgabeteil als Transistorschaltung mit zwei Transistoren (**16A**; **16B**) in Darlington-Schaltung (**16**) ausgebildet ist.

6. Thermo-Durchflussmesser nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromeinstellvorrichtung eine Konstantstromschaltung aufweist, die dazu dient, einen konstanten Source-Strom (I_{offp}) dem Ausgangsstrom an der Niederspannungsseite des Stromausgabeteils hinzuzufügen (Fig. 3, Fig. 5B).

7. Thermo-Durchflussmesser nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromeinstellvorrichtung eine Konstantstromschaltung zum Hinzufügen eines konstanten Senkenstroms (I_{offm}) zum Ausgangsstrom an der Hochspannungsseite des Stromausgabeteils aufweist (Fig. 3, Fig. 5A).

8. Thermo-Durchflussmesser nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Spannungswandlervorrichtung (**13**) das Flussratenanzeigespannungssignal in eine Spannung mit einem Pegel umwandelt, der innerhalb des vorbestimmten Bereiches absinkt, nachdem eine Stromverstärkung des Flussratenanzeigespannungssignals (V_{afs}) durchgeführt wurde.

Es folgen 10 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG. 1A

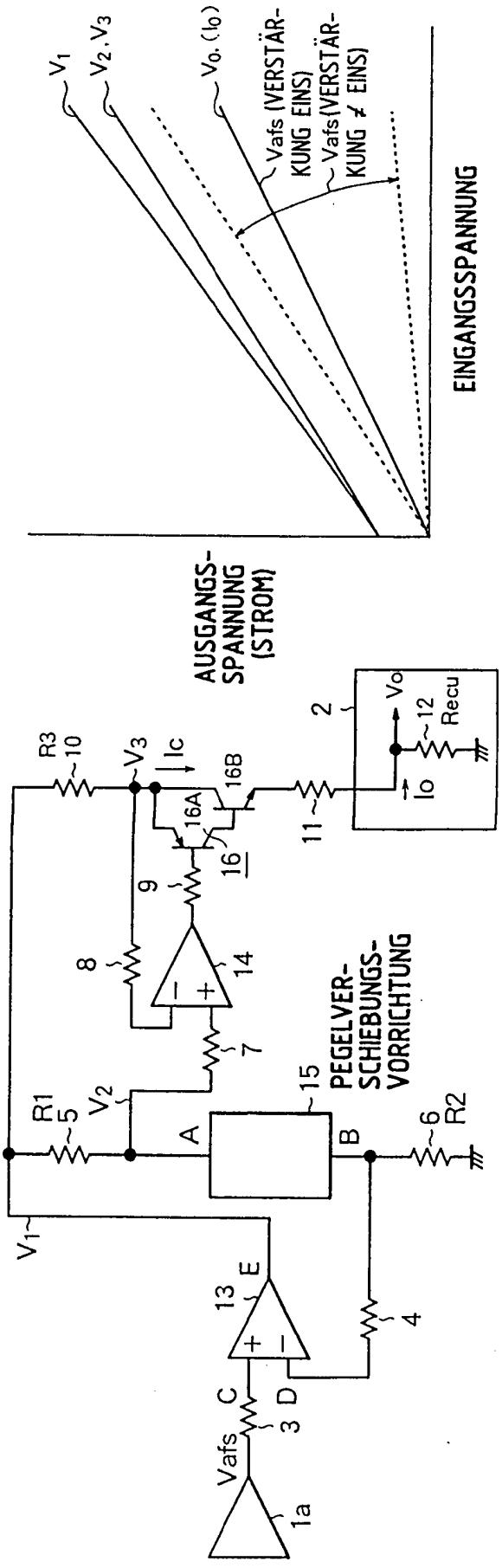


FIG. 1B

FIG. 2

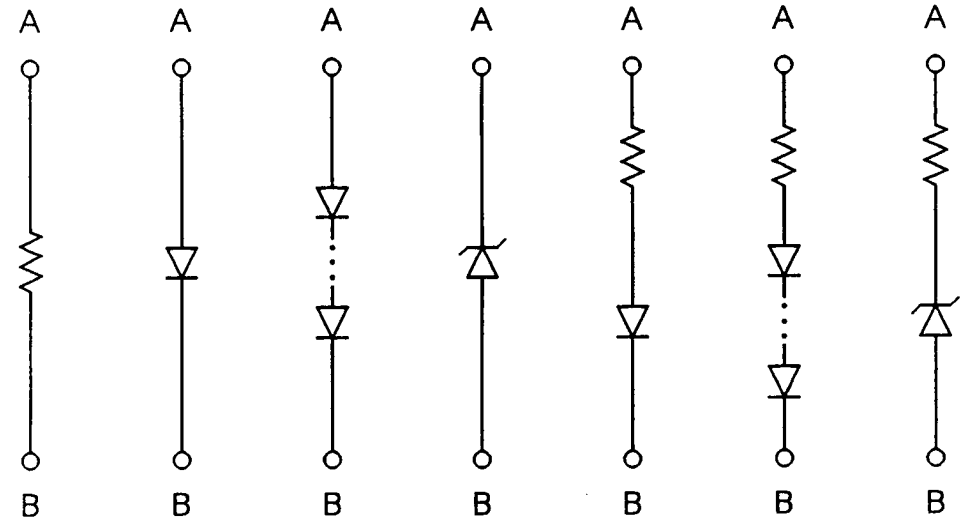


FIG. 3

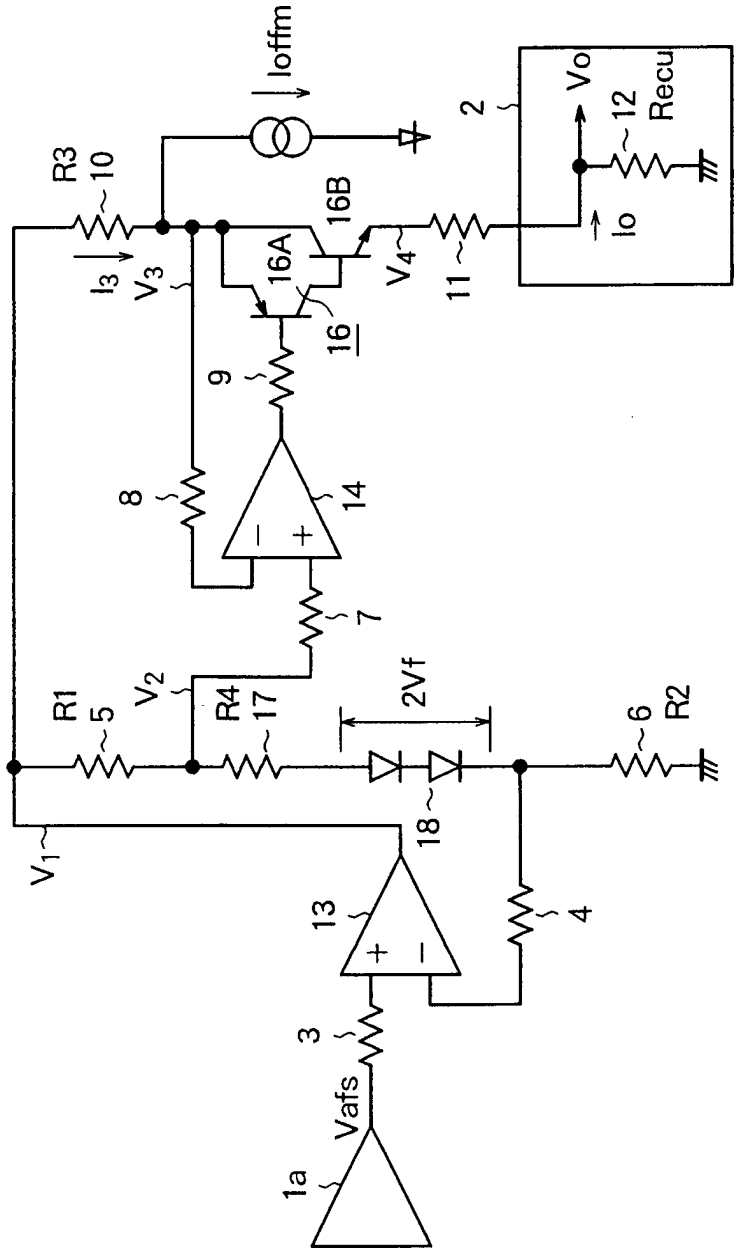

Ioffm
Vo
Recu
12
2
R3
10
16B
16A
16
I_3
V_3
V_4
11
Io
9
8
14
7
R1
5
V_2
R4
17
2Vf
6
R2
18
V_1
13
4
3
Vafs
1a

FIG. 4

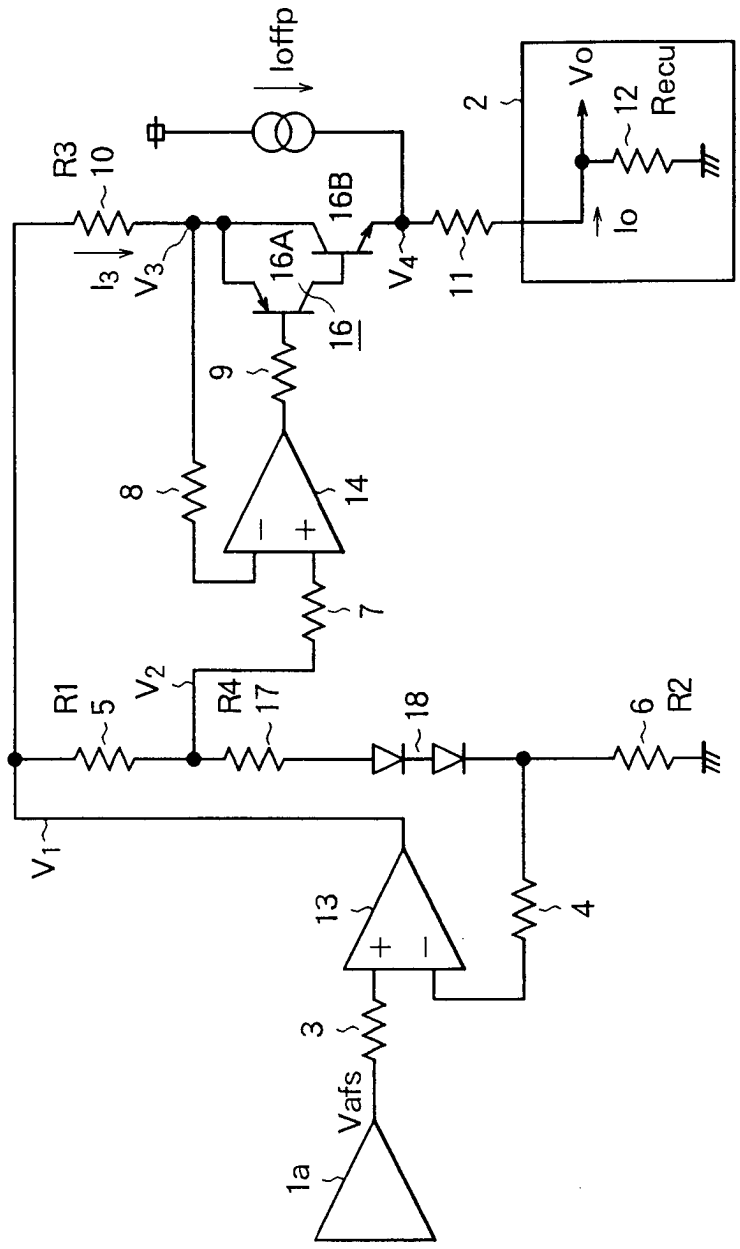

Ioffp
R3
10
16B
16A
16
2
Vo
12
Recu
Io
I_3
V_3
V_4
11
9
8
14
7
R1
5
V_2
R4
17
18
6
R2
V_1
13
4
3
Vafs
1a

FIG. 5B

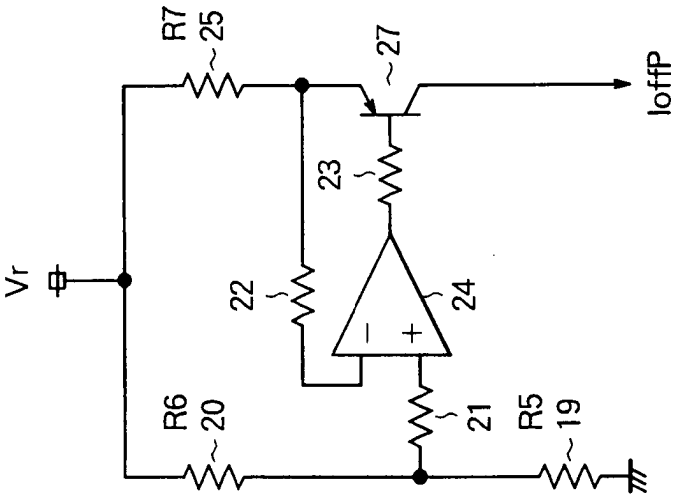

R7
25
27
IoffP
23
Vr
22
24
R6
20
21
R5
19

FIG. 5A

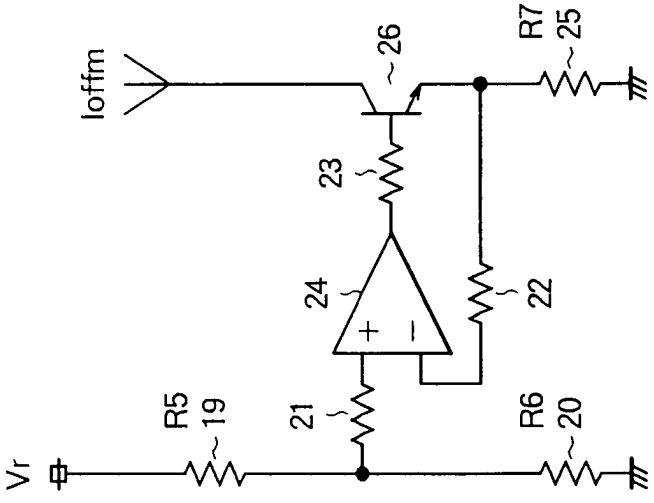

Ioffm
26
R7
25
23
24
22
R5
19
21
R6
20
Vr

FIG. 6C

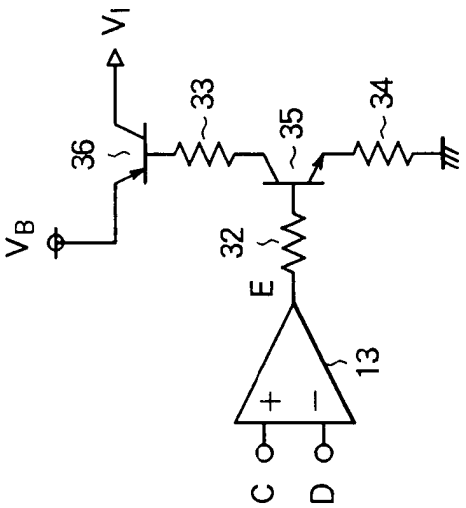


FIG. 6B

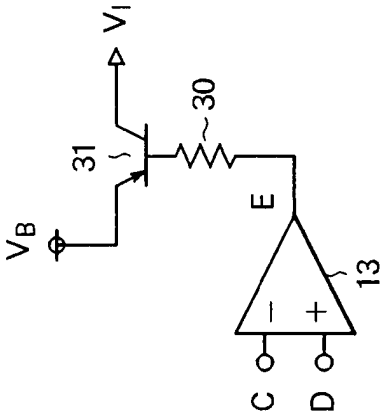


FIG. 6A

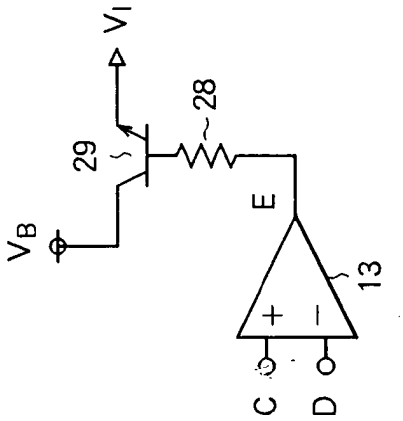


FIG. 7

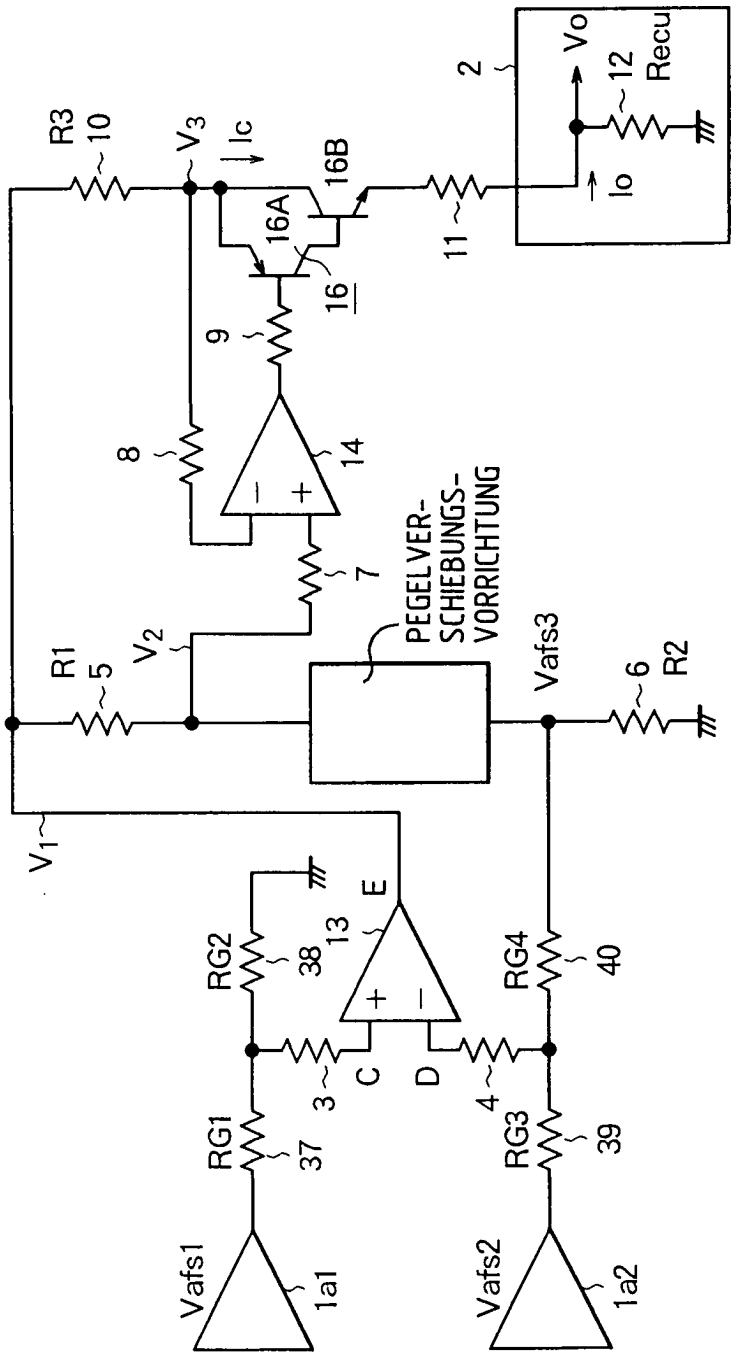

R3
10
V3
Ic
16B
16A
16
2
Vo
12
Recu
Io
11
9
8
14
7
PEGELVER-
SCHIEBUNGS-
VORRICHTUNG
R1
5
V2
Vafs3
6
R2
V1
E
13
RG2
38
RG4
40
C
D
3
4
RG1
37
RG3
39
Vafs1
1a1
Vafs2
1a2

FIG. 8

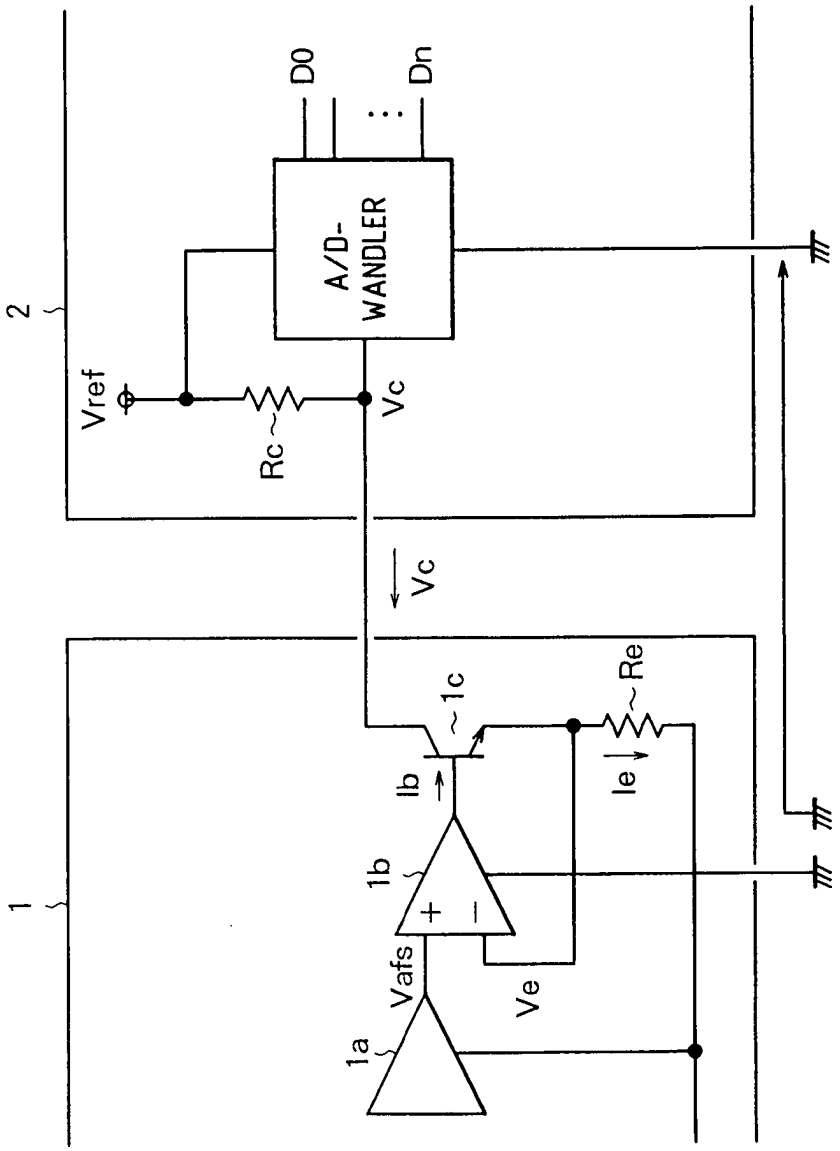


FIG. 9

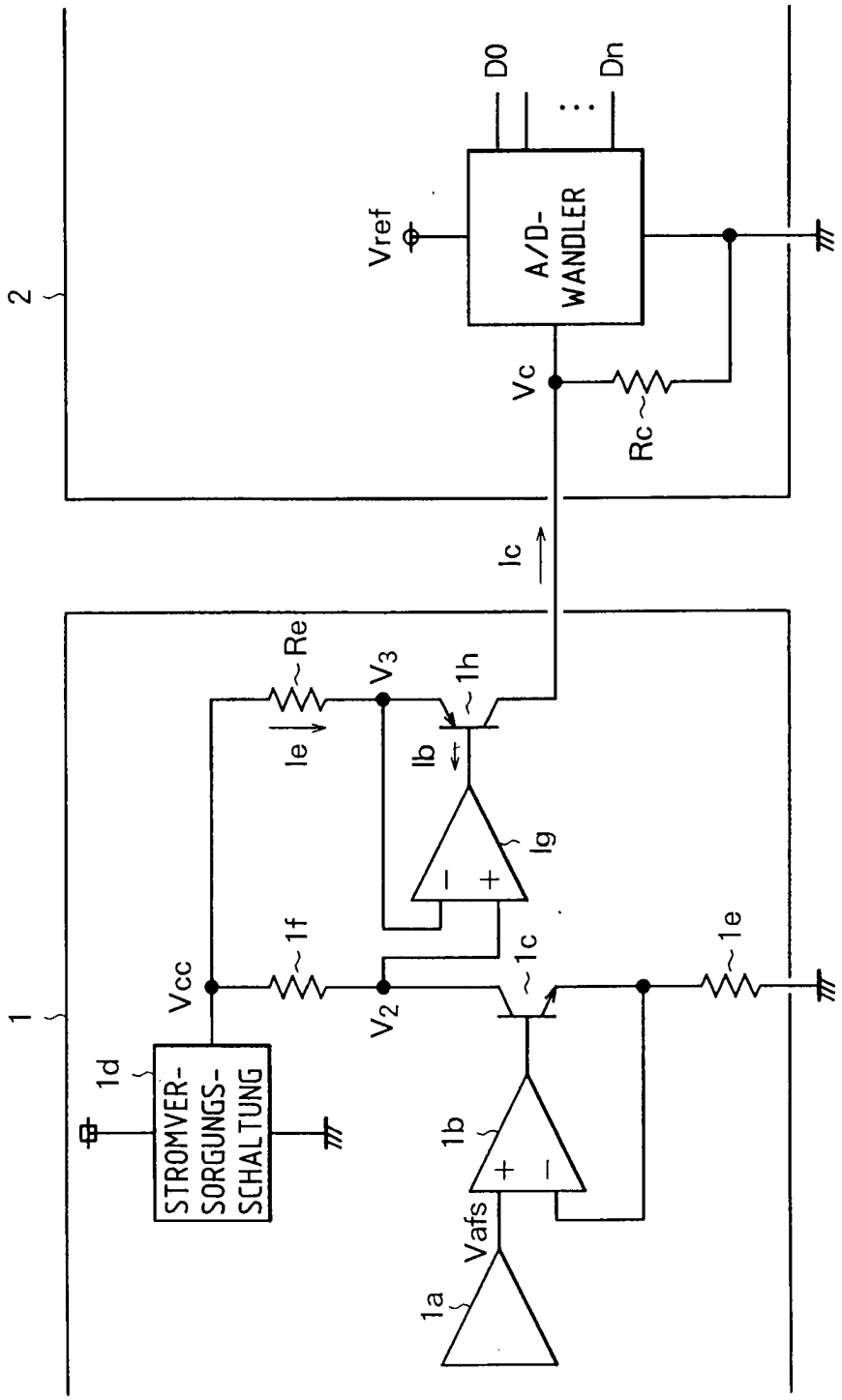
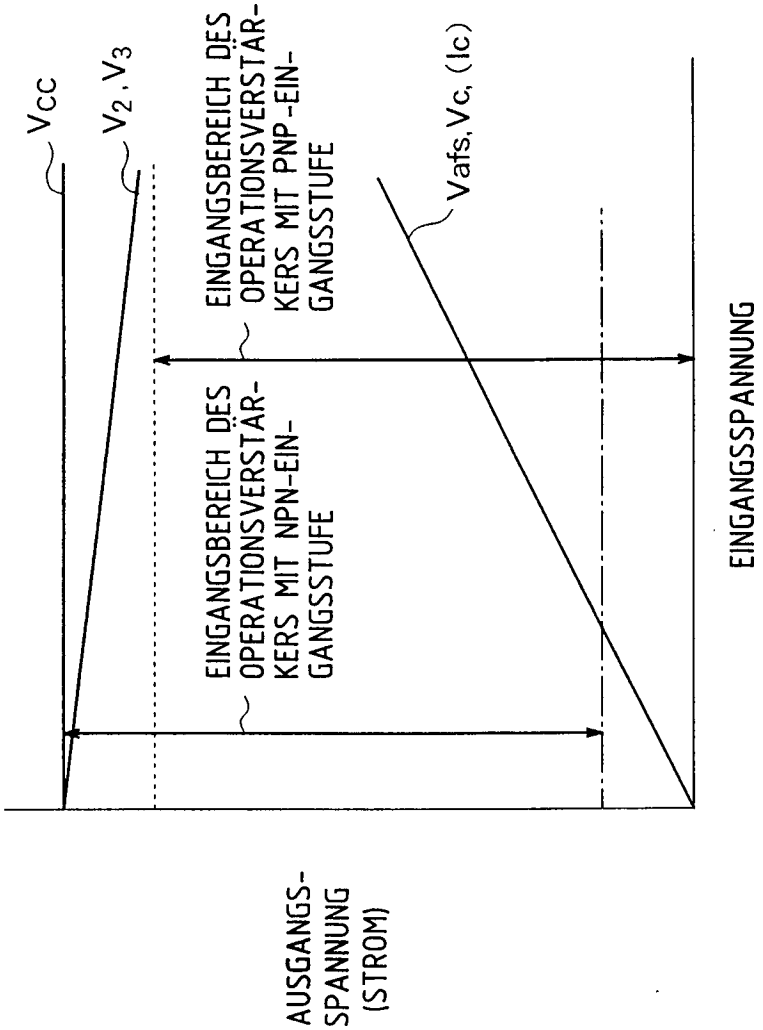

2
D0
Dn
Vref
A/D-WANDLER
Vc
Rc
Ic
1
Re
V3
1h
Ie
Ib
Ig
1f
Vcc
1c
1e
V2
1d
STROMVER-SORGUNGS-SCHALTUNG
1b
Vafs
1a

FIG. 10


Vcc
V2, V3
EINGANGSBEREICH DES OPERATIONSVERSTÄRKERS MIT PNP-EINGANGSSTUFE
Vafs, Vc, (Ic)
EINGANGSBEREICH DES OPERATIONSVERSTÄRKERS MIT NPN-EINGANGSSTUFE
EINGANGSSPANNUNG
AUSGANGS-SPANNUNG (STROM)