(19) Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2020 126 419 A1** 2022.04.14

(12) # Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2020 126 419.4**
(22) Anmeldetag: **08.10.2020**
(43) Offenlegungstag: **14.04.2022**

(51) Int Cl.: ***G01K 7/16*** (2006.01)
G01K 7/20 (2006.01)
G01K 7/30 (2006.01)

(71) Anmelder:
Bundesrepublik Deutschland, vertreten durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Energie, dieses vertreten durch den Präsidenten der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt, 38116 Braunschweig, DE

(74) Vertreter:
Gramm, Lins & Partner Patent- und Rechtsanwälte PartGmbB, 38122 Braunschweig, DE

(72) Erfinder:
Drung, Dietmar, Dr., 13583 Berlin, DE; Krause, Christian, Dr., 14469 Potsdam, DE

(56) Ermittelter Stand der Technik:

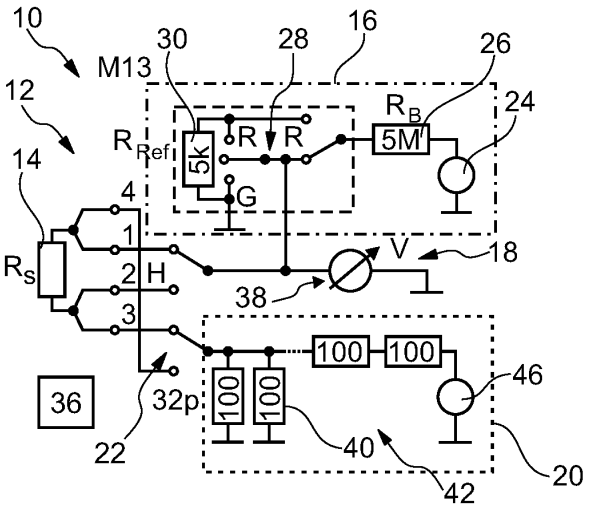
DE	**10 2010 003 125**	**A1**
US	**5 700 090**	**A**

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen.

(54) Bezeichnung: **Thermometer**

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft ein Thermometer (10) mit (a) einem Sensorelement (12), das (i) ein elektrisches Sensor-Widerstandselement (14) mit einem elektrischen Widerstandswert (R_S), (ii) einen ersten Anschlusskontakt (1), (iii) einen zweiten Anschlusskontakt (2), sodass das Sensor-Widerstandselement (14) mittels des ersten Anschlusskontakts (1) und des zweiten Anschlusskontakts (2) kontaktiert ist, und (iv) einen dritten Anschlusskontakt (3), sodass das Sensor-Widerstandselement (14) mittels des dritten Anschlusskontakts (3) kontaktiert ist, hat, und (b) einer Messstromquelle (16) zum Abgeben eines Messstroms (I_B). Erfindungsgemäß ist (c) ein Gleich-Wechselspannungsmesser (18) vorgesehen, der die an seinem Spannungsmesseingang (38) anliegende Messspannung gegen Masse misst.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Thermometer mit (a) einem Sensorelement, das (i) ein elektrisches Sensor--Widerstandselement mit einem elektrischen Widerstandswert, (ii) einen ersten Anschlusskontakt, (iii) einen zweiten Anschlusskontakt, sodass das Sensor-Widerstandselement mittels des ersten Anschlusskontakts und des zweiten Anschlusskontakts kontaktiert ist, und (iv) einen dritten Anschlusskontakt, sodass das Sensor-Widerstandselement mittels des dritten Anschlusskontakts kontaktiert ist, hat, und (b) einer Messstromquelle zum Abgeben eines Messstroms.

[0002] Ein derartiges Thermometer basiert auf dem physikalischen Effekt, dass der elektrische Widerstandswert des elektrischen Sensor-Widerstandselements von der Temperatur abhängt. Aus dem elektrischen Widerstand kann daher auf die Temperatur des Sensor-Widerstandselements geschlossen werden. Ein derartiges Thermometer setzt eine Kalibrierung voraus, die in regelmäßigen Abständen wiederholt werden muss.

[0003] Es ist zudem bekannt, die absolute Temperatur mittels eines Rauschthermometers zu messen. Die Rauschthermometrie ist eine primäre Methode zur Messung der absoluten Temperatur des Sensor-Widerstandselements T_S. Die thermische Bewegung der Ladungsträger im Sensor-Widerstandselement erzeugt eine Rauschspannung. Die Temperatur des Sensor-Widerstandselements wird aus der spektralen Dichte des Rauschens abgeleitet, die proportional zur Temperatur ist und von der Bolzmann-Konstante abhängt. Nachteilig an einem derartigen Thermometer ist, dass die zu messende Rauschspannung sehr klein ist. In der Regel beträgt der über die Signalbandbreite integrierte Effektivwert bei Raumtemperatur ca. 1 Mikrovolt. Das ist ungefähr gleich groß wie das Eingangsrauschen der rauschärmsten Verstärker auf Basis von Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFETs). Daher muss der Einfluss des Verstärkerrauschens unterdrückt werden. Das geschieht beispielsweise durch Korrelation zwischen zwei identischen Signalpfaden, die das gleiche Sensorrauschen messen.

[0004] Es ist bekannt, die Temperatur sowohl mittels einer Widerstandsmessung am Sensor-Widerstandselement als auch mittels Messung des thermischen Rauschens zu bestimmen.

[0005] Aus der US 5,228,780 ist bekannt, das Widerstandselement in einen resonanten Schwingkreis einzubetten, sodass der Effektivwert der Rauschspannung nur von der Sensortemperatur und der Kapazität abhängt. Das Rauschen wird mit Hilfe eines Wechselspannungsverstärkers verstärkt und kann analog oder digital weiterverarbeitet werden. Drei Schalter am Eingang des Verstärkers ermöglichen spezielle Zustände zur Bestimmung des Verstärkerbeitrags. Der Widerstandswert des Widerstandselements wird mit Hilfe eines ständig eingeprägten Gleichstroms und eines daraus resultierten Gleichspannungsanfalls gemessen.

[0006] Nachteilig an bekannten Thermometer ist, dass sie vergleichsweise komplex aufgebaut sind.

[0007] Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, die Temperaturmessung zu verbessern.

[0008] Die Erfindung löst das Problem durch ein gattungsgemäßes Thermometer, das einen Gleich-Wechselspannungsmesser zum Messen einer Messspannung gegen Masse, eine Referenzspannungsquelle zum Abgeben einer Referenzspannung gegen Masse, (e) einen Sensorelement-Schalter, der kontaktiert ist, sodass das Sensorelement (i) in eine Zweileiter-Messschaltung M13, in der das Sensor-Widerstandselement über den ersten Anschlusskontakt und den dritten Anschlusskontakt kontaktiert ist und das Sensorelement mit dem ersten Anschlusskontakt mit der Messstromquelle verbunden und mit dem dritten Anschlusskontakt mit der Referenzspannungsquelle verbunden ist, und (ii) in eine Parasitärwiderstands-Messschaltung G23, in der der zweite Anschlusskontakt und der dritte Anschlusskontakt kontaktiert sind, der zweite Anschlusskontakt mit der Messstromquelle und der dritte Anschlusskontakt mit der Referenzspannungsquelle verbunden ist, und das Sensor-Widerstandselement nicht in der Parasitärwiderstands-Messschaltung G23 ist, schaltbar ist, und (f) eine Auswerteeinheit, die ausgebildet ist zum automatischen (i) Schalten des Sensorelements in die Zweileiter-Messschaltung und Messen einer ersten Messspannung $U_{PP,M13}$, (ii) Schalten des Sensorelements in die Parasitärwiderstands-Messschaltung und Messen einer zweiten Messspannung $U_{PP,G23}$ und (iii) Berechnen der Temperatur aus den Messspannungen $U_{PP,M13}$, $U_{PP,G23}$ aufweist.

[0009] Wie unten in der Herleitung gezeigt wird, kann durch das Messen der ersten Messspannung und der zweiten Messspannung der Widerstand der Leitungen und des Schalters am ersten Anschlusskontakt und am zweiten Anschlusskontakt ermittelt werden. Mit Hilfe dieses Widerstandsmessergebnisses wird der elektrische Widerstandswert des Sensor-Widerstandselements von der Auswerteeinheit korrigiert.

[0010] Vorteilhaft an dem erfindungsgemäßen Thermometer ist, dass eine Kalibrierung über elektrische Quantennormale in der Regel nur sehr selten notwendig ist.

[0011] Im Unterschied zu bekannten Thermometern setzt das erfindungsgemäße Thermometer einen gleichspannungsgekoppelten Verstärker zur gleichzeitigen Messung des Sensorwiderstands und des Rauschens ein.

[0012] im Rahmen der vorliegenden Beschreibung wird unter dem elektrischen Sensor-Widerstandselement insbesondere ein elektrisches Bauteil verstanden, dessen elektrischer Widerstand über einen vorgegebenen Messbereich eineindeutig von der Temperatur abhängt. Als elektrisches Sensor-Widerstandselement kann ein Platinelement Pt100 oder Pt25 eingesetzt werden, aber auch andere temperaturabhängige Widerstandselemente sind möglich.

[0013] Unter der absoluten Temperatur wird insbesondere eine Temperatur verstanden, die auf der SI-Temperaturskala angegeben ist. Alternativ kann die absolute Temperatur auch als Temperaturdifferenz zu einer anderen, festgelegten Temperatur, beispielsweise einer Phasenübergangstemperatur eines Elements, angegeben oder auf eine andere Temperaturskala bezogen sein, beispielsweise die ITS-90.

[0014] Erfindungsgemäß ist zudem ein Temperaturnormal aus einem erfindungsgemäßen Thermometer und einem Kalibrierschein, in dem insbesondere eine Messunsicherheit des Temperaturmessergebnisses für eine Messung mit dem Thermometer angegeben ist. Der Kalibrierschein kann zudem eine Betriebstemperatur enthalten, die die maximale Temperatur angibt, für die das Thermometer betrieben werden kann.

[0015] Günstig ist es, wenn die Auswerteeinheit die angegebenen Schritte regelmäßig wiederholt. Auf diese Weise werden zeitabhängige Messdaten erhalten.

[0016] Günstig ist es, wenn der Sensorelement-Schalter ein elektronischer Schalter ist. In anderen Worten ist der Sensorelement-Schalter vorzugsweise ein Halbleitschalter. Auf diese Weise kann zwischen den einzelnen Messschaltungen schnell hin- und her geschaltet werden und das zuverlässige Schalten ist auch nach vielen Schaltzyklen noch gegeben.

[0017] Günstig ist es, wenn das Sensor-Widerstandselement einen Temperaturkoeffizienten von zumindest 10^{-3} K^{-1} besitzt.

[0018] Vorzugsweise ist die Auswerteeinheit so ausgebildet, dass das Messen der Messspannungen zumindest 0,02 Sekunden, insbesondere 0,1 Sekunden dauert. Vorzugsweise dauert das Messen der Messspannungswerte höchstens 10 Sekunden.

[0019] Der Gleich-Wechselspannungsmesser weist vorzugsweise einen gleichspannungsgekoppelten Verstärker und einen Analog-Digital-Wandler auf.

[0020] Gemäß einer bevorzugten Ausführungsform hat (a) das Sensorelement einen vierten Anschlusskontakt, sodass das Sensor-Widerstandselement mittels des dritten Anschlusskontakts und des vierten Anschlusskontakts kontaktiert ist und (b) der Sensorelement-Schalter ist so kontaktiert, dass das Sensorelement (i) in eine zweite Zweileiter-Messschaltung M24, in der das Sensor-Widerstandselement über den zweiten Anschlusskontakt und den vierten Anschlusskontakt kontaktiert ist und das Sensorelement mit dem zweiten Anschlusskontakt mit der Messstromquelle und mit dem vierten Anschlusskontakt mit der Referenzspannungsquelle verbunden ist, (ii) in eine zweite Parasitärwiderstands-Messschaltung G14, in der der erste Anschlusskontakt und der vierte Anschlusskontakt kontaktiert sind, der erste Anschlusskontakt mit der Messstromquelle und der vierte Anschlusskontakt mit der Referenzspannungsquelle verbunden ist und das Sensor-Widerstandselement nicht in der Parasitärwiderstands-Messschaltung G14 ist, schaltbar ist.

[0021] Günstig ist es, wenn die Auswerteeinheit ausgebildet ist zum automatischen (i) Schalten des Sensorelements in die zweite Zweileiter-Messschaltung M24 und Messen einer dritten Messspannung $U_{PP,M24}$, (ii) Schalten des Sensorelements in die zweite Parasitärwiderstands-Messschaltung und Messen einer vierten Messspannung $U_{PP,G14}$ und Berechnen der Temperatur aus den Messspannungen $U_{PP,M13}$, $U_{PP,G23}$, $U_{PP,M24}$ und $U_{PP,G14}$.

[0022] Durch das Messen der dritten Messspannung und der vierten Messspannung können die Widerstände eliminiert werden, die die Zuleitungen zu den beiden Anschlussseiten des Sensor-Widerstandsele-

ments haben. Dadurch kann der elektrische Widerstandswert des elektrischen Sensor-Widerstandselements mit hoher Genauigkeit gemessen werden.

[0023] Vorzugsweise ist die Auswerteeinheit ausgebildet zum automatischen Durchführen eines Verfahrens mit den Schritten (i) Erfassen einer ersten spektralen Spannungsrauschdichte $S_{U,M13}$ mittels des Gleich--Wechselspannungsmessers, wenn das Sensorelement in der ersten Zweileiter-Messschaltung M13 ist, (ii) Erfassen einer zweiten spektralen Spannungsrauschdichte $S_{U,G23}$ mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers, wenn das Sensorelement in der ersten Parasitärwiderstands-Messschaltung G23 ist, (iii) Bestimmen einer dritten spektralen Spannungsrauschdichte $S_{U,M24}$ mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers, wenn das Sensorelement in der zweiten Zweileiter-Messschaltung M24 ist, (iv) Erfassen einer vierten spektralen Spannungsrauschdichte $S_{U,G14}$ mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers, wenn das Sensorelement in der zweiten Parasitärwiderstands-Messschaltung G14 ist, (v) Bestimmen der absoluten Temperatur Ts aus den Spannungsrauschdichten $S_{T,M13}$, $S_{T,G23}$, $S_{T,M24}$ und $S_{T,G14}$.

[0024] Dadurch, dass in den Parasitärwiderstands-Messschaltungen die jeweiligen Rauschdichten bestimmt werden, können die parasitären Beiträge durch die Verdrahtung, durch den Sensorelement-Schalter sowie den Gleich-Wechselspannungsmesser eliminiert werden. Auf diese Weise wird ein genauer Messwert für die Temperatur aus den gemessenen Rauschdichten erhalten.

[0025] Vorzugsweise ist die Auswerteeinheit ausgebildet zum automatischen Durchführen eines Verfahrens mit den Schritten (i) in der ersten Zweileiter-Messschaltung M13 Messen einer Zweitmessstrom-Messspannung mit einem zweiten Messstrom, der sich vom ersten Messstrom unterscheidet und (ii) Berechnen der Temperatur aus einem Mittelwert der Differenz der Messspannung und der Zweitmessstrom-Messspannung und zudem der Differenz der Messströme. Dadurch, dass die Temperatur aus dem Mittelwert der Differenz der Messspannung und der Zweitmessstrom-Messspannung ermittelt werden, werden Offset-Spannungen und niederfrequentes Rauschen unterdrückt.

[0026] Besonders günstig ist es, wenn der zweite Messstrom null ist oder dem ersten Messstrom mit entgegengesetzter Stromrichtung entspricht.

[0027] Vorzugsweise ist die Auswerteeinheit ausgebildet zum automatischen Durchführen eines Verfahrens mit den Schritten (i) Erfassen einer ersten Referenzspannung $U_{Ref,M13}$ mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers, wenn das Sensorelement in der ersten Zweileiter-Messschaltung M13 ist, (ii) Erfassen einer zweiten Referenzspannung $U_{Ref,G23}$ mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers, wenn das Sensorelement in der ersten Parasitärwiderstands-Messschaltung G23 ist, (iii) Bestimmen einer dritten Referenzspannung $U_{Ref,M24}$ mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers, wenn das Sensorelement in der zweiten Zweileiter-Messschaltung M24 ist, (iv) Erfassen einer vierten Referenzspannung $U_{Ref,G14}$ mittels des Gleich--Wechselspannungsmessers, wenn das Sensorelement in der zweiten Parasitärwiderstands-Messschaltung G14 ist, (v) Bestimmen der Temperatur unter Verwendung der Referenzspannungen $U_{Ref,M13}$, $U_{Ref,G23}$, $U_{Ref,M24}$ und $U_{Ref,G14}$. Damit ergibt sich ein genauerer Messwert für die Temperatur.

[0028] Günstig ist es, wenn (a) die Messstromquelle (i) eine Spannungsquelle, (ii) ein Einspeise-Widerstandselement, das einen Einspeise-Widerstandswert (R_B) hat, (iii) ein Referenzwiderstandselement mit einem Referenzwiderstandswert (R_{Ref}) und (iv) einen Referenzschalter aufweist, (b) das Referenzwiderstandselement in der Zweileiter-Messschaltung und der Parasitärwiderstands-Messschaltung nicht kontaktiert ist, (c) der Referenzschalter so kontaktiert ist, dass das Referenzwiderstandselement in eine Referenzwiderstandselement-Messschaltung, in der das Referenzwiderstandselement mit einem Ausgangskontakt auf Masse liegt und mit einem Eingangskontakt mit dem Einspeise-Widerstandselement verbunden ist, schaltbar ist, und dass (d) das Thermometer eine Auswerteeinheit aufweist, die ausgebildet ist zum automatischen Bestimmen des Einspeise-Widerstandswerts R_B. Auf diese Weise kann der Einspeise-Widerstandswert des Einspeise-Widerstands bestimmt werden. Aus diesem wiederum kann unter Kenntnis der Messspannungen der elektrische Widerstandswert des Sensor-Widerstandselements mit hoher Genauigkeit bestimmt werden.

[0029] Günstig ist es, wenn (a) der Referenzschalter so kontaktiert ist, dass das Referenzwiderstandselement in eine Verstärkermassungs-Messschaltung, in der der Spannungsmesseingang 38 des Gleich-Wechselspannungsmessers auf Masse gelegt ist, schaltbar ist und dass (b) die Auswerteeinheit ausgebildet ist zum automatischen (i) Erfassen einer Verstärkermassungs-Messspannung mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers, (ii) Bestimmen einer spektralen Dichte $S_{U,HG}$ der Verstärkermassungs-Messspannung, (iii) Bestimmen einer Verstärkerspannungsrauschdichte ($S_{U,A}$) aus der spektralen Dichte ($S_{U,HG}$) und (iv) Berechnen der Temperatur unter Verwendung der Verstärkerspannungsrauschdichte ($S_{U,A}$). Durch die erfolgte

Bestimmung der Verstärkerspannungsrauschdichte des Gleich-Wechselspannungsmessers ergibt sich somit ein genauerer Messwert für die absolute Temperatur T_S.

[0030] Vorzugsweise ist die Auswerteeinheit ausgebildet zum automatischen Durchführen eines Verfahrens mit den Schritten (a) Bringen des Sensorelement-Schalters in eine Neutralstellung, in der der der Sensorelement-Schalter nicht mit dem Gleich-Wechselspannungsmesser kontaktiert ist, (b) zeitabhängiges Messen einer fünften Messspannung, (c) Berechnen einer Gesamtstromrauschdichte $S_{I,\Sigma}$ aus der zeitabhängigen fünften Messspannung und (d) Berechnen der absoluten Temperatur Ts aus den Spannungsrauschdichten $S_{T,M13}$, $S_{T,G23}$, $S_{T,M24}$, und $S_{T,G14}$ und der Gesamtstromrauschdichte $S_{I,\Sigma}$. Auf diese Weise kann die Gesamtstromrauschdichte bestimmt werden. Diese kann bei der Berechnung der absoluten Temperatur Ts aus den Rauschdichten zur Korrektur des Messwerts verwendet werden.

[0031] Im Folgenden wird die Erfindung anhand der beigefügten Zeichnungen näher erläutert. Dabei zeigt

Fig. 1 mit den Teilbildern 1a, 1b, 1c, 1d und 1e Schaltbilder eines erfindungsgemäßen Thermometers,

Fig. 2 ein schematisches Diagramm der Abfolge der Messschaltungen zum Durchführen eines erfindungsgemäßen Verfahrens,

Fig. 3 mit den Teilbildern 3a, 3b und 3c Gleichstromersatzbilder für die Bestimmung des Quellwiderstands, der Verstärkungskorrektur mittels der Relativverstärkung aus Gx und des Einspeisewiderstandes R_B,

Fig. 4a ein Rauschersatzschaltbild für die Bestimmung des Sensorrauschens $U_{T,S}$,

Fig. 4b ein Rauschersatzschaltbild für die Bestimmung des Referenzwiderstandsrauschens $U_{T,Ref}$ und

Fig. 5 ein vereinfachtes Ersatzschaltbild des Gleich-Wechselspannungsmessers.

[0032] **Fig. 1a** zeigt einen vereinfachten Schaltplan eines erfindungsgemäßen Thermometers 10 mit einem Sensorelement 12, das ein elektrisches Widerstandselement 14, einen ersten Anschlusskontakt 1, einen zweiten Anschlusskontakt 2, einen dritten Anschlusskontakt 3 und einen vierten Anschlusskontakt 4 besitzt.

[0033] Das Thermometer 10 besitzt zudem eine Messstromquelle 16 zum Abgeben eines Messstroms I_B, der durch die Anschlusskontakte 1 und 4 einerseits bzw. 2 und 3 andererseits durch das Widerstandselement 14 fließen kann.

[0034] Mittels eines Gleich-Wechselspannungsmessers 18 wird die am Spannungsmesseingang 38 anliegende Spannung gegen Masse gemessen. Der Gleich-Wechselspannungsmesser 18 hat ein Verstärkerrauschen von höchstens 10 $nV/Hz^{1/2}$ insbesondere höchstens 1 $nV/Hz^{1/2}$. Sein ohmscher Innenwiderstand beträgt zumindest 100 kΩ, insbesondere zumindest 1 GΩ.

[0035] Das Thermometer 10 besitzt zudem eine Referenzspannungsquelle 20 zum Abgeben einer Referenzspannung U_{Ref} gegenüber Masse, sowie einen Sensorelement-Schalter 22. Mittels der Sensorelement--Schalters 22 kann das Sensorelement 12 in eine in **Fig. 1a** gezeigte Zweileiter-Messschaltung M13 gebracht werden.

[0036] **Fig. 1a** zeigt das Sensorelement 12 in einer Zweileiter-Messschaltung M13, in der das Sensorelement 12 mit dem ersten Anschlusskontakt 1 mit der Messstromquelle 16 verbunden ist und mit dem dritten Anschlusskontakt 3 mit der Referenzspannungsquelle 20 verbunden ist.

[0037] **Fig. 1b** zeigt eine erste Parasitärwiderstands-Messschaltung G23. Es ist zu erkennen, dass der zweite Anschlusskontakt 2 mit der Messstromquelle 16 und der dritte Anschlusskontakt 3 mit der Referenzspannungsquelle 20 verbunden ist, und das Sensor-Widerstandselement 14 nicht in der Parasitärwiderstands-Messschaltung G23 ist.

[0038] **Fig. 1c** zeigt eine zweite Zweileiter-Messschaltung M24. **Fig. 1d** zeigt eine zweite Parasitärwiderstands-Messschaltung G14.

[0039] Wie **Fig. 1a** zeigt, umfasst die Messstromquelle 16 eine Spannungsquelle 24 und einen Einspeise--Widerstandselement 26, der einen Einspeise-Widerstandswert R_B hat. Die Messstromquelle 16 besitzt zudem einen Referenzschalter 28, mittels dem ein Referenzwiderstandselement 30 zuschaltbar ist.

[0040] **Fig. 1e** zeigt ein Referenzwiderstandselement-Messschaltung HR, in der das Referenzwiderstandselement mit einem Ausgangskontakt 32 auf Masse liegt und mit einem Eingangskontakt 34 mit dem Einspeise-Widerstandselement 26 verbunden ist.

[0041] **Fig. 1a** zeigt, dass das Thermometer 10 eine Auswerteeinheit 36 aufweist, die mit dem Gleich-Wechselspannungsmesser 18 sowie dem Sensorelement-Schalter 22 und dem Referenzschalter 28 verbunden ist.

[0042] **Fig. 1f** zeigt den Sensorelement-Schalter 22 in einer Neutralstellung H, in der der Sensorelement--Schalter 22 nicht mit dem Gleich-Wechselspannungsmesser 18 verbunden ist. Stattdessen ist der Spannungsmesseingang 38 des Gleich-Wechselstrommessers 18 lediglich mit der Messstromquelle 16 verbunden.

[0043] Die Referenzspannungsquelle 20 besitzt in der vorgegebenen Ausführungsform eine Schaltung, die eine Gesamtanzahl N = N1 + N2 aus Teilerwiderstandselementen. Die Teilerwiderstandselemente 40.i sind so verschaltet, dass beim Anlegen des Messstroms I_B die Referenzspannung U_{Ref} sich zu der Spannung am Sensorelement 14 addiert.

[0044] Eine erste Anzahl N1 bildet einen Satz an parallelgeschalteten Niederohm-Teilerwiderstandselementen 40.1, ..., 40.N1. Eine zweite Anzahl N2 der Teilerwiderstandselemente 40.i bildet einen zweiten Satz an Hochohm-Teilerwiderstandselementen 40.N1+1, ..., 40.N1+N2. Der erste Satz an Niederohm-Teilerwiderstandselementen 40.1, ..., 40.N1 und die Hochohm-Teilerwiderstandselemente 40.N1+1, ..., 40.N1+N2 bilden einen Spannungsteiler 42 mit einem Widerstandsverhältnis WV von im vorliegenden Fall WV = 1.000. Dadurch wird die Spannung der Wechselspannungsquelle 46 um den Faktor WV+1 = 1.001 heruntergeteilt.

[0045] **Fig. 2** zeigt den zeitlichen Signalverlauf eines kompletten Messzyklus und die Datenauswertung. In den Modi H, HR und HG wird der Spannungsmesseingang 38 vom Sensorelement 12 getrennt (oberer Sensorelement-Schalter 22 in Neutralstellung H). Im Modus HR (siehe **Fig. 1e)** wird zusätzlich der im gestrichelten Rahmen befindliche Referenzwiderstand R_{Ref} mit dem Spannungsmesseingang 38 verbunden (Referenzschalter 28 und Messstromschalter 44 in Stellung R).

[0046] Im Modus HG wird der Spannungsmesseingang 38 über den Referenzschalter 28 auf Masse gelegt (Stellung G), während der Messstromschalter 44 in Stellung R bleibt. Der Messstromschalter 44 verbindet das Einspeise-Widerstandselement entweder mit dem Referenz-Widerstandselement 30 oder dem Referenzschalter 28. Der Messzyklus in **Fig. 2** wird zur maximalen Unterdrückung von Drifteffekten alternierend vorwärts und rückwärts durchlaufen.

[0047] Die in den Figuren genannten Zahlenwerte in Ohm für die Widerstandselemente sind Beispiele, andere Widerstandswerte sind ebenfalls möglich. Die interne Referenzspannung U_{Ref} wird über den aus insgesamt N = 67 Widerständen zu je 100 Ω bestehenden Spannungsteiler 42 mittels Serien/Parallelschaltung realisiert. Zur besseren Übersicht sind nur jeweils zwei Widerstände beispielhaft gezeichnet und die genaue Verschaltung durch 32p bzw. 31s+4p angedeutet.

[0048] In den **Fig. 1a** und **Fig. 1b** sind Dreileitermessung mithilfe der Messschaltungen M13 und G23 realisiert, die auch als Messmodi bezeichnet werden können. Hierbei steht „M“ für eine aktive Messung mit dem Sensor-Widerstandselement 14 im Messkreis, während „G“ eine Parasitärspannungsmessung ohne Sensor--Widerstandselement 14 im Messkreis kennzeichnet. Die Zahlen 1 bis 4 legen die Anschlüsse fest, zwischen denen jeweils gemessen wird. Der für beide Messungen gemeinsame Masseanschluss 3 erfolgt über den Innenwiderstand der Referenzspannungsquelle 20. Im vorliegenden Fall besteht der besitzt die Referenzspannungsquelle 20 32 parallel geschalteten Widerständen zu je 100 Ω. Der Innenwiderstand der Referenzspannungsquelle 20 entspricht damit in guter Näherung dem elektrischen Widerstand der 32 parallelgeschalteten Widerstände.

[0049] Über das Einspeise-Widerstandselement 26 mit dem Einspeise-Widerstandswert von R_B = 5 MΩ wird ein Messstrom I_B in den jeweiligen Quellwiderstand eingespeist und aus dem resultierenden Spannungsabfall ein Widerstandswert berechnet. Der Quellwiderstand entspricht dem zu messenden Gesamtwiderstand am Spannungsmesseingang 38 gegen Masse im jeweiligen Modus.

[0050] Im Modus M ist dieser Widerstandswert der zu messende Sensorelement-Widerstandswert Rs zuzüglich eines Parasitärwiderstands bestehend aus den Beiträgen der Verbindungsleitungen, Schalter und Referenzspannungsquelle.

[0051] Im Modus G wird dagegen nur der Parasitärwiderstand gemessen. Zur Unterdrückung von Offset und niederfrequentem Rauschen wird der Messstrom I_B periodisch umgepolt. Ein periodisches An- und Abschalten ist alternativ möglich, verdoppelt aber bei gleichem Spitze-Spitze-Wert $I_{PP,B}$ die mittlere Verlustleistung im Sensor.

[0052] Die Erzeugung des Messstroms I_B erfolgt (siehe **Fig. 1**) über eine Spannungsquelle 24 und das Einspeise-Widerstandselement 26 mit dem Einspeise-Widerstandswert R_B. Dies hat gegenüber einer Stromquelle mit Operationsverstärkern den Vorteil, dass die Quellimpedanz über der Frequenz einfach beschreibbar ist und das Stromrauschen der Stromquelle, wie später noch gezeigt wird, gemessen werden kann.

[0053] Allerdings ergibt sich infolge des Einflusses des Einspeise-Widerstandswerts 26 auf die Messung des Widerstandswerts Rs des Sensorelement-Widerstandselements eine geringfügige Reduktion der gemessenen Signalspannungen. Mit der in **Fig. 1** gezeigten typischen Dimensionierung und einem Pt100 als Sensor liegt der Effekt im gesamten Temperaturbereich der IEC 751 (-200 °C bis +850 °C) unter 400 Ω / 5 MΩ = 0,008%. Dieser kleine Effekt wird in der Datenanalyse berücksichtigt, würde aber hier die Darstellung sehr unübersichtlich machen und das Verständnis für die wesentlichen Effekte erschweren. Deshalb wird in den folgenden Erläuterungen zunächst der Grenzfall einer idealen Stromquelle ($R_B \rightarrow \infty$) angenommen, es wird also davon ausgegangen, dass der Messstrom $I_{PP,B} = U_{PP,B}/R_B$ mithilfe einer Spannungsquelle 24 mit unendlich hoher Quellspannung ($U_{PP,B} \rightarrow \infty$) erzeugt wird.

[0054] Für die in **Fig. 1a** und **Fig. 1b** gezeigten Messmodi M13 und G23 ergibt sich der jeweilige Quellwiderstand (Sensorelement-Widerstandswert plus Widerstandswerte der Verdrahtung oder Widerstandswerte nur der Verdrahtung) aus den gemessenen Spitze-Spitze-Spannungen: $R_{M13} = U_{PP,M13} / I_{PP,B}$ bzw. $R_{G23} = U_{PP,G23} / I_{PP,B}$. Hierbei sind die Messspannungen $U_{PP,M13}$ und $U_{PP,G23}$ auf den Spannungsmesseingang 38 und gegen Masse bezogen. In anderen Worten werden sie ermittelt, indem die jeweils gemessene Ausgangsspannung durch den kalibrierten Verstärkungsfaktor des Verstärkers einschließlich Analog/Digital--Wandler (ADC) dividiert wird. Damit ergibt sich für die in **Fig. 1a** dargestellte Dreileitermessung:

$$R_{M13} - R_{G23} = R_S + R_{W1} - R_{W2} \qquad (1)$$

[0055] Idealerweise kompensieren sich die Beiträge R_{W1} und R_{W2} von Leitung und Sensorelement-Schalter 22 an Anschluss 1 und 2 exakt, so dass der Widerstandswert Rs des Sensor-Widerstandselements 14 mithilfe von Formel (1) ermittelt werden kann.

[0056] In der Praxis ergeben sich aber kleine Abweichungen, so dass die Messung von Rs verfälscht wird. Um diese Verfälschung zu vermeiden, wird vorzugsweise eine weitere Dreileitermessung mit den Messmodi M24 und G14 durchgeführt, bei der die Masseverbindung über den Anschlusskontakt 4 erfolgt. Die zugehörige Messschaltung ist in **Fig. 1c** dargestellt. Für diese Messung ergibt sich

$$R_{M24} - R_{G14} = R_S - R_{W1} + R_{W2} \qquad (2)$$

Die parasitären Beiträge von Leitung und Sensorelement-Schalter 22 in Formel (2) weisen gegenüber Formel (1) entgegengesetzte Vorzeichen auf. Daher werden die Ergebnisse beider Dreileitermessungen gemittelt und der Einfluss der parasitären Widerstandsbeiträge komplett unterdrückt. Der Sensorwiderstand

$$R_S = \frac{R_{M13} + R_{M24}}{2} - \frac{R_{G23} + R_{G14}}{2} \qquad (3)$$

wird exakt ermittelt. Damit ist eine hochgenaue virtuelle Vierleitermessung realisiert.

[0057] Für die Bestimmung der spektralen Dichte des Sensorrauschens

$$S_{T,S} = 4\, k_B T_S R_S$$

ergibt sich eine analoge Betrachtung. Bei allen Messungen muss neben den parasitären Beiträgen durch Verdrahtung und Sensorelement-Schalter 22 auch die Spannungsrauschdichte $S_{U,A}$ des Gleich-Wechselspannungsmessers 18 berücksichtigt werden, die häufig in der gleichen Größenordnung wie die Sensorrauschdichte Su liegt.

[0058] Zur Vereinfachung wird die Belastung durch das Einspeise-Widerstandselement sowie das Stromrauschen von Verstärker und Messstrom zunächst vernachlässigt. Es ergibt sich damit für die beiden Dreileitermessungen von **Fig. 1a** und **Fig. 1c**:

$$S_{T,M13} - S_{T,G23} = 4\ k_B\ T_S R_S + S_{U,W1} - S_{U,W2} \qquad (4)$$

und

$$S_{T,M24} - S_{T,G14} = 4\ k_B\ T_S R_S - S_{U,W1} + S_{U,W2} \qquad (5)$$

wobei $S_{T,M13}$, $S_{T,G23}$, $S_{T,M24}$ und $S_{T,G14}$ die in den vier Modi gemessenen, eingangsbezogenen Spannungsrauschdichten darstellen.

[0059] Die Verstärkerrauschdichte $S_{U,A}$ erscheint in den Formeln (4) und (5) nicht, weil sie in den Modi M und G identische Zusatzrauschbeiträge verursacht, die sich bei der Differenzbildung der zugehörigen Spektren exakt kompensieren. Die parasitären Beiträge von Leitung und Sensorelement-Schalter 22 $S_{U,W1}$ und $S_{U,W2}$ weisen in den beiden Gleichungen entgegengesetzte Vorzeichen auf. Durch Mittelung der Ergebnisse beider Dreileitermessungen wird daher der Einfluss der parasitären Widerstandsbeiträge komplett unterdrückt.

[0060] Da der Sensorwiderstand mithilfe von Gleichung (3) bestimmt wurde, kann nun die absolute Temperatur T_S des Sensors

$$T_S = \frac{1}{4k_B R_S}\left(\frac{S_{T,M13} + S_{T,M24}}{2} - \frac{S_{T,G23} + S_{T,G14}}{2}\right) \qquad (6)$$

ermittelt werden. Damit kann die Temperatur zeitgleich über die Temperaturabhängigkeit des Sensorwiderstands und dessen thermisches Rauschen gemessen werden. Damit sind die Funktionen von Widerstandsthermometer und Rauschthermometer im Thermometer 10 kombiniert.

[0061] In **Fig. 2** sind der zeitliche Verlauf der Signale und die zugehörige Datenanalyse anhand eines kompletten Messzyklus schematisch dargestellt. Der zeitliche Verlauf des Messstroms ist in der Zeile „Bias“ zu sehen, die daraus resultierende Verstärkerspannung in der Zeile „Amp Input“. Der Messzyklus wird durch senkrecht durchgezogene Linien in fünf Segmente geteilt. Die oben beschriebene Dreileitermessung von **Fig. 1a** und **Fig. 1c** mit den Messmodi M13 und G23 befindet sich im linken Segment und setzt sich aus 12 Einzelmessungen zusammen, welche durch Zahlen 1-12 in der Zeile „Bias“ gekennzeichnet sind.

[0062] Die senkrechten gestrichelten Linien unterteilen das Segment in sechs Perioden mit unterschiedlicher Polarität der Quelle „Bias“. Für die Messdatenanalyse wird nach jeder Änderung des Messstroms der anfängliche Teil der Daten verworfen, um den Einfluss von Einschwingvorgängen zu unterdrücken (Zeile „Data Used“). Zur Unterdrückung von Netzeinstreuungen in Ländern mit sowohl 50 Hz als auch 60 Hz ist eine verbleibende Länge der Zeitspuren von 100 ms vorteilhaft.

[0063] Von den 12 Zeitspuren werden jeweils der Mittelwert und die spektrale Dichte gebildet, wobei vor der Fouriertransformation der jeweilige Mittelwert der Zeitspur abgezogen wird (Offsetbereinigung). Mithilfe der 12 Mittelwerte wird die durch den Messstrom erzeugte Spannungsdifferenz für die beiden Messmodi M13 und G23 bestimmt. Dies ist in der Zeile „$U_{PP,X}$“ erläutert: Für den Messmodus M13 werden die Einzelmessungen 1, 5, 7, 11 gemittelt und davon der Mittelwert der Einzelmessungen 2, 6, 8, 12 abgezogen. Da es sich um vier Messstromperioden handelt, ist der Gewichtungsfaktor bei der Mittelung 1/4 (angedeutet durch ±m/4 in Zeile „$U_{PP,x}$“). Entsprechend werden für den Messmodus G23 die Einzelmessungen 3, 9 gemittelt und davon der Mittelwert der Einzelmessungen 4, 10 abgezogen (Gewichtungsfaktor 1/2).

[0064] Für die Ermittlung des Sensorrauschens werden alle spektralen Dichten im jeweiligen Messmodus M13 bzw. G23 gemittelt. Dadurch ergeben sich Mittelungsfaktoren von 1/8 bzw. 1/4, angedeutet durch +s/8 bzw. +s/4 in der Zeile „Noise“. Die entsprechende Analyse für die Dreileitermessung von Bild 1(b) mit den Messmodi M24 und G14 ist im rechten Segment von **Fig. 2** dargestellt.

[0065] Wie die Formeln (1) bis (6) zeigen, ist mit den beschriebenen vier Basismodi M13, G23, M24 und G14 ein Betrieb als Widerstands/Rauschthermometer möglich. Dabei wurden jedoch der endliche Sensorelement-Widerstandswert R_B der Messstromquelle 16 sowie das Stromrauschen von Messstrom und Gleich--

Wechselspannungsmesser vernachlässigt. Zur Reduktion der Messunsicherheit werden diese Effekte mithilfe einer geeigneten Analyse berücksichtigt, um die für die Formeln (3) und (6) benötigten Widerstandswerte und Spannungsrauschdichten zu erhalten. Zur Ermittlung der hierfür notwendigen Parameter und zur Erhöhung der Langzeitstabilität der Elektronikeigenschaften werden die im Folgenden beschriebenen Messmodi verwendet.

Rückführung von Verstärkung und Messstromstärke

[0066] Für das Thermometer 10 sind möglichst lange Intervalle zwischen den (elektrischen) Kalibrierungen mit Quantennormalen und eine möglichst niedrige Temperaturabhängigkeit der Messelektronik wünschenswert. Die Langzeitstabilität und Temperaturabhängigkeit des gesamten Signalpfads bestehend aus Verstärker, Anti-Aliasing-Filter und Analog/Digital-Wandler sind für hochgenaue Messungen oft unzureichend. Hierbei ist speziell der Verstärker kritisch, da dessen Eingangsstufe aufgrund der extremen Anforderungen an das Rauschen typischerweise mit diskreten JFETs aufgebaut ist.

[0067] Der Gleich-Wechselspannungsmesser 18 umfasst einen gleichspannungsgekoppelten Verstärker, bei dem das Verhältnis der hochfrequenten Verstärkung im gewählten Signalbereich des Widerstandsrauschens zur niederfrequenten (quasi-DC) Verstärkung Go bezüglich der Zeit und der Betriebstemperatur des Verstärkers möglichst konstant ist. Das bedeutet, dass es sich nach der Kalibrierung möglichst nicht mehr ändert. Dies wird erreicht durch die Verwendung hochwertiger Halbleiterverstärker und stabiler passiver Komponenten (z.B. Metallfilmwiderstände und Kondensatoren mit keramischem C0G-Dielektrikum).

[0068] Somit stehen die gemessenen Rauschamplituden und die durch niederfrequente Signale verursachten Spannungsabfälle in festem Verhältnis zueinander. Daher können Verstärkungsabweichungen des gesamten Signalpfads während des normalen Thermometerbetriebs mithilfe einer niederfrequenten, rechteckförmigen Referenzspannung ermittelt und korrigiert werden. Hierfür wird aus dem gemessenen Spitze-Spitze-Wert $U_{Ref,X}$ die momentane niederfrequente Relativverstärkung $G_X = G_{0,X}/G_0$ abgeleitet, die als Verhältnis von momentaner niederfrequenter Verstärkung $G_{0,X}$ und Kalibrierwert G_0 definiert ist. Der Index „X“ kennzeichnet hier und im Folgenden den jeweils verwendeten Basismodus M13, G23, M24 oder G14.

[0069] Zur Verstärkungskorrektur werden die gemessenen Spannungen vor der weiteren Datenanalyse durch die Relativverstärkung dividiert. Das entsprechende Gleichstromersatzschaltbild ist in **Fig. 3b** zu sehen.

[0070] **Fig. 3a** zeigt das Gleichstromersatzschaltbild für die Bestimmung des Quellwiderstands Rx. **Fig. 3b** zeigt das Gleichstromersatzschaltbild für die Bestimmung die Verstärkungskorrektur mittels der Relativverstärkung Gx und **Fig. 3c** das Gleichstromersatzschaltbild für die Bestimmung des Einspeisewiderstands R_B. Der Index „X“ ist ein Platzhalter für den jeweiligen Basismodus M13, G23, M24 oder G14. Abhängig vom Modus beschreibt der Quellwiderstand Rx den Sensor einschließlich Verdrahtung oder nur den parasitären Anteil der Verdrahtung.

[0071] Der Zeitverlauf der Referenzspannung ist in der Zeile „Ref.“ von **Fig. 3c** gezeigt. Ferner sind Hinweise zur Datenauswertung in der untersten Zeile „U_{Ref}“ zu finden. Die Referenzspannung U_{Ref} ist während jedes Plateaus konstant und hat folglich keinen Einfluss auf das ermittelte Sensorrauschen. Da sie sich außerdem während zusammengehörender Polaritäten von I_B nicht ändert, hat sie auch keinen Einfluss auf die Messung des Sensorwiderstandes. Deshalb kann die Referenzspannung, wie im Gleichstromersatzschaltbild **Fig. 3a** dargestellt, bei der Datenanalyse der Quellwiderstandsmessung weggelassen werden, d.h. implizit $U_{Ref} = 0$ angenommen werden.

[0072] Da andererseits bei der Verstärkungskorrektur die Bestimmung von $U_{Ref,X}$ immer über komplette Perioden $\pm/_B$ des Messstroms erfolgt (mittlerer Messstrom konstant), kann in **Fig. 3b** der Messstrom weggelassen werden, d.h. implizit $U_{PP,B} = 0$ zugrunde gelegt werden. Damit ergibt sich

$$G_X = \frac{U_{Ref,X}}{U_{Ref}} + \frac{U_{PP,X}}{U_{PP,B}} \qquad (7)$$

wobei $U_{PP,X}$ die gemessene Spitze-Spitze-Spannung infolge des Messstroms ist und U_{Ref} der Kalibrierwert der Referenzspannung.

[0073] Im idealen linearen Fall sind alle Gx identisch, d.h. ein messbarer Unterschied zwischen den Werten könnte als Maß für die Schaltungsqualität dienen. Für die zusätzlichen Messmodi H, HR und HG ohne zugehörige Messwerte von U_{Ref} wird zur Verstärkungskorrektur aus den vier Werten Gx ein gewichteter Mittelwert

$$G_H = \frac{1-\alpha}{2}(G_{M13} + G_{M24}) + \frac{\alpha}{2}(G_{G23} + G_{G14}) \qquad (8)$$

gebildet. Hierbei ist $\alpha = t_G / (t_M + t_G)$ das Verhältnis der Messzeiten der Parasitärspannungsmessung t_G zur gesamten Messzeit in den Basismodi $t_M + t_G$. Für den in **Fig. 3c** gezeigten Messzyklus gilt $\alpha = 1/3$.

[0074] Die Referenzspannung U_{Ref} wird in der Referenzspannungsquelle 20 vorzugsweise über den Spannungsteiler 42 aus einer Wechselspannungsquelle 46 erzeugt, die auf einer hochgenauen Spannungsreferenz basiert. In **Fig. 1a** ist der Teiler mithilfe von N=67 präzisen Widerständen zu je 100 Ω realisiert. Dabei besteht ein erster Satz aus den der Niederohm-Teilerwiderständen 40.1,...,40.N1. Im vorliegenden Fall gilt N1 = 32 parallelgeschalteten Einzelwiderständen (32p in **Fig. 1**), die einen Gesamtwiderstand von 3,125 Ω ergeben.

[0075] Der zweite Satz aus den Hochohm-Teilerwiderständen 40.N1+1, ... 40.N1+N2 von 3125 Ω ist eine Serienschaltung von N2-4=31 Teilerwiderständen plus vier parallelen Teilerwiderständen (31s+4p in **Fig. 1**). Damit kann ein exaktes Widerstandsverhältnis WV von 1000 zu 1 realisiert werden, bei dem es im Wesentlichen auf gleiches Verhalten aller Widerstände ankommt (resistance tracking) und der Einfluss der absoluten Eigenschaften unterdrückt ist (Temperatur und Alterung).

[0076] Die Einspeisung des Messstroms I_B erfolgt über das Einspeise-Widerstandselement 26, für dessen Einspeise-Widerstandswert $R_B >> R_S$ gilt um das thermische Rauschen von R_B zu minimieren, welches in der Auswertung berücksichtigt werden muss und zu einem zusätzlichen Unsicherheitsbeitrag führt. Hochohmige Widerstände weisen im MΩ-Bereich eine schlechtere Stabilität auf als solche im kΩ-Bereich.

[0077] Dieser Nachteil wird durch den zusätzlichen Modus HR in **Fig. 1e** beseitigt. Hierfür wird der Spannungsmesseingang 38 des Gleich-Wechselspannungsmesser 18 von den Zuleitungen der Anschlusskontakte 1, 2, 3, 4 (Sensorleitungen) getrennt (oberer Sensorschalter in Neutralstellung H) und das Referenzwiderstandelement 30 mit dem Spannungsmesseingang 38 verbunden (Referenzschalter 28 und Messstromschalter 44 im gestrichelten Rahmen in Stellung R).

[0078] Der Referenzwiderstandwert R_{Ref} ist so gewählt, dass der durch den Messstrom I_B erzeugten Spannungsabfall der Referenzspannung U_{Ref} entspricht. Für die beispielhafte Dimensionierung in **Fig. 1** ergibt sich R_{Ref} = 5 kΩ. Solch niederohmige Widerstände sind in Metallfolientechnik in ölgefüllten, hermetisch dichten Metallgehäusen verfügbar (z.B. VHP101 von Vishay). Statt wie in den X-Messmodi den Widerstand am Eingang des Gleich-Wechselspannungsmesser 18 mittels des Einspeise-Widerstandselements 26 erzeugten Messstroms I_B zu bestimmen, wird im Modus HR der weniger stabile Widerstand des Einspeise-Widerstandselements 26 mithilfe des hochstabilen Referenzwiderstandselements 30 ermittelt:

$$R_B = R_{Ref}\left(\frac{G_H U_{PP,B}}{U_{PP,HR}} - 1\right) \qquad (9)$$

Hierbei sind $U_{PP,B}$ die Spitze-Spitze-Leerlaufspannung der Messstromquelle und $U_{PP,HR} << U_{PP,B}$ die gemessene Spitze-Spitze-Spannung. Unter Verwendung von Gleichung (9) und **Fig. 3** kann der Quellwiderstand

$$R_X = R_{Ref}\frac{G_H/U_{PP,HR} - 1/U_{PP,B}}{G_X/U_{PP,X} - 1/U_{PP,B}} \qquad (10)$$

für die vier Basismodi mithilfe der gemessenen Spitze-Spitze-Spannungen und dem Referenzwiderstandswert R_{Ref} berechnet werden. Die kleinen Korrekturterme $1/U_{PP,B}$ resultieren aus der Belastung des Quellwiderstands durch den Einspeisewiderstand R_B. Da sowohl die resistive Belastung des Quellwiderstands als auch die Verstärkungsabweichung in Gleichung (10) berücksichtigt sind, kann der Sensorwiderstand R durch Einsetzen der vier Messwerte R_X in Gleichung (3) exakt berechnet werden.

[0079] Die elektrische Kalibrierung der Messelektronik erfolgt gemäß einer bevorzugten Ausführungsform in vier Schritten. Zunächst wird der Wert der Quellspannung $U_{PP,B}$ der Spannungsquelle 24 mit einem Voltmeter gemessen.

[0080] Die Kalibrierung des internen Referenzwiderstandselements 30 kann mittels einer Vierpunktmessung erfolgen. Alternativ wird ein Widerstandsnormal statt des Sensor-Widerstandelements 14 an den Eingang der Messelektronik angeschlossen und der gemessene Messwert für Rs mit dem exakten Wert des Widerstandsnormals verglichen. Für die weitere Kalibrierung wird ein Wechselspannungsnormal (vorzugsweise basierend auf dem Josephson-Effekt) an den Eingang der Messelektronik angeschlossen und der Messstromschalter 44 in Stellung R gebracht (der Referenzschalter 28 bleibt offen). Dadurch wird das Einspeise-Widerstandselement 26 vom Spannungsmesseingang 38 getrennt und sichergestellt, dass die angelegte Kalibrierspannung nicht durch das Einspeise-Widerstandselement 26 belastet und damit verfälscht wird.

[0081] Zunächst erzeugt das Wechselspannungsnormal eine niederfrequente Rechteckspannung entsprechend Zeile „Ref.“ in **Fig. 2**. Diese wird gemessen und mit der Amplitude der internen Referenzspannung verglichen, um den Kalibrierwert für U_{Ref} zu ermitteln. Danach wird ein synthetisches Rauschen erzeugt und damit der frequenzabhängige Verstärkungsfaktor G_A des kompletten Signalpfads mithilfe einer geeigneten Fitfunktion angenähert. Die so erzeugte Kalibrierfunktion wird im normalen Thermometerbetrieb dazu genutzt, kalibrierte eingangsbezogene Spannungswerte aus dem gemessen Ausgangssignal zu erzeugen. Mit dem beschriebenen Vorgehen können alle für den Betrieb des Thermometers benötigten Kenngrößen der Elektronik auf Primärnormale rückgeführt werden.

Rauschanalyse

[0082] Das Stromrauschen des Gleich-Wechselspannungsmesser 18 führt zu einem Fehler in der ermittelten Sensortemperatur Ts. Dieser Effekt wird üblicherweise ignoriert, da das Stromrauschen der JFETs am Verstärkereingang klein ist. Dies ist aber nicht immer erfüllt. Um das Stromrauschen des Gleich-Wechselspannungsmesser 18 zu kompensieren, wird der Modus H verwendet, bei dem der Spannungsmesseingang 38 vom Sensor-Widerstandselement 14 getrennt ist.

[0083] Der Messstrom I_B wird zu Null gesetzt, um nur das Rauschen des Einspeise-Widerstandselements 26 zu messen. Dieses Rauschen beinhaltet das thermische Rauschen des Einspeise-Widerstandselements 26 sowie das Stromrauschen des Gleich-Wechselspannungsmesser 18. Durch Analyse des gemessenen Rauschspektrums kann das tatsächlich vorhandene Gesamtstromrauschen ermittelt und in der Messdatenauswertung berücksichtigt werden.

[0084] Außerdem wird für die im Folgenden beschriebene Rauschanalyse noch die Verstärkerspannungsrauschdichte $S_{U,A}$ benötigt. Für deren Messung wird der zusätzliche Modus HG verwendet, der aus dem Modus HR dadurch entsteht, dass der Referenzschalter 28 in Stellung G gebracht wird (Spannungsmesseingang 38 auf Masse).

[0085] Für die Berechnung der absoluten Temperatur Ts aus dem gemessenen Ausgangsrauschen des Verstärkers wird ein Rauschmodell verwendet, das zwar einfach ist, aber dennoch die Verhältnisse in den verschiedenen Messmodi hinreichend genau beschreibt. Dieses Rauschmodell basiert auf dem in den **Fig. 4a** und **Fig. 4b** gezeigten Schaltung. In den Figuren sind die idealen Bauteile und die Rauschquellen angegeben. Alle Rauschquellen werden als unkorreliert angenommen.

[0086] Durch die Gate-Source-Kapazität der JFETs in der Eingangsstufe entsteht eine Korrelation zwischen Spannungs- und Stromrauschen des Gleich-Wechselspannungsmesser 18. Dies ist im Modell dadurch berücksichtigt, dass das Verstärkerrauschen in unkorrelierte und korrelierte Beiträge zerlegt wird: $U_{N,A} = U_{N,U} + U_{N,C}$ bzw. $I_{N,A} = I_{N,U} + I_{N,C}$, wobei der Index „U“ für unkorrelierte Beiträge und „C“ für korrelierte Beiträge steht. Für die spektralen Dichten des Verstärkerrauschens gilt sinngemäß $S_{U,A} = S_{U,U} + S_{U,C}$ bzw. $S_{I,A} = S_{I,U} + S_{I,C}$. Der korrelierte Anteil des Verstärkerstromrauschens $I_{N,C}$ wird in den **Fig. 4a** und **Fig. 4b** nicht durch eine separate Rauschquelle berücksichtigt, sondern entsteht zu 100% über die effektive Rückkopplungskapazität C_F aus der Spannungsquelle $U_{N,C}$. Es ergibt sich mit der Frequenz f und der imaginären Einheit j im Frequenzbereich $I_{N,C} = j2\pi f C_F U_{N,C}$ bzw. als spektrale Dichte ausgedrückt $S_{I,C} = (2\pi f C_F)^2 S_{U,C}$.

[0087] Für die Messdatenauswertung werden nur bei der Erstellung der äquivalenten Schaltung in den **Fig. 4a** und **Fig. 4b** Näherungsannahmen gemacht. Die weitere Analyse ist exakt, mit wenigen Ausnahmen zur vereinfachten Bestimmung von Beiträgen mit geringfügigem Einfluss.

[0088] **Fig. 4a** ist das Rauschersatzschaltbild für die Bestimmung des Sensorrauschens U_T. **Fig. 4a** ist das Rauschersatzschaltbild für die Bestimmung des Referenzwiderstandsrauschens $U_{T,Ref}$. Der Index „X“ ist ein Platzhalter für den jeweiligen Basismodus M13, G23, M24 oder G14.

[0089] Das Rauschen der Bauelemente ist durch Spannungsrauschquellen U_N bzw. Stromrauschquellen I_N berücksichtigt, die unkorreliert sind. Alle gezeichneten Schaltungselemente weisen ideales Verhalten auf. Der resistive Beitrag der Verdrahtung einschließlich Schalter und Teiler für die Referenzspannung ist in R_{WX} bzw. $U_{N,WX}$ zusammengefasst. Die Verdrahtungskapazität C_W und Verdrahtungsinduktivität L_W beschreiben näherungsweise den Einfluss der parasitären Reaktanzen von Sensor, Leitungen, Schalter und Verstärker. Analog dazu berücksichtigen C_H und C_{HR} die Kapazitäten von Schalter und Verstärker in den Modi H und HR.

[0090] Das Gesamtrauschen am Ausgang des rauschfreien Buffers in den **Fig. 4a** und **Fig. 4b** entspricht der im jeweiligen Modus am Spannungsmesseingang 38 des Gleich-Wechselspannungsmessers 18 gegen Masse anliegenden Spannung. Für die Messdatenanalyse wird dieses Gesamtrauschen zunächst für jeden Betriebsmodus mittels komplexer Wechselstromrechnung analytisch berechnet. Es ergibt sich als Summe der entsprechenden Beiträge aller involvierten Spannungs- bzw. Stromrauschquellen. Abhängig von der Art der Quelle (Spannung bzw. Strom) hat der zugehörige Beitrag die Form $U_{N,S}$ (Re + j Im) bzw. $I_{N,S}$ (Re + j Im). Hierbei sind Re und Im der Real- und Imaginärteil der frequenzabhängigen Übertragungsfunktion zwischen Quelle und Verstärkereingang, und „S“ ist ein Platzhalter für den entsprechenden Quellenindex in **Fig. 4**.

[0091] Alle so ermittelten Rauschbeiträge sind unkorreliert, da Korrelation im Modell bereits durch zusätzliche Schaltungselemente berücksichtigt ist. Die spektrale Dichte des Gesamtrauschens am Bufferausgang ergibt sich als Summe der spektralen Dichten der Rauschbeiträge $S_{U,S}$ ($Re^2 + Im^2$) bzw. $S_{I,S}$ ($Re^2 + Im^2$). Damit kann für die vier Basismodi die eingangsbezogene spektrale Dichte

$$S_{T,X} = (1+\Delta_X)\left(\frac{S_{U,X}}{G_X^2} - S_{U,A}\right) - \left(R_X^2 + \omega^2 L_W^2\right) S_{I,\Sigma} - 2C_F \left[\underbrace{\left(R_X^2 C_W - L_W\right)\omega^2}_{\text{unterdrückt durch Fit}} + L_W^2 C_W \omega^4\right] S_{U,C} \qquad (11)$$

aus der gemessenen Spannungsrauschdichte $S_{U,X}$ berechnet werden, wobei $S_{T,X}$ das Gesamtspannungsrauschen des Quellwiderstands beschreibt. Mit dem jeweiligen Gesamtrauschen der Verdrahtung $S_{U,WX}$ ergibt sich $S_{T,X} = 4\, k_B\, T_S\, R_S + S_{U,WX}$ im Modus M bzw. $S_{T,X} = S_{U,WX}$ im Modus G. In Gleichung (11) wurde zur besseren Übersichtlicht die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ verwendet, das unkorrelierte Stromrauschen von Verstärker und Messstrom in $S_{I,\Sigma} = S_{I,A} + S_{I,B}$ zusammengefasst, und der dimensionslose Parameter

$$\Delta_X = \frac{R_X}{R_B}\left(2 + \frac{R_X}{R_B}\right) + \left(R_X^2 - \frac{2L_W}{C_W}\right)(2\pi f C_W)^2 + \underbrace{(2\pi f L_W)^2\left[\frac{1}{R_B^2} + (2\pi f C_W)^2\right]}_{\text{normalerweise vernachlässigbar}} \ll 1 \qquad (12)$$

eingeführt. Die Terme in der eckigen Klammer von Gleichung (11) werden durch Korrelation zwischen Spannungs- und Stromrauschen des Verstärkers verursacht. Da die Rückkopplungskapazität C_F und der korrelierte Anteil der Verstärkerrauschdichte $S_{U,C}$ im Signalfrequenzbereich näherungsweise frequenzunabhängig sind, steigt der linke Term in der eckigen Klammer quadratisch mit der Frequenz an. Bei der Analyse der Rauschspektren werden mittels eines quadratischen Fits alle Beiträge mit quadratischer Frequenzabhängigkeit unterdrückt (nähere Erläuterungen hierzu siehe unten). Deshalb wird hier und bei allen folgenden Berechnungen der korrelierte Stromrauschbeitrag mit quadratischer Frequenzabhängigkeit vernachlässigt.

[0092] Durch Einsetzen der mit Gleichung (11) berechneten Spannungsrauschdichten $S_{T,X}$ in Gleichung (6) kann die Temperatur T_S exakt aus den Messdaten und Schaltungsparametern berechnet werden. Bei der Herleitung von Gleichung (6) wurde von weißem, frequenzunabhängigen Rauschen $S_{T,X}$ ausgegangen. Um eventuelle Frequenzabhängigkeiten im Modell zu berücksichtigen, wird die Temperatur T_S durch die frequenzabhängige Rauschtemperatur

$$T_{\mathrm{N,S}} = \frac{1}{8k_{\mathrm{B}}R_{\mathrm{S}}}\left[\frac{1+\Delta_{\mathrm{M13}}}{G_{\mathrm{M13}}^2}S_{U,\mathrm{M13}} + \frac{1+\Delta_{\mathrm{M24}}}{G_{\mathrm{M24}}^2}S_{U,\mathrm{M24}} - \frac{1+\Delta_{\mathrm{G23}}}{G_{\mathrm{G23}}^2}S_{U,\mathrm{G23}} - \frac{1+\Delta_{\mathrm{G14}}}{G_{\mathrm{G14}}^2}S_{U,\mathrm{G14}}\right. \\ \left. + \left(\Delta_{\mathrm{M13}} + \Delta_{\mathrm{M24}} - \Delta_{\mathrm{G23}} - \Delta_{\mathrm{G14}}\right)S_{U,\mathrm{A}} - \left(R_{\mathrm{M13}}^2 + R_{\mathrm{M24}}^2 - R_{\mathrm{G23}}^2 - R_{\mathrm{G14}}^2\right)S_{I,\Sigma}\right] \qquad (13)$$

ersetzt. Idealerweise sollte $T_{N,S}$ gemäß (13) im Signalbereich frequenzunabhängig sein. In der Praxis ergibt sich jedoch eine leichte Frequenzabhängigkeit, da das Model in **Fig. 4a** für hohe Frequenzen nur eine grobe Näherung darstellt (ein genaueres Modell müsste die Verbindungsleitung zwischen Sensor und Messelektronik als Netzwerk mit vielen verteilten Kapazitäten, Induktivitäten und Widerständen darstellen). Außerdem kann sich die Grenzfrequenz des Signalpfads infolge von Drift und Betriebstemperaturschwankungen gegenüber der Kalibrierung ändern. Die daraus resultierende Frequenzabhängigkeit hat einen dominanten quadratischen Anteil, höhere Ordnungen können bei geeigneter Wahl des Signalbereichs vernachlässigt werden. Daher wird das Spektrum durch einen quadratischen Fit $a_0 + a_2 f^2$ angepasst und der nach DC extrapolierte Wert als die absolute Temperatur Ts des Sensor-Widerstandselements 14 interpretiert.

[0093] Die Grenzfrequenz des vom Quellwiderstand Rx, der Verdrahtungsinduktivität Lw und der Verdrahtungskapazität Cw verursachten Tiefpasses liegt weit oberhalb des Signalbereichs. Folglich gehen Lw und Cw nur schwach in das Endergebnis ein und es ist zulässig, für Gleichung (13) feste Werte durch Abschätzung zu bestimmen. Die effektive Verdrahtungsinduktivität kann aus separaten Messungen oder Kabelspezifikationen abgeschätzt werden. Zusätzlich kann die Sensorinduktivität durch Lw mitberücksichtigt werden. Die Kapazität Cw beinhaltet neben der Leitungskapazität auch die Beiträge der Schalter und des Verstärkers. Der effektiv wirksame Wert kann ermittelt werden, indem ein hochohmiger Widerstand von z.B. 10 kΩ über ein zum Sensoranschluss identisches Kabel mit dem Elektronikeingang verbunden wird. Durch den hohen Quellwiderstand wird der kapazitive Einfluss verstärkt und Cw ergibt sich aus der Bedingung, dass das Spektrum $T_{N,S}$ möglichst frequenzunabhängig wird, d.h. dass der quadratische Fit $a_2 \approx 0$ liefert. Die Werte für L_W und C_W müssen nur selten überprüft werden. Bei Änderungen der Leitungslänge zwischen Sensor und Messelektronik sollten sie jedoch entsprechend des geänderten Leitungsbeitrags angepasst werden.

[0094] Der aus dem unkorrelierten Stromrauschen von Gleich-Wechselspannungsmesser 18 und Messstrom $S_{I,\Sigma}$ resultierende relative Temperaturbeitrag gemäß Gleichung (13) liegt typischerweise betragsmäßig unter 100 µK/K. Im Modus H wird eine fünfte Messspannung U_H gemessen und daraus die Spannungsrauschdichte $S_{U,H}$ und die Verstärkerspannungsrauschdichte $S_{U,A}$ berechnet. Daraus ergibt sich

$$S_{I,\Sigma} = \left[\frac{1}{R_{\mathrm{B}}^2} + \left(2\pi f C_{\mathrm{H}}\right)^2\right]\left(\frac{S_{U,\mathrm{H}}}{G_{\mathrm{H}}^2} - S_{U,\mathrm{A}}\right) \qquad (14)$$

Für die effektive Kapazität C_H im Modus H wird ein Wert aus dem Tiefpassverhalten der Spannungsrauschdichte $S_{U,H}$ abgeleitet. Hierfür wird das Rauschen im Bereich der Grenzfrequenz $1/(2\pi R_B C_H)$ analysiert, die infolge des hohen Quellwiderstands R_B = 5 MΩ so niedrig liegt, dass das Messstromrauschen durch thermisches Rauschen angenähert werden kann und das Verstärkerstromrauschen vernachlässigbar wird. Unter diesen Annahmen ergibt sich der erwartete Verlauf des gemessenen Rauschens zu

$$S_{U,\mathrm{H}}^{\mathrm{Fit}} = G_{\mathrm{H}}^2 \frac{4k_{\mathrm{B}}T_{\mathrm{Ref}}R_{\mathrm{B}}}{1+\left(2\pi f R_{\mathrm{B}}C_{\mathrm{H}}\right)^2} \qquad (15)$$

Hierbei wurde $T_B = T_{Ref}$ angenommen, da das Einspeise-Widerstandselement 26 und das Referenz-Widerstandselement 30 üblicherweise auf gleicher Temperatur befinden. Mittels Anpassung des erwarteten Verlaufs nach Formel (15) an die tatsächliche Messkurve kann C_H für vorgegebene Werte G_H, R_B und T_{Ref} bestimmt werden.

[0095] Die in den Formeln (13) und (14) benötigte Spannungsrauschdichte $S_{U,A}$ des Gleich-Wechselspannungsmessers 18 wird im Modus HG ermittelt, bei dem der Spannungsmesseingang 38 über den Referenzschalter im gestrichelten Rahmen von Bild 1 auf Massepotential gelegt ist (Stellung G):

$$S_{U,\mathrm{A}} = S_{U,\mathrm{HG}}/G_{\mathrm{H}}^2 - 4k_{\mathrm{B}}T_{\mathrm{Ref}}R_{\mathrm{Sw}} \qquad (16)$$

Der rechte Beitrag in Gleichung (16) berücksichtigt das Rauschen des Schalters. Bei der Herleitung wurde zur Vereinfachung thermisches Schalterrauschen $S_{U,Sw} = 4\ k_B\ T_{Sw}\ R_{Sw}$ mit $T_{Sw} = T_{Ref}$ angenommen und

das Verstärkerstromrauschen vernachlässigt ($S_{I,A} = 0$). Diese Vereinfachung ist zulässig, da der Schalterbeitrag nur sehr schwach in das Gesamtergebnis $T_{N,S}$ eingeht. Aus dem gleichen Grund muss der Schalterwiderstand R_{Sw} nicht in jedem Messzyklus gemäß **Fig. 2** neu ermittelt werden, sondern kann zur Minimierung des zeitlichen Mehraufwands in größeren Abständen bestimmt werden.

[0096] Hierfür kann im Modus HG der Messstromschalter in Stellung S gebracht werden, so dass der Messstrom über R_{Sw} fließt (Sondermodus HGS). Aus dem resultierenden Spitze-Spitze-Wert $U_{PP,HGS}$ ergibt sich der Schalterwiderstand zu

$$R_{\mathrm{Sw}} = R_{\mathrm{Ref}} \frac{G_{\mathrm{H}}/U_{\mathrm{PP,HR}} - 1/U_{\mathrm{PP,B}}}{G_{\mathrm{H}}/U_{\mathrm{PP,HGS}} - 1/U_{\mathrm{PP,B}}} \qquad (17)$$

Die für Gleichung (16) benötigte Temperatur des Referenzwiderstandselement 30 wird im Modus HR ermittelt. Die zugehörige Rauschtemperatur $T_{N,Ref}$ wird hierfür aus den gemessenen Spannungsrauschdichten $S_{U,HR}$ und $S_{U,HG}$ abgeleitet:

$$T_{\mathrm{N,Ref}} = \frac{R_{\mathrm{Ref}}}{4k_{\mathrm{B}}} \left\{ \left[\left(\frac{1}{R_{\mathrm{Ref}}} + \frac{1}{R_{\mathrm{B}}} \right)^2 + (2\pi f C_{\mathrm{HR}})^2 \right] \frac{S_{U,\mathrm{HR}} - S_{U,\mathrm{HG}}}{G_{\mathrm{H}}^2} - S_{I,\Sigma} \right\} \qquad (18)$$

Bei der Herleitung von Gleichung (16) wurde zur Vereinfachung das vom Verstärkerrauschstrom $I_{N,A}$ am Schalter verursachte geringfügige Zusatzrauschen R_{Sw} $I_{N,A}$ vernachlässigt. Analog zum Vorgehen bei T_S und $T_{N,S}$ wird die Temperatur T_{Ref} mithilfe eines quadratischen Fits aus der Rauschtemperatur $T_{N,Ref}$ ermittelt. Da dies während des normalen Betriebs permanent durchgeführt wird, kann damit die Betriebstemperatur der Messelektronik ohne zusätzliche Sensorik überwacht werden, um z.B. bei der Kalibrierung festgestellte Temperaturabhängigkeiten zu berücksichtigen. Für die Kapazität C_{HR}, die nur wenig größer als C_H ist, kann wie bei Cw ein fester Wert über die Frequenzabhängigkeit von $T_{N,S}$ und die Bedingung $a_2 \approx 0$ abgeschätzt werden.

[0097] Mit den Gleichungen (12) bis (18) kann die Temperatur T_S für jeden Messzyklus nach **Fig. 2** aus den Messdaten exakt bestimmt werden. Allerdings bestehen zwischen den Formeln (14), (16) und (18) schwache Wechselwirkungen, da T_{Ref} leicht von $S_{I,\Sigma}$, $S_{I,\Sigma}$ von $S_{U,A}$ und $S_{U,A}$ wiederum von T_{Ref} abhängt. Daher ist es sinnvoll, bei der Berechnung in den Formeln jeweils den im vergangenen Messzyklus ermittelten Wert von T_{Ref} einzusetzen. Ein iteratives Berechnen der Gleichungen wird in der Regel nicht notwendig sein.

Verstärkerprototyp

[0098] Wie **Fig. 1b** zeigt, umfasst der Gleich-Wechselspannungsmesser 18 vorzugsweise einen Verstärker 48 und einen Analog-Digital-Wandler 50. Neben der Abschirmung des Sensorelement 12 ist der Verstärker die kritischste Komponente in der Rauschthermometrie. Zur Erzielung kleiner Messunsicherheiten sollte er sehr rauscharm, aber dennoch hochstabil und linear sein. Wegen des niedrigen Rauschpegels wird er in der Regel als JFET-Differenzstufe in Kaskadenschaltung mit hoher Spannungsverstärkung realisiert. Dadurch wird kleinstmögliches Rauschen erzielt und sichergestellt, dass der Rauschbeitrag der folgenden Verstärkerstufen unwesentlich ist. Der Verstärker wird üblicherweise ohne Gegenkopplung betrieben, was zu eingeschränkter Stabilität und Linearität führt. In der Literatur wird explizit ausgeführt, dass Gegenkopplung bei Rauschthermometern infolge der relativ großen Gate-Source-Kapazitäten rauscharmer JFETs eher schädlich ist. Daher wurde für die Erfindung ein alternatives Verstärkerkonzept entwickelt. Der wesentliche Unterschied zum Stand der Technik soll anhand des in **Fig. 5** gezeigten Schaltplans eines Verstärkerprototyps erläutert werden.

[0099] Der JFET am Eingang des Verstärkers wird beim neuen Konzept als Source-Folger mit nahezu Einheitsverstärkung realisiert. Die eigentliche Spannungsverstärkung erfolgt danach mit einem rauscharmen Bipolarverstärker, der eine erheblich kleinere Rückwirkungskapazität als vergleichbare JFET-Verstärker aufweist (linke „Gain Stage“ in **Fig. 5**). Dadurch kann Gegenkopplung wirkungsvoll genutzt werden, um eine hohe Linearität und Stabilität der Gesamtverstärkung zu erzielen. Zur Reduktion des Rauschens wurden zwei Operationsverstärker parallelgeschaltet. In der endgültigen Schaltung wird stattdessen ein mehrstufiger Aufbau verwendet, der eine diskret aufgebaute Differenzstufe mit mehreren parallelgeschalteten Bipolartransistoren am Eingang sowie Gegenkopplung über alle Stufen aufweist. Dadurch kann das Rauschen ohne Einbuße an Linearität von ungefähr 1 nV/Hz$^{1/2}$ beim Prototyp auf ungefähr 0,6 nV/Hz$^{1/2}$ im endgültigen Aufbau gesenkt werden.

[0100] Der Verstärkerprototyp weist eine zusätzliche Stufe „ac Gain Boost“ auf, die die Verstärkung bei hohen Frequenzen gegenüber Gleichspannung erhöht, so dass das Sensorrauschen den ADC besser aussteuert. Diese Stufe kann bei ausreichender Auflösung bzw. Linearität des ADC entfallen. Im Prototyp wurde hierfür ein frequenzabhängiger Spannungsteiler vor der Ausgangsstufe (rechte „Gain Stage“ in **Fig. 5**) verwendet, der zur Erhöhung der Stabilität des Teilerverhälnisses mittels Serien/Parallelschaltung identischer Widerstände realisiert wurde. Das Anti-Aliasing-Filter zur Unterdrückung von Spiegelfrequenzen bei der Digitalisierung wurde beim Prototyp zur Vereinfachung mit passiven Bauelementen aufgebaut. In der endgültigen Schaltung wird ein hochwertiges aktives Filter verwendet, das in die Ansteuerschaltung des ADC integriert ist.

[0101] Fig. 5 zeigt ein vereinfachtes Ersatzschaltbild des mehrstufigen Verstärkers, der ein unabhängiger Gegenstand der Erfindung ist. Zur Reduktion des Rauschens sind im Buffer vier JFET-Stufen und in der ersten Verstärkerstufe zwei Operationsverstärker parallelgeschaltet. Für die Stufen „ac Gain Boost“ und „Anti--Aliasing Filter“ sind 3-dB Grenzfrequenzen und schematische Frequenzgänge angegeben. Die gemessene Verstärkung beträgt 1004.6 bei Gleichspannung und wird für hohe Frequenzen um den Faktor 21.65 angehoben.

[0102] Verstärker mit diskreten JFETs am Eingang weisen eine wesentlich höhere Temperaturabhängigkeit der Offsetspannung auf als monolithische Verstärker. Kleine Offsetänderungen können bereits signifikante Änderungen der Wechselspannungsverstärkung des Signalpfads (speziell des ADC) verursachen. Da die momentane Offsetspannung des kompletten Messzyklus gemäß **Fig. 2** einfach aus den Mittelwerten der Zeitspuren berechenbar ist, kann sie mittels einer Software-Regelschleife kompensiert werden. Hierzu wird eine Kompensationsspannung über einen Digital/Analog-Wandler erzeugt und auf geeignete Weise dem Verstärkersignal überlagert (z.B. über Widerstände, die mit den invertierenden Eingängen der beiden ADA4897-1 in **Fig. 5** verbunden sind). Die Offsetkorrektur wird während eines jeden kompletten Messzyklus konstant gehalten und hat folglich keinen Einfluss auf die übrige Messdatenauswertung. Zusätzlich kann der Sollwert der Regelschleife langsam über einen großen Spannungsbereich variiert werden, um einen niederfrequenten „Dither“ zu erzeugen. Durch diesen werden nichtlineare Effekte des ADC über einen großen Bereich gemittelt und so die Linearität des Signalpfads deutlich verbessert.

Experimentelle Überprüfung

[0103] Um die praktische Realisierbarkeit des neuen Verfahrens nachzuweisen, wurde ein Demonstrator mithilfe des Verstärkerprototyps aufgebaut und ausführlich getestet. Die Bandbreite war durch die verwendeten kommerziellen Datenerfassungskarten (USB-6211 von National Instruments mit einer maximalen Datenrate von 250 kSa/s) gegenüber der endgültigen Messelektronik um rund eine Größenordnung reduziert. Die Messmodi H, HR und HG wurden im Probeaufbau nicht implementiert, da sie nur bei höchsten Genauigkeitsanforderungen notwendig sind. Das thermische Rauschen des Einspeisewiderstands $R_B \approx 1\ M\Omega$ wurde jedoch bei der Datenauswertung berücksichtigt. Als Sensor wurde ein kalibrierter Pt100 bei Raumtemperatur verwendet, der eine Messunsicherheit von unter 10 µK/K aufweist. Durch die für die Kalibrierung der Messelektronik eingesetzten Messgeräte ergab sich für die gesamte Messanordnung eine Unsicherheit von rund 100 µK/K. Innerhalb dieser Unsicherheit stimmte die mit dem neuen Verfahren gemessene Temperatur mit dem Erwartungswert überein. Außerdem konnte gezeigt werden, dass das Verstärkerrauschen mit dem neuen Verfahren effizient unterdrückt wird. Es wird erwartet, dass mit der endgültigen Messelektronik Unsicherheiten bis unter 10 µK/K erreichbar sind, so dass das neue Verfahren nutzerfreundliche und kommerzialisierbare Primärthermometer für industrielle und metrologische Anwendungen möglich macht.

[0104] Aus dem oben Dargelegten folgt die Berechnung der Temperatur aus den Messspannungen $U_{PP,M13}$ und $U_{PP,G23}$ sowie gegebenenfalls $U_{PP,M24}$ und $U_{PP,G14}$. Zunächst wird anhand von

$$R_S = \frac{R_{M13} + R_{M24}}{2} - \frac{R_{G23} + R_{G14}}{2} \qquad (19)$$

mit dem Quellwiderstand

$$R_X = \frac{R_B}{G_X U_{PP,B} / U_{PP,X} - 1} \qquad (20)$$

der Sensorelement-Widerstandwert Rs berechnet.

[0105] Die Messgrößen sind: Spitze-Spitze-Wert $U_{PP,X}$ mit X = M13, M24, G23, G14 gemäß Zeile „$U_{PP,X}$“ in **Fig. 2**.

[0106] Vorab zu bestimmende Parameter sind: Relativverstärkung Gx (Momentanwert dividiert durch Kalibrierwert, ideal Gx = 1); Quellspannung $U_{PP,B}$ zur Erzeugung des Messstroms (Spitze-Spitze-Wert); Einspeisewiderstand R_B

[0107] Aus dem Sensorelement-Widerstandwert Rs wird danach, beispielsweise anhand einer Kalibrierfunktion oder einer Tabelle, in der Sensorelement-Widerstandwerten Rs die jeweilige absolute Temperatur Ts zugeordnet ist, die Temperatur des Sensorelements berechnet. Die Tabelle wird mittels Kalibration an einem Normal erhalten.

[0108] Aus den Spannungsrauschdichten ($S_{T,M13}$, $S_{T,G23}$, $S_{T,M24}$, $S_{T,G14}$) wird wie folgt die absolute Sensorrauschtemperatur $T_{N,S}$ bestimmt:

$$T_{N,S} = \frac{1}{8k_B R_S}\left[\frac{1+\Delta_{M13}}{G_{M13}^2}S_{U,M13} + \frac{1+\Delta_{M24}}{G_{M24}^2}S_{U,M24} - \frac{1+\Delta_{G23}}{G_{G23}^2}S_{U,G23} - \frac{1+\Delta_{G14}}{G_{G14}^2}S_{U,G14} + \left(\Delta_{M13}+\Delta_{M24}-\Delta_{G23}-\Delta_{G14}\right)S_{U,A} - \left(R_{M13}^2+R_{M24}^2-R_{G23}^2-R_{G14}^2\right)S_{I,\Sigma}\right] \quad (21)$$

mit

$$\Delta_X = \frac{R_X}{R_B}\left(2+\frac{R_X}{R_B}\right) + \left(R_X^2 - \frac{2L_W}{C_W}\right)(2\pi f C_W)^2 + \underbrace{(2\pi f L_W)^2\left[\frac{1}{R_B^2} + (2\pi f C_W)^2\right]}_{\text{normalerweise vernachlässigbar}} \ll 1 \quad (22)$$

[0109] Die Sensortemperatur T_S wird über einen quadratischen Fit $a_0 + a_2 f^2$ aus $T_{N,S}$ bestimmt. $T_{N,S}$ ist eine Funktion der Frequenz f.

[0110] Die Messgrößen in den Formeln sind die spektrale Dichte $S_{U,X}$ mit X = M13, M24, G23, G14 gemäß Zeile „Noise“ in **Fig. 2**. Die vorab zu bestimmenden Parameter sind: die Boltzmannkonstante k_B, die Frequenz f, die Verdrahtungskapazität C_W, die Verdrahtungsinduktivität L_W, die Spannungsrauschdichte $S_{U,A}$ des Verstärkers und die Gesamtstromrauschdichte $S_{I,\Sigma}$ (beinhaltet die Beiträge von Verstärker und Messstrom). Bereits vorher genannte Parameter sind hier und im Folgenden nicht mehr aufgelistet.

[0111] Die Bestimmung der momentanen Relativverstärkung Gx in den Basismodi M und G erfolgt nach der Formel

$$G_X = \frac{U_{Ref,X}}{U_{Ref}} + \frac{U_{PP,X}}{U_{PP,B}} \quad (23)$$

Die Messgrößen sind der Spitze-Spitze-Wert $U_{Ref,X}$ mit X = M13, M24, G23, G14 gemäß Zeile „$U_{Ref,X}$“ in **Fig. 2**. Der Parameter ist die Referenzspannung U_{Ref} (Spitze-Spitze-Wert).

[0112] Die Bestimmung des Einspeisewiderstands R_B im Modus HR erfolgt nach der Formel

$$R_B = R_{Ref}\left(\frac{G_H U_{PP,B}}{U_{PP,HR}} - 1\right) \quad (24)$$

mit

$$G_H = \frac{1-\alpha}{2}\left(G_{M13}+G_{M24}\right) + \frac{\alpha}{2}\left(G_{G23}+G_{G14}\right) \quad (25)$$

[0113] Die Messgröße ist der Spitze-Spitze-Wert $U_{PP,HR}$ gemessen gemäß Zeile „$U_{PP,X}$“ in **Fig. 2**. Die Parameter sind der Referenzwiderstand R_{Ref} und der Gewichtungsfaktor a der Modi G und M (vorzugsweise $\alpha = t_G/(t_M+t_G)$ Messzeitverhältnis)

[0114] Die Bestimmung der Gesamtstromrauschdichte $S_{I,\Sigma}$ im Modus H erfolgt nach der Formel

$$S_{I,\Sigma} = \left[\frac{1}{R_B^2} + (2\pi f C_H)^2\right]\left(\frac{S_{U,H}}{G_H^2} - S_{U,A}\right) \qquad (26)$$

[0115] Die Messgröße ist die spektrale Dichte $S_{U,H}$ gemäß Zeile „Noise“ in **Fig. 2**. Der Parameter ist die Parasitärkapazität C_H (berücksichtigt die Effekte von Schalter und Verstärker, siehe oben)

[0116] Die Bestimmung der Verstärkerspannungsrauschdichte $S_{U,A}$ aus einer Verstärkermassungs-Messspannung U_{HG} mit Modus HG erfolgt nach der Formel

$$S_{U,A} = S_{U,HG}/G_H^2 - 4k_B T_{Ref} R_{Sw} \qquad (27)$$

Die Messgröße ist die spektrale Dichte $S_{U,HG}$ gemessen gemäß Zeile „Noise“ in **Fig. 2**. Die Parameter sind der Schalterwiderstand Rsw (geht nur schwach ins Endergebnis ein) und die Referenzwiderstandstemperatur T_{Ref} (geht nur schwach ins Endergebnis ein).

[0117] Die Bestimmung der Referenzwiderstandstemperatur T_{Ref} mit den Modi HR und HG erfolgt nach der Formel

$$T_{N,Ref} = \frac{R_{Ref}}{4k_B}\left\{\left[\left(\frac{1}{R_{Ref}} + \frac{1}{R_B}\right)^2 + (2\pi f C_{HR})^2\right]\frac{S_{U,HR} - S_{U,HG}}{G_H^2} - S_{I,\Sigma}\right\} \qquad (28)$$

Wie oben angegeben, wird die Referenzwiderstandstemperatur T_{Ref} über einen Fit $a_0 + a_2 f^2$ aus $T_{N,Ref}$ bestimmt. Die Messgrößen sind die spektralen Dichten $S_{U,HR}$ und $S_{U,HG}$ gemäß Zeile „Noise“ in **Fig. 2**. Der Parameter ist die Parasitärkapazität C_{HR} (berücksichtigt die Effekte von Schalter und Verstärker).

[0118] Der Schalterwiderstand R_{Sw} hat nur einen kleinen Einfluss auf das Endergebnis. Deshalb reicht hierfür ein abgeschätzter Wert.

Bezugszeichenliste

1	erster Anschlusskontakt
2	zweiter Anschlusskontakt
3	dritter Anschlusskontakt
4	vierter Anschlusskontakt
10	Thermometer
12	Sensorelement
14	Sensor-Widerstandselement
16	Messstromquelle
18	Gleich-Wechselspannungsmesser
20	Referenzspannungsquelle
22	Sensorelement-Schalter
24	Spannungsquelle
26	Einspeise-Widerstandselement
28	Referenzschalter
30	Referenzwiderstandselement
32	Ausgangskontakt
34	Eingangskontakt

36	Auswerteeinheit
38	Spannungsmesseingang
40	Teilerwiderstandselement
42	Spannungsteiler
44	Messstromschalter
46	Wechselspannungsquelle
48	Verstärker
50	Analog/Digital-Wandler (ADC)
$S_{I,\Sigma}$	Gesamtstromrauschdichte
i	Laufindex
I_B	Messstrom
I_{B1}	erster Wert des Messstroms
I_{B2}	zweiter Wert des Messstroms
N	Gesamtanzahl
R_B	Einspeise-Widerstandswert
R_{Ref}	Referenzwiderstandswert
R_S	Sensorelement-Widerstandswert
$S_{U,M13}$	erste spektrale Spannungsrauschdichte
$S_{U,G23}$	zweite spektrale Spannungsrauschdichte
$S_{U,M24}$	dritte spektrale Spannungsrauschdichte
$S_{U,G14}$	vierte spektrale Spannungsrauschdichte
T_S	absolute Temperatur des Sensor-Widerstandselements
WV	Widerstandsverhältnis
U_{HG}	Verstärkermassungs-Messspannung
U_{PP}	Messspannung
$U_{PP,M13}$	erste Messspannung
$U_{PP,G23}$	zweite Messspannung
$U_{PP,M24}$	dritte Messspannung
$U_{PP,G14}$	vierte Messspannung
U_H	fünfte Messspannung
U_{Ref}	Referenzspannung $U_{Ref,M13}$ erste Referenzspannung
$U_{Ref,G23}$	zweite Referenzspannung
$U_{Ref,M24}$	dritte Referenzspannung
$U_{Ref,G14}$	vierte Referenzspannung

ZITATE ENTHALTEN IN DER BESCHREIBUNG

Zitierte Patentliteratur

- US 5228780 [0005]

Patentansprüche

1. Thermometer (10) mit
(a) einem Sensorelement (12), das
(i) ein elektrisches Sensor-Widerstandselement (14) mit einem elektrischen Widerstandswert (Rs),
(ii) einen ersten Anschlusskontakt (1),
(iii) einen zweiten Anschlusskontakt (2), sodass das Sensor-Widerstandselement (14) mittels des ersten Anschlusskontakts (1) und des zweiten Anschlusskontakts (2) kontaktiert ist, und
(iv) einen dritten Anschlusskontakt (3), sodass das Sensor-Widerstandselement (14) mittels des dritten Anschlusskontakts (3) kontaktiert ist, hat, und
(b) einer Messstromquelle (16) zum Abgeben eines Messstroms (I_B), **gekennzeichnet durch**
(c) einen Gleich-Wechselspannungsmesser (18) der die an seinem Spannungsmesseingang (38) anliegende Messspannung gegen Masse misst,
(d) eine Referenzspannungsquelle (20) zum Abgeben einer Referenzspannung (U_{Ref}) gegen Masse,
(e) einen Sensorelement-Schalter (22), der so kontaktiert ist, dass das Sensorelement (12)
(i) in eine Zweileiter-Messschaltung (M13), in der das Sensor-Widerstandselement (14) über den ersten Anschlusskontakt (1) und den dritten Anschlusskontakt (3) kontaktiert ist und das Sensorelement (12) mit dem ersten Anschlusskontakt (1) mit der Messstromquelle (16) verbunden und mit dem dritten Anschlusskontakt (3) mit der Referenzspannungsquelle (20) verbunden ist, und
(ii) in eine Parasitärwiderstands-Messschaltung (G23),
in der der zweite Anschlusskontakt (2) und der dritte Anschlusskontakt (3) kontaktiert sind,
der zweite Anschlusskontakt (2) mit der Messstromquelle (16) und der dritte Anschlusskontakt (3) mit der Referenzspannungsquelle (20) verbunden ist, und das Sensor-Widerstandselement (14) nicht in der Parasitärwiderstands-Messschaltung (G23) ist, schaltbar ist, und
(f) eine Auswerteeinheit (36), die ausgebildet ist zum automatischen
(i) Schalten des Sensorelements (12) in die Zweileiter-Messschaltung und Messen einer ersten Messspannung ($U_{PP,M13}$),
(ii) Schalten des Sensorelements (12) in die Parasitärwiderstands-Messschaltung und Messen einer zweiten Messspannung ($U_{PP,G23}$) und
(iii) Berechnen der Temperatur aus den Messspannungen ($U_{PP,M13}$, $U_{PP,G23}$).

2. Thermometer (10) nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass
(a) das Sensorelement (12) einen vierten Anschlusskontakt (4) hat, sodass das Sensor-Widerstandselement (14) mittels des dritten Anschlusskontakts (3) und des vierten Anschlusskontakts (4) kontaktiert ist,
(b) der Sensorelement-Schalter (22) so kontaktiert ist, dass das Sensorelement (12)
(i) in eine zweite Zweileiter-Messschaltung (M24), in der das Sensor-Widerstandselement (14) über den zweiten Anschlusskontakt (2) und den vierten Anschlusskontakt (4) kontaktiert ist und das Sensorelement (12) mit dem zweiten Anschlusskontakt (2) mit der Messstromquelle (16) und mit dem vierten Anschlusskontakt (4) mit der Referenzspannungsquelle (20) verbunden ist,
(ii) in eine zweite Parasitärwiderstands-Messschaltung (G14),
in der der erste Anschlusskontakt (1) und der vierte Anschlusskontakt (4) kontaktiert sind,
der erste Anschlusskontakt (1) mit der Messstromquelle (16) und der vierte der Anschlusskontakt (4) der Referenzspannungsquelle (20) verbunden ist, und
das Sensor-Widerstandselement (14) nicht in der Parasitärwiderstands-Messschaltung (G14) ist, schaltbar ist und dass
(c) die Auswerteeinheit (36) ausgebildet ist zum automatischen
(i) Schalten des Sensorelements (12) in die zweite Zweileiter-Messschaltung (M24) und Messen einer dritten Messspannung ($U_{PP,M24}$),
(ii) Schalten des Sensorelements (12) in die zweite Parasitärwiderstands-Messschaltung und Messen einer vierten Messspannung ($U_{PP,G14}$) und
(iii) Berechnen der Temperatur aus den Messspannungen ($U_{PP,M13}$, $U_{PP,G23}$, $U_{PP,M24}$, $U_{PP,G14}$).

3. Thermometer (10) nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Auswerteeinheit (36) ausgebildet ist zum automatischen Durchführen eines Verfahrens mit den Schritten:
(i) Erfassen einer ersten spektralen Spannungsrauschdichte ($S_{U,M13}$) mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers (18), wenn das Sensorelement (12) in der ersten Zweileiter-Messschaltung (M13) ist,
(ii) Erfassen einer zweiten spektralen Spannungsrauschdichte ($S_{U,G23}$) mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers (18), wenn das Sensorelement (12) in der ersten Parasitärwiderstands-Messschaltung (G23) ist,
(iii) Bestimmen einer dritten spektralen Spannungsrauschdichte ($S_{U,M24}$) mittels des Gleich-Wechselspan-

nungsmessers (18), wenn das Sensorelement (12) in der zweiten Zweileiter-Messschaltung (M24) ist,
(iv) Erfassen einer vierten spektralen Spannungsrauschdichte ($S_{U,G14}$) mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers (18), wenn das Sensorelement (12) in der zweiten Parasitärwiderstands-Messschaltung (G14) ist,
(v) Bestimmen der absoluten Temperatur (Ts) aus den Spannungsrauschdichten ($S_{T,M13}$, $S_{T,G23}$, $S_{T,M24}$, $S_{T,G14}$).

4. Thermometer (10) nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Auswerteeinheit (36) ausgebildet ist zum automatischen Durchführen eines Verfahrens mit den Schritten:
(i) in der ersten Zweileiter-Messschaltung (M13) Messen einer Zweitmessstrom-Messspannung mit einem zweiten Wert des Messstroms (I_{B2}), der sich vom ersten Wert des Messstroms (I_{B1}) unterscheidet und
(ii) Berechnen der Temperatur aus einem Mittelwert der Differenz der Messspannung und der Zweitmessstrom-Messspannung (U_{PP}) und der Differenz der Messstromwerte ($I_{PP,B} = I_{B1}$-I_{B2}).

5. Thermometer (10) nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Auswerteeinheit (36) ausgebildet ist zum automatischen Durchführen eines Verfahrens mit den Schritten:
(i) in der zweiten Zweileiter-Messschaltung (M24) Messen einer zweiten Zweitmessstrom-Messspannung mit einem zweiten Messstrom, der sich vom ersten Messstrom unterscheidet und
(ii) Berechnen der Temperatur aus einem Mittelwert der Differenz der dritten Messspannung und der zweiten Zweitmessstrom-Messspannung und der Differenz der Messstromwerte.

6. Thermometer (10) nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass der zweite Messstrom null ist oder dem ersten Messstrom mit entgegengesetzter Stromrichtung entspricht.

7. Thermometer (10) nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Auswerteeinheit (36) ausgebildet ist zum automatischen Durchführen eines Verfahrens mit den Schritten:
(vi) Erfassen einer ersten Referenzspannung ($U_{Ref,M13}$) mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers (18), wenn das Sensorelement (12) in der ersten Zweileiter-Messschaltung (M13) ist,
(vii) Erfassen einer zweiten Referenzspannung ($U_{Ref,G23}$) mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers (18), wenn das Sensorelement (12) in der ersten Parasitärwiderstands-Messschaltung (G23) ist,
(viii) Bestimmen einer dritten Referenzspannung ($U_{Ref,M24}$) mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers (18), wenn das Sensorelement (12) in der zweiten Zweileiter-Messschaltung (M24) ist,
(ix) Erfassen einer vierten Referenzspannung ($U_{Ref,G14}$) mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers (18), wenn das Sensorelement (12) in der zweiten Parasitärwiderstands-Messschaltung (G14) ist,
(x) Bestimmen der Temperatur unter Verwendung der Referenzspannungen (URef,M13, URef,G23, URef,M24, URef,G14).

8. Thermometer (10) nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass
(a) die Messstromquelle (16)
(i) eine Spannungsquelle (24),
(ii) ein Einspeise-Widerstandselement (26), das einen Einspeise-Widerstandswert (R_B) hat,
(iii) ein Referenzwiderstandselement (30) mit einem Referenzwiderstandswert (R_{Ref}),
(iv) einen Referenzschalter (28) und
(v) einen Messstromschalter (44) aufweist,
(b) das Referenzwiderstandselement (30) in der Zweileiter-Messschaltung und der Parasitärwiderstands--Messschaltung nicht kontaktiert ist,
(c) der Referenzschalter (28) so kontaktiert ist, dass das Referenzwiderstandselement (30)
in eine Referenzwiderstandselement-Messschaltung (HR), in der das Referenzwiderstandselement (30) mit einem Ausgangskontakt (32) auf Masse liegt, mit einem Eingangskontakt (34) mit dem Einspeise-Widerstandselement (26) verbunden ist und der Sensorelement-Schalter (22) in Neutralstellung (H) ist,
schaltbar ist, und dass das
(d) Thermometer (10) eine Auswerteeinheit (36) aufweist, die ausgebildet ist zum automatischen Bestimmen des Einspeise-Widerstandswerts (R_B).

9. Thermometer (10) nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass
(a) der Referenzschalter (28) so kontaktiert ist, dass das Referenzwiderstandselement (30)
in eine Verstärkermassungs-Messschaltung (HG), in der der Spannungsmesseingang (38) des Gleich--Wechselspannungsmessers (18) auf Masse gelegt ist und der Sensorelement-Schalter (22) in Neutralstellung (H) ist, schaltbar ist und dass
(b) die Auswerteeinheit (36) ausgebildet ist zum automatischen

(i) Erfassen einer Verstärkermassungs-Messspannung (U_{HG}) mittels des Gleich-Wechselspannungsmessers (18),
(ii) Bestimmen einer spektralen Dichte ($S_{U,HG}$) der Verstärkermassungs-Messspannung,
(iii) Bestimmen einer Verstärkerspannungsrauschdichte ($S_{U,A}$) aus der spektralen Dichte ($S_{U,HG}$) und
(iv) Berechnen der absoluten Temperatur (T_S) unter Verwendung der Verstärkerspannungsrauschdichte ($S_{U,A}$).

10. Thermometer (10) nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Auswerteeinheit (36) ausgebildet ist zum automatischen Durchführen eines Verfahrens mit den Schritten
(a) Bringen des Sensorelement-Schalters (22) in eine Neutralstellung (H), in der der Sensorelement-Schalter (22) nicht mit dem Gleich-Wechselspannungsmesser (18) kontaktiert ist,
(b) zeitabhängiges Messen einer fünften Messspannung (U_H),
(c) Berechnen einer Gesamtstromrauschdichte ($S_{I,\Sigma}$) aus der zeitabhängigen fünften Messspannung (U_H) und
(d) Berechnen der absoluten Temperatur (Ts) aus den Spannungsrauschdichten ($S_{T,M13}$, $S_{T,G23}$, $S_{T,M24}$, $S_{T,G14}$) und der Gesamtstromrauschdichte ($S_{I,\Sigma}$).

11. Thermometer (10) nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass
(a) der Einspeise-Widerstandswert (R_B) um zumindest den Faktor 100, insbesondere zumindest um den Faktor 1000 größer ist als der elektrische Widerstandswert (R_S) des Sensor-Widerstandselements (14) bei 23°C und/oder
(b) die Messstromquelle (16) so ausgebildet ist, dass die am Sensorelement (12) anliegende Spannung unterhalb von 10 Millivolt liegt.

12. Thermometer (10) nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Referenzspannungsquelle (20)
(i) einen ersten Satz aus einer ersten Anzahl (N1 =32) an baugleichen, parallelgeschalteten ohmschen Niederohm-Teilerwiderstandselementen ,
(ii) einen zweiten Satz aus einer zweiten Anzahl (N2=35) an baugleichen Hochohm-Teilerwiderstandselementen,
(iii) wobei die Niederohm-Teilerwiderstandselemente und die Hochohm-Teilerwiderstandselemente einen Widerstandsteiler mit einem Teilungsverhältnis (TV) von zumindest 100 zu 1, insbesondere zumindest 1000 zu 1, bilden, und
(iv) einen Rechteckspannungserzeuger zum Erzeugen einer Rechteckspannung aufweist,
(v) wobei der Wechselspannungserzeuger und die Teilerwiderstandselemente so verschaltet sind, dass beim Anlegen des Messstroms (I_B) die Referenzspannung (U_{Ref}) der Spannung am Sensorelement (12) addiert wird.

Es folgen 5 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

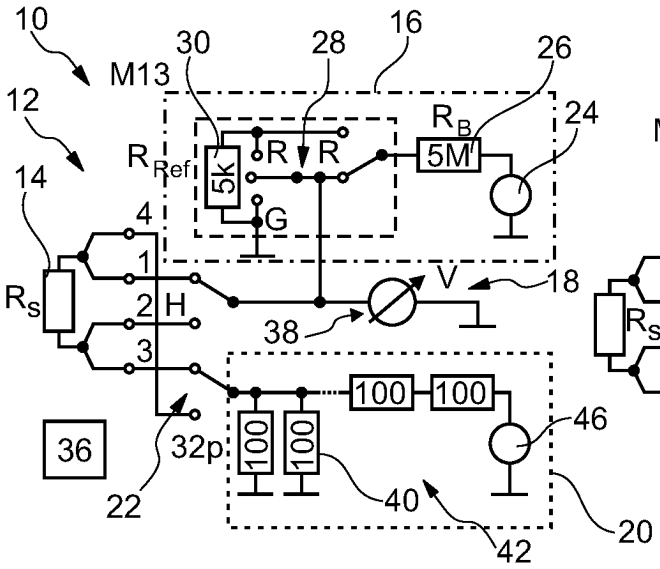


Fig. 1a

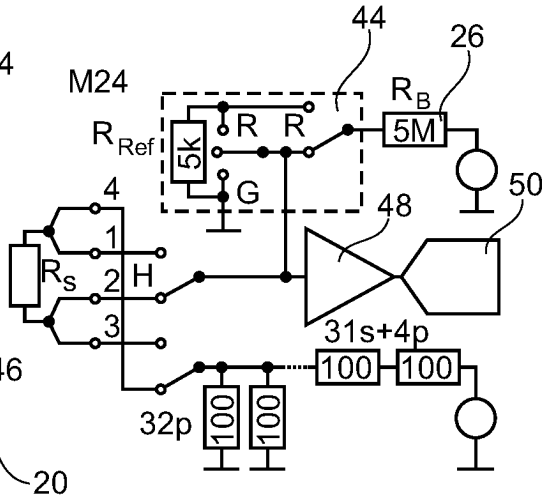


Fig. 1c

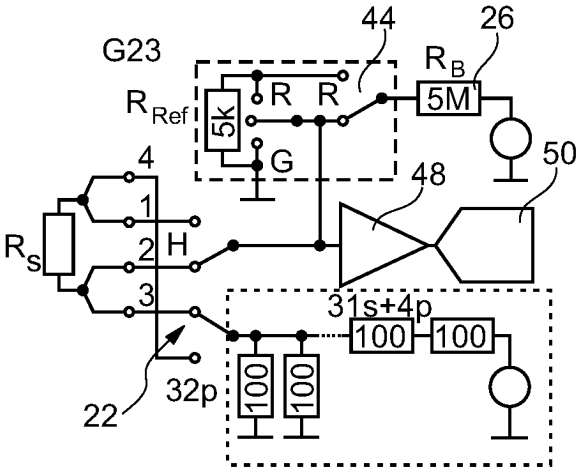


Fig. 1b

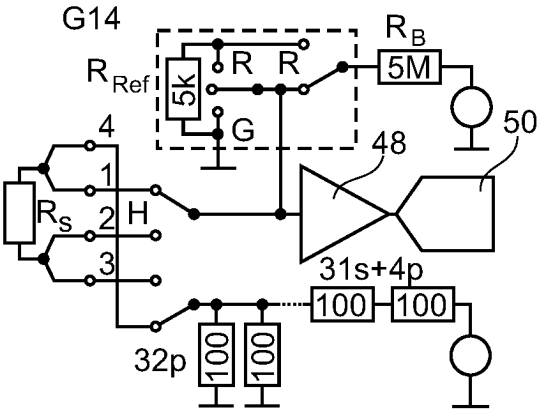


Fig. 1d

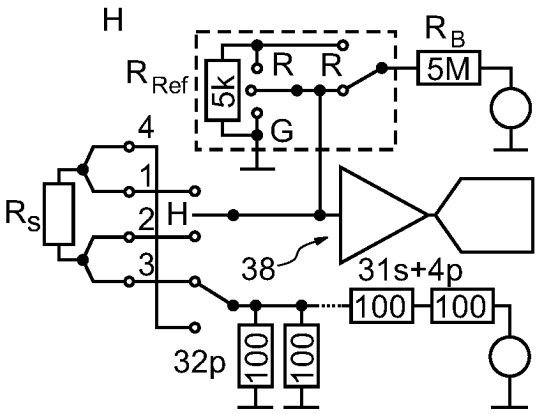


Fig. 1f

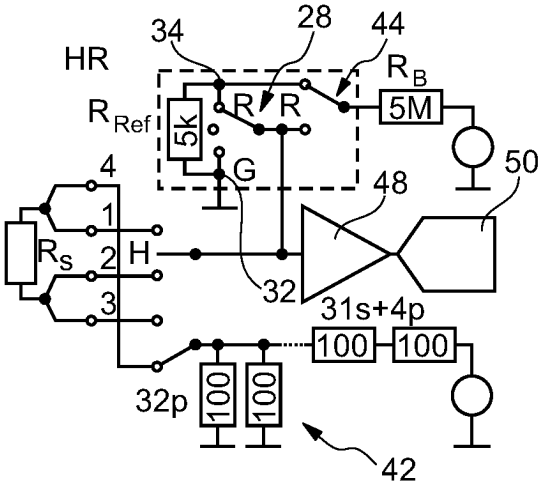


Fig. 1e

Fig. 1

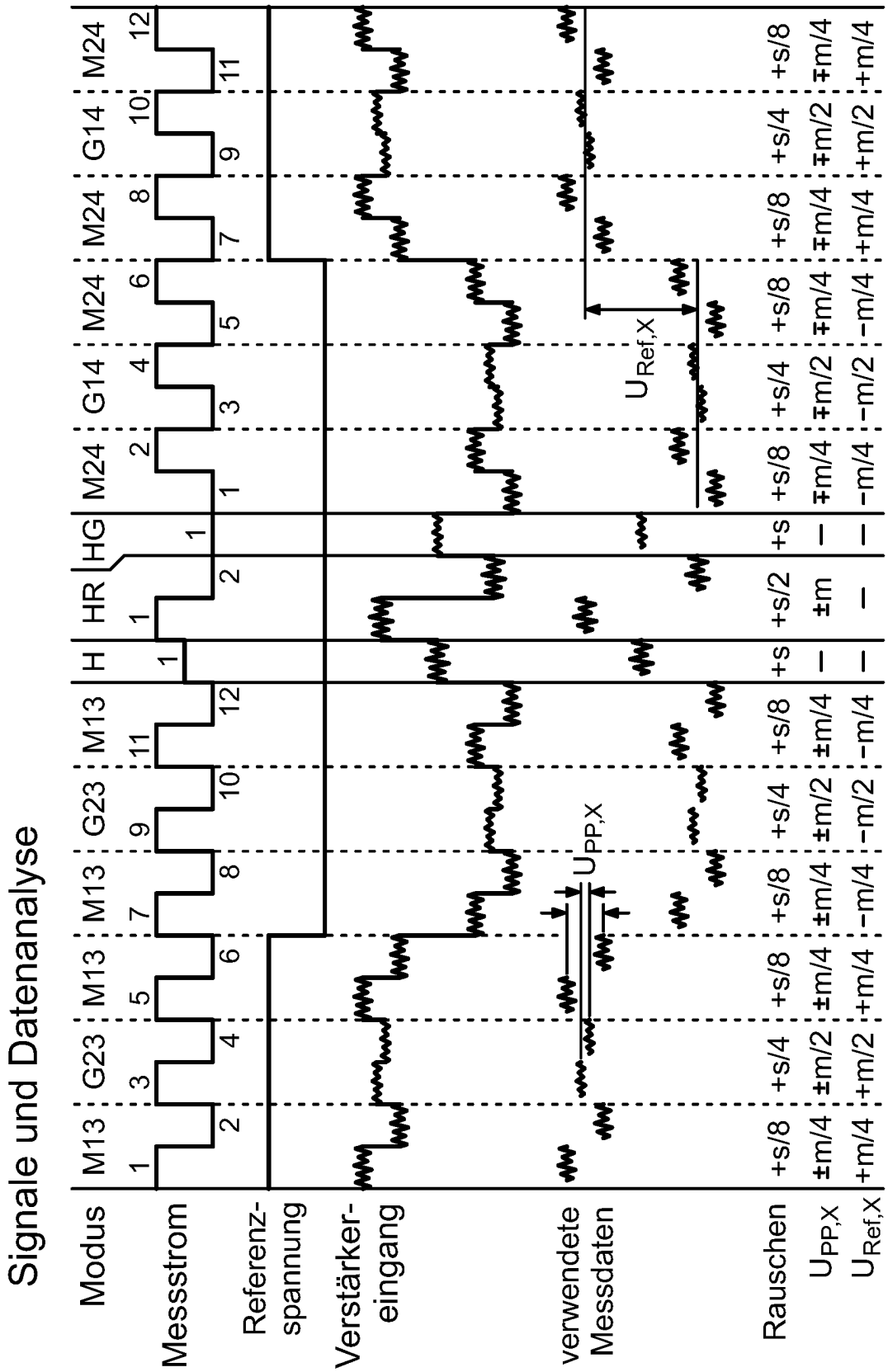

Signale und Datenanalyse
Modus
Messstrom
Referenz-spannung
Verstärker-eingang
verwendete Messdaten
Rauschen
$U_{PP,X}$
$U_{Ref,X}$
M13 G23 M13 M13 G23 M13 H HR HG M24 G14 M24 M24 G14 M24
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 1 2 1 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12
+s/8 +s/4 +s/8 +s/8 +s/4 +s/8 +s +s/2 +s +s/8 +s/4 +s/8 +s/8 +s/4 +s/8
±m/4 ±m/2 ±m/4 ±m/4 ±m/2 ±m/4 — ±m — ∓m/4 ∓m/2 ∓m/4 ∓m/4 ∓m/2 ∓m/4
+m/4 +m/2 +m/4 −m/4 −m/2 −m/4 — — — −m/4 −m/2 −m/4 +m/4 +m/2 +m/4

Fig. 2

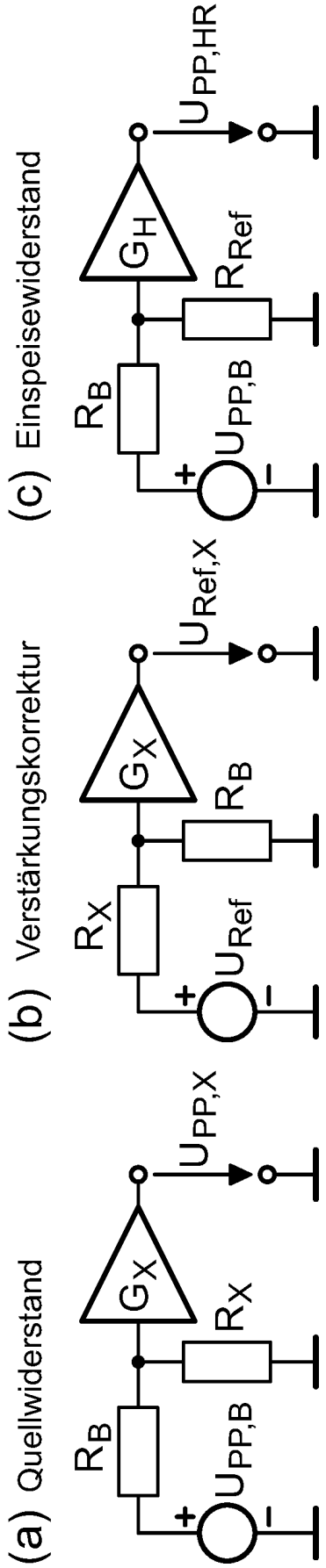


Fig. 3a

Fig. 3b

Fig. 3c

Fig. 3

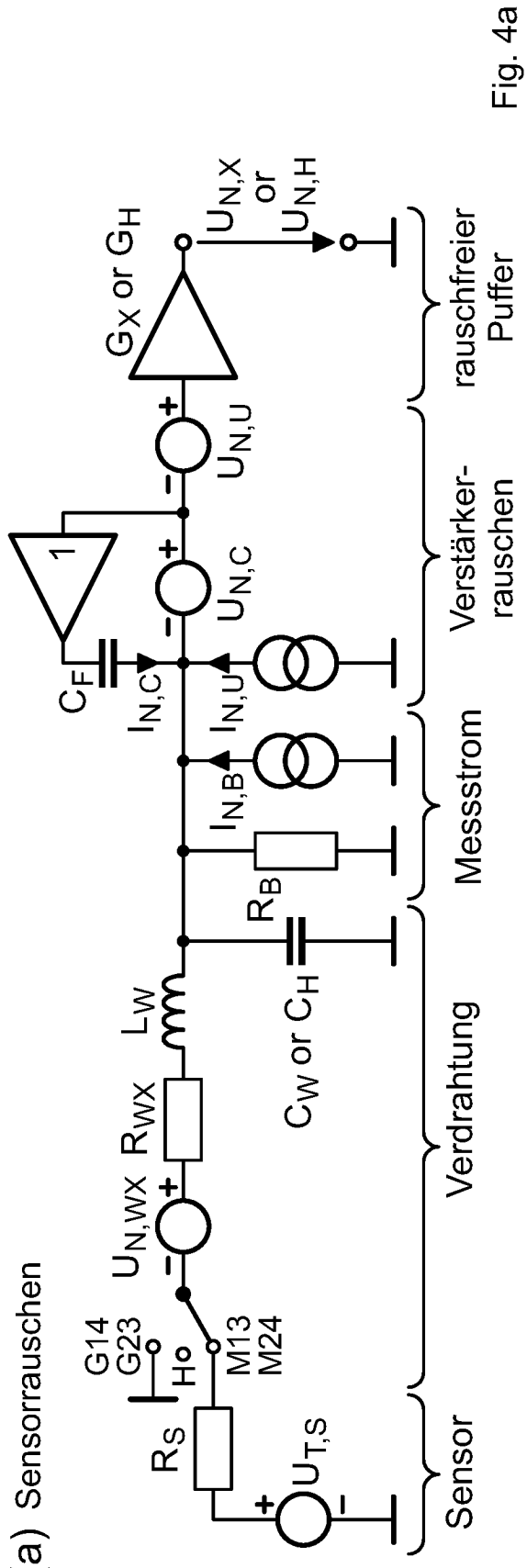

(a) Sensorrauschen
Sensor
Verdrahtung
Messstrom
Verstärker-rauschen
rauschfreier Puffer
$U_{T,S}$
R_S
G14
G23
H
M13
M24
$U_{N,WX}$
R_{WX}
L_W
C_W or C_H
R_B
$I_{N,B}$
$I_{N,U}$
$I_{N,C}$
C_F
1
$U_{N,C}$
$U_{N,U}$
G_X or G_H
$U_{N,X}$ or $U_{N,H}$

Fig. 4a

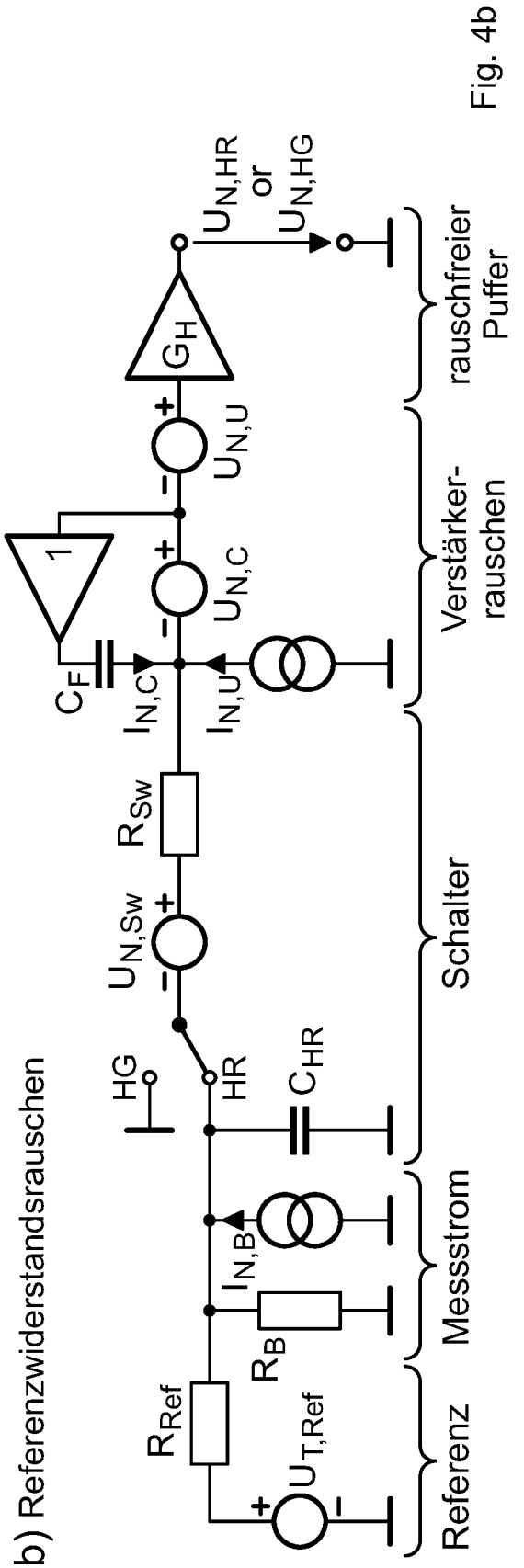

(b) Referenzwiderstandsrauschen
Referenz
Messstrom
Schalter
Verstärker-rauschen
rauschfreier Puffer
$U_{T,Ref}$
R_{Ref}
R_B
$I_{N,B}$
HG
HR
C_{HR}
$U_{N,Sw}$
R_{Sw}
$I_{N,U}$
$I_{N,C}$
C_F
1
$U_{N,C}$
$U_{N,U}$
G_H
$U_{N,HR}$ or $U_{N,HG}$

Fig. 4b

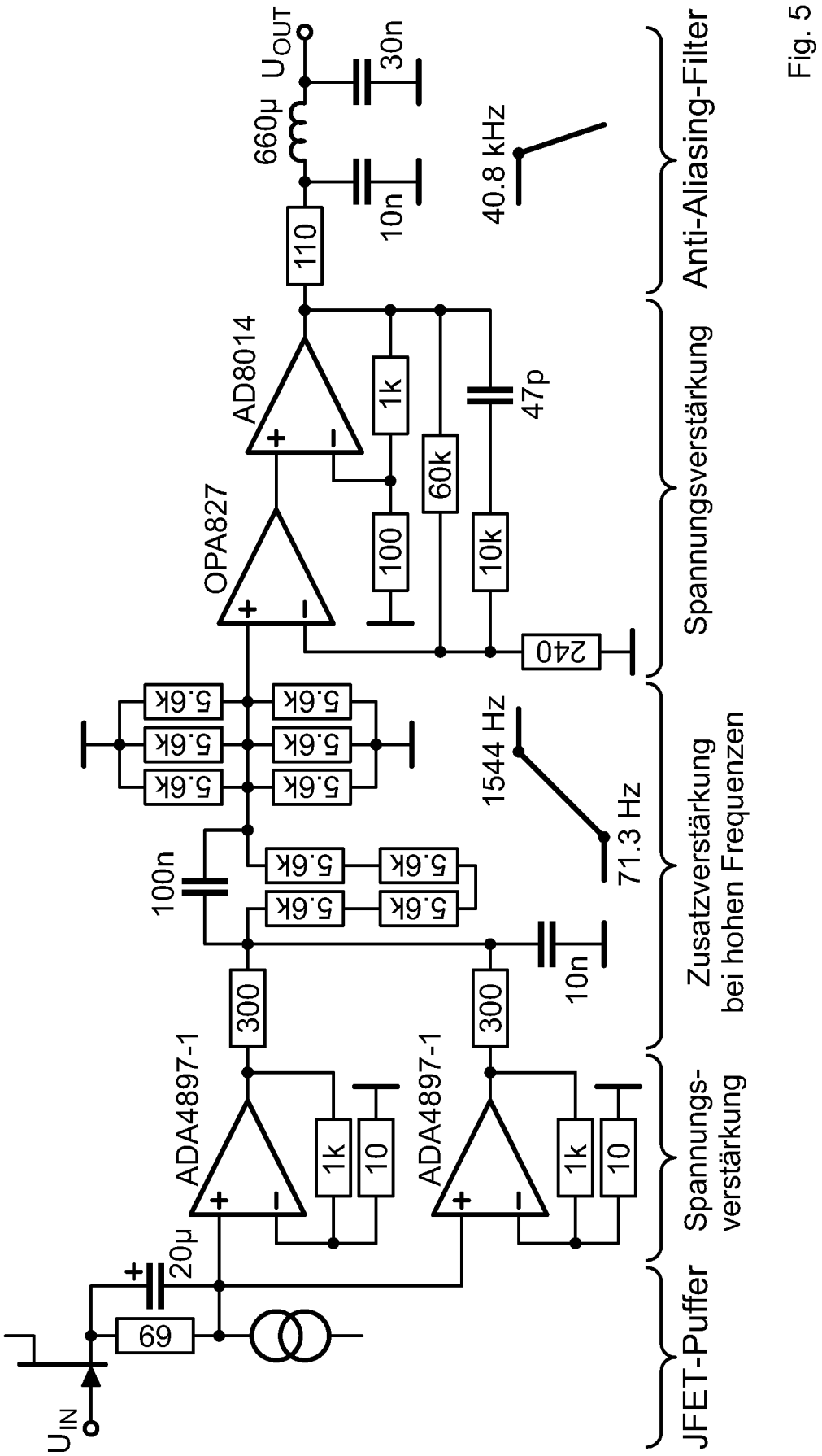


Fig. 5

 Das Dokument wurde durch die Firma Jouve hergestellt.