

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG
 (19) Weltorganisation für geistiges Eigentum

Internationales Büro

(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
 6. Februar 2014 (06.02.2014)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2014/019779 A2

- (51) **Internationale Patentklassifikation:**
G01F 1/60 (2006.01)
- (21) **Internationales Aktenzeichen:** PCT/EP2013/063624
- (22) **Internationales Anmeldedatum:**
 28. Juni 2013 (28.06.2013)
- (25) **Einreichungssprache:** Deutsch
- (26) **Veröffentlichungssprache:** Deutsch
- (30) **Angaben zur Priorität:**
 10 2012 106 926.3 30. Juli 2012 (30.07.2012) DE
- (71) **Anmelder:** ENDRESS+HAUSER FLOWTEC AG [CH/CH]; Kägenstrasse 7, CH-4153 Reinach (BL) (CH).
- (72) **Erfinder:** KÜNG, Thomas; Eptingerstr. 19, CH-4052 Basel (CH). SPAHLINGER, Andre; Am Lieberg 13, 79415 Bad Bellingen (DE). RÜFENACHT, Markus; Wollmattweg 1, CH-4143 Dornach (CH).
- (74) **Anwalt:** ANDRES, Angelika; Colmarer Str. 6, 79576 Weil am Rhein (DE).
- (81) **Bestimmungsstaaten** (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) **Bestimmungsstaaten** (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), europäisches (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) **Title:** ELECTRONIC MEASURING DEVICE AND MEASURING SYSTEM FORMED THEREWITH

(54) **Bezeichnung :** MEßELEKTRONIK SOWIE DAMIT GEBILDETES MEßSYSTEM

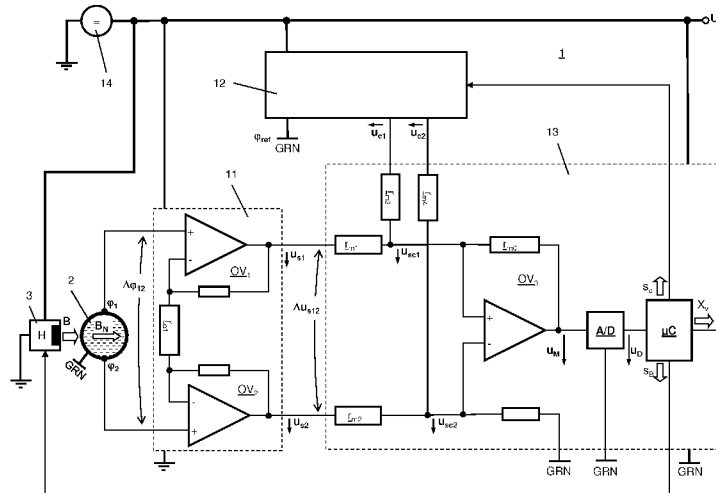
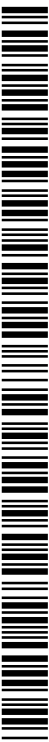


Fig. 1

(57) **Abstract:** The invention relates to an electronic measuring device for determining a potential difference ($\Delta\phi_{12}$) between a first measuring electrode having an electrical potential (ϕ_{12}) and a second measuring electrode having an electrical potential (ϕ_2). The electronic measuring device thereby comprises a reference electrode (GRN) having a reference potential (ϕ_{Ref}), an input circuit having two circuit inputs that can be connected to the first and/or the second measuring electrode, two signal voltage outlets, a compensation circuit having a first compensation voltage outlet and a second compensation voltage outlet. Said electronic measuring device further comprises a control signal inlet and, for generating a digital voltage measurement signal (U_D), a measurement and control circuit having two signal voltage inlets respectively connected to one of the signal voltage outlets of the input circuit, two signal voltage inlets, each electrically connected to one of the compensation voltage outlets of the compensation circuit, and a compensation control outlet connected to the control signal inlet of the compensation circuit. The compensation circuit is configured to provide a compensation voltage (U_{C1}), that is, an adjustable direct-current voltage relative to the reference potential, at the first compensation voltage outlet, and to provide a compensation voltage (U_{C2}), that is, a direct-current voltage

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



WO 2014/019779 A2

**Veröffentlicht:**

- *ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts (Regel 48 Absatz 2 Buchstabe g)*

relative to the reference potential, at the second compensation voltage outlet. The compensation circuit is further provided with at least two operating modes that can be selected by way of a compensation control signal, which can be placed at the control signal inlet. In a first operating mode, the compensation voltage (U_{C1}) is set to a specified voltage value, U_{C11} , and in a second operating mode, the compensation voltage (U_{C1}) is set to a specified voltage value, U_{C12} . The measurement and control circuit, on the other hand, is configured to provide a compensation control signal at the compensation control outlet for selecting one of the selectable operating modes of the compensation circuit.

(57) Zusammenfassung: Die Meßelektronik dient dem Ermitteln einer Potentialdifferenz ($\Delta\phi_{12}$) zwischen einer ein elektrisches Potential (ϕ_1) aufweisenden ersten Meßelektrode und einer ein elektrisches Potential (ϕ_2) aufweisenden zweiten Meßelektrode. Dafür umfaßt die Meßelektronik eine ein Bezugspotential (ϕ_{Ref}) aufweisende Referenzelektrode (GRN), eine Eingangsschaltung mit zwei mit der ersten bzw. zweiten Meßelektrode elektrisch verbindbaren Schaltungseingängen und mit zwei Signalspannungsausgängen, eine Kompensationsschaltung mit einem ersten Kompensationsspannungsausgang, mit einem zweiten Kompensationsspannungsausgang, und mit einem Steuersignaleingang, sowie, zum Erzeugen eines digitalen Spannungsmesssignals (U_D), eine Meß- und Steuerschaltung mit zwei jeweils mit einem der Signalspannungsausgänge der Eingangsschaltung verbundenen Signalspannungseingängen, mit zwei jeweils mit einem der Kompensationsspannungsausgänge der Kompensationsschaltung elektrisch verbundenen Signalspannungseingängen und mit einem mit dem Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung verbundenen Kompensationssteuerausgang. Die Kompensationsschaltung ist dafür eingerichtet, am ersten Kompensationsspannungsausgang eine Kompensationsspannung (U_{C1}), nämlich eine auf das Bezugspotential bezogene einstellbare Gleichspannung, und am zweiten Kompensationsspannungsausgang eine Kompensationsspannung (U_{C2}), nämlich eine auf das Bezugspotential bezogene Gleichspannung, bereitzustellen. Zudem weist die Kompensationsschaltung wenigstens zwei mittels eines am Steuersignaleingang anlegbaren Kompensationssteuersignals auswählbare Betriebsmodi auf, wobei in einem ersten Betriebsmodus die Kompensationsspannung (U_{C1}) auf einen dafür vorgegebenen Spannungswert, U_{C11} , und in einem zweiten Betriebsmodus die Kompensationsspannung (U_{C1}) auf einen dafür vorgegebenen Spannungswert, U_{C12} , eingestellt wird. Die Meß- und Steuerschaltung wiederum ist dafür eingerichtet am Kompensationssteuerausgang ein Kompensationssteuersignal zum Auswählen eines der auswählbaren Betriebsmodi der Kompensationsschaltung bereitzustellen.

Meßelektronik sowie damit gebildetes Meßsystem

- Die Erfindung betrifft eine, insb. für die Verwendung in einem magnetisch-induktiven Durchflußmeßgerät geeignete, Meßelektronik zum Ermitteln einer, insb. von einer einer Volumendurchflußrate einer einem vorübergehend konstanten Magnetfeld ausgesetzten strömenden Flüssigkeit abhängigen, Potentialdifferenz zwischen zwei voneinander abweichende elektrische Potentiale aufweisenden Meßelektroden, wobei die Potentialdifferenz eine zeitlich veränderliche Nutzkomponente sowie eine dieser überlagerte Störkomponenten aufweist. Ferner betrifft die Erfindung ein mittels einer solchen Meßelektronik gebildetes Meßsystem, insb. magnetisch-induktives Durchflußmeßgerät.
- 10 Meßelektroniken der in Rede stehenden Art sind beispielsweise in der der DE-C 197 16 119, der DE-C 197 16 151, der EP-A 027 181, der US-A 2002/0145417, der US-A 2005/0125168, der US-A 2010/0231294, der US-A 43 82 387, der US-A 47 04 908, der US-B 66 93 486, der US-B 67 08 569 oder der US-B 81 74 312 beschrieben und umfassen zumeist eine mittels
- 15 Impedanzwandlern gebildete Eingangsschaltung zum weitgehend stromlosen, mithin möglichst rückwirkungsfreien Abgreifen der an den beiden Meßelektroden gebildeten Potentiale, von der ein erster Schaltungseingang mit einer ersten der Meßelektroden und eine zweiter Schaltungseingang mit einer zweiten der Meßelektrode elektrisch verbunden sind.
- 20 Die - zwecks einer hohen Gleichtakterdrückung beispielsweise als ein die Potentialdifferenz proportional, ggf. auch – wie z.B. in der US-B 66 93 486 oder US-B 81 74 312 beschrieben - vordifferenziell, verstärkender Differenzverstärker ausgebildete - Eingangsschaltung liefert entweder an einem Signalausgang eine auf ein Bezugspotential der Vorrichtung, beispielsweise Masse, bezogene analoge Meßspannung als ein direktes Maß für die Potentialdifferenz oder an einem
- 25 ersten Signalspannungsausgang eine auf ein Bezugspotential bezogene, vom elektrischen Potential an der ersten Meßelektrode abhängige erste Signalspannung und an einem zweiten Signalspannungsausgang eine auf nämliches Bezugspotential bezogene, vom elektrischen Potential an der zweiten Meßelektrode abhängige zweite Signalspannung. Die Eingangsschaltung ist

ausgangsseitig jeweils mit einer zumeist als Mikrocomputer ausgebildete Meß- und Steuerschaltung der Vorrichtung verbunden, welche Meß- und Steuerschaltung u.a. dazu dient, entweder die die Potentialdifferenz analog repräsentierende Meßspannung oder die beiden separaten Signalspannungen in ein die zwischen beiden Meßelektroden herrschende Potentialdifferenz repräsentierendes digitales Spannungsmesssignal umzusetzen.

Derartige Meßelektroniken werden nicht zuletzt in magnetisch-induktiven Meßwandlern, mithin in damit gebildeten magnetisch-induktiven Durchflußmeßgeräten, sogenannten MID, nämlich zur Messung einer Potentialdifferenz verwendet, die von einer Volumendurchflußrate einer einem mit vorgegebenem, typischerweise zwischen 25Hz und 100Hz liegenden, Takt umgepolten, mithin zeitlich veränderlichen Magnetfeld ausgesetzten strömenden Flüssigkeit abhängig ist. Solche als MID ausgebildete Meßsysteme für strömenden Flüssigkeit sind seit langem bekannt und nicht zuletzt auch in der Patentliteratur umfänglich beschrieben, beispielsweise in eingangs erwähnten DE-C 197 16 119, DE-C 197 16 151, EP-A 027 181, US-A 2002/0145417, US-A 2005/0125168, US-A 2010/0231294, US-A 43 82 387, US-A 47 04 908, US-B 67 08 569 bzw. US-B 66 93 486.

Üblicherweise werden solche, zumal industrietauglichen MID jeweils als vorkonfektioniertes Meßsystem angeboten, bei dem sowohl die Meßelektroden voneinander beabstandet als auch ein Magnetfeldgenerator an einem dem Führen einer strömenden Flüssigkeit dienenden, innen mit einer Isolierschicht, dem sogenannten Liner, ausgekleideten Meßrohr angeordnet sind. Die Meßelektroden sind hier so eingerichtet, das deren jeweiliges elektrisches Potential jeweils von einer in einer im Meßrohr geführten Flüssigkeit auftretenden - beispielsweise durch Ladungsträgerverschiebung innerhalb der Flüssigkeit bewirkten - elektrischen Spannung abhängig ist. Typischerweise sind die Meßelektroden hierbei entlang einer gedachten, im wesentlichen kreisförmigen bzw. eine Querschnittsfläche des Meßrohrs umspannende, Umfanglinie des Meßrohrs voneinander beabstandet am Meßrohr angeordnet, zumeist auch auf ein und demselben Durchmesser nämlich Meßrohrs liegend.

Der Magnetfeldgenerator ist dafür vorgesehen, im Betrieb des MID das erwähnte Magnetfeld zu erzeugen, und zwar derart, daß das Magnetfeld das Lumen des Meßrohrs zumindest teilweise -

nämlich mit einer senkrecht zu einer die beiden Meßelektroden imaginär verbindenden gedachten Verbindungsachse verlaufende, die Nutzkomponente der Potentialdifferenz beeinflussende Nutzkomponente - auch innerhalb eines sich zwischen den Meßelektroden erstreckenden Bereichs, durchsetzt. Die Meßelektroden können beispielsweise als galvanische, nämlich jeweils mit einer
5 Elektrodenspitze in ein Lumen des Meßrohrs ragende bzw. von einer darin geführten Flüssigkeit kontaktierbare Meßelektroden, oder beispielsweise auch als in den Liner eingebettet kapazitive Meßelektroden ausgebildet sein.

Nachdem die in der industriellen Meßtechnik verwendeten MID wie bereits erwähnt, nicht zuletzt
10 auch zwecks des Ermöglichens einer Kompensation von elektrochemischen Störpotentialen an den Meßelektroden, üblicherweise mit Magnetfeldern von periodisch wechselnder Magnetfeldrichtung betrieben sind, derart, daß die Magnetfeldrichtung der Nutzkomponente des Magnetfelds mit einer vorgebbaren Taktrate periodisch ändert, sind die entsprechenden Magnetfeldgeneratoren zumeist mittels eines von der Meß- und Auswerteschaltung generierten, einen entsprechenden Takt
15 vorgebenden – beispielsweise auch selbst periodisch getakteten und/oder binären - Magnetfeldsteuersignal gesteuert, derart, daß sie ein Magnetfeld erzeugen, das sich in Abhängigkeit vom Magnetfeldsteuersignal zeitlich ändert.

Die zu erfassende Potentialdifferenz enthält eine zeitlich veränderliche Nutzkomponente, deren
20 momentane Spannungswerte von einer momentane Höhe der zu erfassenden Meßgröße - im Falle der Verwendung der Meßelektronik in einem MID infolge von durch Wechselwirkung des Magnetfelds mit der strömenden Flüssigkeit darin induzierten Ladungsverschiebungen (magnetohydrodynamischer Effekt, Faradaysche Induktion) - abhängig sind, mithin zeitlich veränderlich sind. Im Falle eines in der vorbeschrieben Weise getakteten Magnetfelds wechselt die
25 Nutzkomponente zudem im Takte des Magnetfelds auch ihre Polarität.

Bei modernen MID ist die Meß- und Steuerschaltung typischerweise als eine die Potentialdifferenz zunächst analog-zu-digital wandelnde und hernach digital auswertender Mikrocomputer ausgebildet, nämlich als eine Meß- und Steuerschaltungen, die dafür eingerichtet ist, eine zwischen den beiden
30 Signalspannungen der Eingangsschaltung existierende Spannungsdifferenz mit einer im Vergleich

zur Taktrate für das Magnetfeld höheren Abtastrate und mit einer digitalen Auflösung von einigen, nominell zumeist 16 oder 24 Bit, in ein die Spannungsdifferenz repräsentierendes digitales Spannungsmesssignal umzusetzen, also eine Folge von aus einem vorgegebenen gestuften Wertevorrat ausgewählten Digitalwerten, von denen jeder einen innerhalb eines vorgegebenen Umsetzbereichs liegenden quantisierten Meßwert für eine von der Spannungsdifferenz abhängige Potentialdifferenz repräsentiert.

- Bei MID für die industriellen Meßtechnik, wie sie beispielsweise zur Messung der Volumendurchflußrate von in Rohrleitungen strömenden, oftmals nur eine geringe elektrische Leitfähigkeit von weniger als $1000 \mu\text{S} / \text{cm}$ (Mikrosiemens pro Zentimeter) aufweisenden Flüssigkeiten, wie z.B. Trinkwasser oder Abwasser, verwendet werden, erstreckt sich der Meßspannungsbereich, selbst bei innerhalb eines weiten nominellen Meßbereichs für die Strömungsgeschwindigkeit von $0.1 \cdot 10^{-3}$ bis 10 m/s (Meter pro Sekunde), mithin in einem Dynamikbereich (relativer Meßbereich) von 1:10000 schwankender mittlerer Strömungsgeschwindigkeit, regelmäßig lediglich über weniger als 1 mV . Im Ergebnis dessen kann die Nutzkomponente gelegentlich einen minimalen, mithin meßtechnisch eben gerade noch aufzulösenden Spannungswert aufweisen, der in der Größenordnung von weniger als 10 nV (Nanovolt) liegt.
- Wie u.a. in den eingangs erwähnten US-A 47 04 908 oder US-A 2005/0125168 diskutiert, enthält nämliche Potentialdifferenz regelmäßig zudem auch eine zumeist über einen im Vergleich zum Takt des Magnetfelds längeren Zeitraum zeitlich konstante bzw. sich im Vergleich zur Taktrate mit der Nutzkomponente zeitlich ändert, langsamer ändernden Störkomponente - etwa infolge elektrochemischer Prozesse im Bereich der einen oder andern Meßelektrode bzw. damit einhergehend zeitlich unvorhersehbar variierenden Ladungskonzentrationen im Bereich der jeweiligen Meßelektrode -, welche Störkomponente selbst innerhalb eines im Vergleich zum eigentlichen, der Schwankungsbreite der Nutzkomponente entsprechenden Meßspannungsbereich viel größeren, nämlich etwa zwischen -2 V (Volt) und $+2 \text{ V}$ liegenden, mithin einem Vielfachen des nominellen Meßbereichs betragenden Spannungsbereich variieren kann. Ohne entsprechende Maßnahmen ergibt sich im Ergebnis somit eine mittels der vorgenannten Meßschaltung effektiv,

nämlich von deren die eigentliche Umsetzung vollziehenden Analog-zu-Digital-Wandlern, schlußendlich theoretisch zu leistende Auflösung, mit der die Potentialdifferenz in das digitale Spannungsmeßsignal umzusetzen ist, von mehr als $\log_2(2 \text{ V} / 10 \text{ nV})$ bzw. mehr als 27 Bit.

Darüberhinaus erhöht sich die theoretisch zu leistende Auflösung infolge der realen Analog-zu-

5 Digital-Wandlern regelmäßig innewohnenden Linearitätsfehler bzw. infolge der - nicht zuletzt der angestrebten hohen Empfindlichkeit geschuldeten - relativ hohen Eingangsverstärkung der die Potentialdifferenz, einschließlich Störkomponente, repräsentierenden Signalspannungen nochmals beträchtlich.

10 Im Ergebnis ergeben sich regelmäßig Anforderungen an die Auflösung, wie sie durch solche Meßelektroniken der in Rede stehenden Art, insb. auch solchen, wie sie in MID Verwendung finden, eigentlich zu leisten wären, die deutlich über den von typischerweise verwendeten Analog-zu-Digital-Wandlern nominell maximal bereitgestellten 24 Bit Auflösungen liegen bzw. erfordern diese limitierte nominelle Auflösung nämlicher Analog-zu-Digital-Wandler umgekehrt
15 zwecks Vermeidung einer erheblichen Reduzierung der angestrebten Meßdynamik und/oder der angestrebten Meßgenauigkeit besondere Maßnahmen bei der der A/D-Wandlung vorgelagerten Signalbearbeitung.

Zur Vermeidung bzw. Reduzierung des Anteils der Störkomponente an den der Meß-

20 Steuerschaltung zur Weiterverarbeitung zugeführten analogen Spannungen ist so beispielsweise in der eingangs erwähnten US-A 47 04 908 eine taktgesteuerte Beaufschlagung einer der Potentialdifferenz proportionalen analogen Meßspannung ausgang einer als Differenzverstärker ausgebildeten Eingangsschaltung mit einer zur momentanen Störkomponente gegengleichen, diese quasi aus der analogen Meßspannung vollständig eliminierenden Kompensationsspannung
25 beschrieben. Um einerseits die Störkomponente möglichst genau erfassen und andererseits die Kompensationsspannung möglichst genau, gleichwohl möglichst rasch entsprechend Nachregeln zu können, bedarf es allerdings sehr aufwendiger Kompensationsschaltungen bzw. -verfahren, mit dem Ergebnis, daß die Genauigkeit und die Dynamik, mit der die Kompensationsspannung tatsächlich eingestellt wird unmittelbar in die Genauigkeit bzw. die Dynamik einfließt, mit der die

Messung der eigentlichen Meßgröße - beispielsweise also der Volumendurchflußrate - erfolgen kann.

Ein anderer Lösungsansatz zielt ferner darauf ab, die Störkomponente bereits vor dem eigentlichen
5 Abgreifen der Potentialdifferenz zu eliminieren oder zumindest nennenswert zu verringern. So wird
beispielsweise in der US-A 2005/0125168 vorgeschlagen, das Potential der Flüssigkeit in einer die
Störkomponente reduzierenden Weise zu verändern, indem mittels einer Steuerschaltung ein
elektrisches Potential einer Referenzelektrode des Meßrohrs passend gesteuert, nämlich
entsprechend angehoben oder abgesenkt, wird. Alternativ dazu zielt die US-B 67 08 569 darauf ab,
10 die Störkomponente durch Beaufschlagung der Meßelektroden mit einer entsprechenden, hier
gepulsten Kompensationsspannung zu reduzieren bzw. zu eliminieren. Als nachteilig bei diesen
Lösungsansätzen ist jedoch besonders der Umstand anzusehen, daß - ohne die momentan
zwischen den Meßelektroden tatsächlichen herrschende Ladungsverteilung genau genug zu
kennen - die resultierenden Spannungen innerhalb der Flüssigkeit bzw. zwischen den
15 Meßelektroden beeinflußt werden, mithin unkontrolliert in die innerhalb des Meßrohrs natürlich
ablaufenden elektrochemischen Vorgänge eingegriffen werden muß.

Ausgehend davon besteht eine Aufgabe der Erfindung darin, Meßschaltungen der vorgenannten Art,
nicht zuletzt auch solche, wie sie in MID Verwendung finden, dahingehend zu verbessern, daß damit
20 zum einen eine einfache, gleichwohl effektive Kompensation der Störkomponente von weitgehend
stromlos von Flüssigkeiten abzugreifenden Potentialdifferenzen und zwar ohne nennenswert auf
elektrochemische Vorgänge innerhalb der zwischen den Meßelektroden geführten Flüssigkeit
zurückzuwirken. Zum anderen soll mit der Erfindung auch eine Digitalisierung von in
Potentialdifferenzen der in Rede stehenden Art enthaltenen, im Vergleich zur jeweiligen
25 Störkomponenten typischerweise extrem kleinen, Nutzkomponenten mit einer hohen Auflösungen
von weniger als 10 nV / Bit effektiv ermöglicht werden.

Zur Lösung der Aufgabe besteht die Erfindung in einer Meßelektronik zum Ermitteln einer,
beispielsweise von einer einer Volumendurchflußrate einer einem Magnetfeld ausgesetzten
30 strömenden Flüssigkeit abhängigen, Potentialdifferenz zwischen einer ein erstes elektrisches

Potential aufweisenden ersten Meßelektrode und einer ein zweites elektrisches Potential aufweisenden zweiten Meßelektrode,

wobei nämliche Potentialdifferenz eine - beispielsweise mit einem vorgegebenen Takt - zeitlich veränderliche Nutzkomponente enthält, die kleiner als ein dafür vorgegebener maximaler

5 Spannungswert und die größer als ein dafür vorgegebener minimaler Spannungswert ist, und

wobei nämliche Potentialdifferenz eine zeitlich konstante bzw. sich im Vergleich zur Nutzkomponente - beispielsweise im Vergleich zu einer Taktrate, mit der die Nutzkomponente zeitlich ändert - langsamer ändernde Störkomponente enthält, die kleiner als ein dafür vorgegebener maximaler Spannungswert und die größer als ein dafür vorgegebener minimaler Spannungswert ist, und wobei der maximale Spannungswert der Störkomponente größer als der vorgegebene maximale Spannungswert der Nutzkomponente und der minimale Spannungswert der Störkomponente kleiner als der vorgegebene minimale Spannungswert der Nutzkomponente sind.

10

Dafür umfaßt die Meßelektronik:

eine ein, beispielsweise festes, Bezugspotential aufweisende Referenzelektrode,

15

eine Eingangsschaltung mit einem mittels eines nicht-invertierenden Eingangs eines ersten Impedanzwandlers gebildeten, mit der ersten Meßelektrode elektrisch verbindbaren ersten Schaltungseingang, mit einem mittels eines nicht-invertierenden Eingangs eines zweiten Impedanzwandlers gebildeten, mit der zweiten Meßelektrode elektrisch verbindbaren zweiten Schaltungseingang, mit einem mittels eines Ausgangs des ersten Impedanzwandlers gebildeten ersten Signalspannungsausgang, und mit einem mittels eines Ausgangs des zweiten Impedanzwandlers gebildeten zweiten Signalspannungsausgang,

20

eine Kompensationsschaltung mit einem ersten Kompensationsspannungsausgang, mit einem zweiten Kompensationsspannungsausgang, und mit einem Steuersignaleingang, sowie

eine Meß- und Steuerschaltung mit einem mit dem ersten Signalspannungsausgang der

25

Eingangsschaltung verbundenen ersten Signalspannungseingang, mit einem mit dem zweiten Signalspannungsausgang der Eingangsschaltung elektrisch verbundenen zweiten Signalspannungseingang, mit einem mit dem ersten Kompensationsspannungsausgang der Kompensationsschaltung elektrisch verbundenen dritten Signalspannungseingang, mit einem mit dem zweiten Kompensationsspannungsausgang der Kompensationsschaltung elektrisch

verbundenen vierten Signalspannungseingang, und mit einem mit dem Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung verbundenen Kompensationssteuerausgang.

Bei der erfindungsgemäßen Meßelektronik:

ist zudem die Eingangsschaltung dafür eingerichtet, am ersten Signalspannungsausgang eine auf
5 das Bezugspotential bezogene, vom ersten elektrischen Potential abhängige erste Signalspannung
und am zweitem Signalspannungsausgang eine auf das Bezugspotential bezogene, zumindest vom
zweiten elektrischen Potential abhängige zweite Signalspannung bereitzustellen, beispielsweise
derart, daß eine zwischen der ersten Signalspannung und der zweiten Signalspannung existierende
Spannungsdifferenz einem vorgegebenen Vielfachen der Potentialdifferenz und/oder weniger als
10 einem 5-fachen der Potentialdifferenz entspricht,

ist die Kompensationsschaltung dafür eingerichtet, am ersten Kompensationsspannungsausgang
eine erste Kompensationsspannung, nämlich eine auf das Bezugspotential bezogene einstellbare
erste Gleichspannung, und am zweiten Kompensationsspannungsausgang eine zweite
Kompensationsspannung, nämlich eine auf das Bezugspotential bezogene, beispielsweise
15 einstellbare oder fest eingestellte, zweite Gleichspannung, bereitzustellen, beispielsweise derart,
daß eine zwischen der ersten Kompensationsspannung und der zweiten Kompensationsspannung
existierende Spannungsdifferenz mehr als 25% eines momentanen Spannungswerts der
Störkomponente entspricht, und

ist die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet, eine zwischen einer von sowohl der ersten
20 Signalspannung als auch der ersten Kompensationsspannung abhängigen ersten kompensierten
Signalspannung, und einer von sowohl der zweiten Signalspannung als auch der zweiten
Kompensationsspannung abhängigen zweiten kompensierten Signalspannung existierende
Spannungsdifferenz mit einer vorgebbaren - beispielsweise im Vergleich zur Taktrate, mit der die
Nutzkomponente ändert, höheren - , Abtastrate und mit einer, beispielsweise mehr als 16 Bit
25 betragenden, digitalen Auflösung in ein nämliche Spannungsdifferenz repräsentierendes digitales
Spannungsmeßsignal, nämlich eine Folge von aus einem vorgegebenen gestuften Wertevorrat
ausgewählten Digitalwerten von denen jeder einen innerhalb eines vorgegebenen Umsetzungsbereichs
liegenden quantisierten Meßwert, der Spannungsdifferenz repräsentiert, umzusetzen.

Die Kompensationsschaltung der erfindungsgemäßen Meßelektronik weist wenigstens zwei mittels
30 eines am Steuersignaleingang anlegbaren Kompensationssteuersignals auswählbare Betriebsmodi

auf und ist ferner dafür eingerichtet, in einem ersten Betriebsmodus die erste

Kompensationsspannung auf einen dafür vorgegebenen ersten Spannungswert und in einem

zweiten Betriebsmodus die erste Kompensationsspannung auf einen dafür vorgegebenen zweiten

Spannungswert, der größer als der für die erste Kompensationsspannung vorgegebene erste

5 Spannungswert ist, einzustellen, während die Meß- und Steuerschaltung der erfindungsgemäßen

Meßelektronik ferner dafür eingerichtet ist, am Kompensationssteuerausgang ein

Kompensationssteuersignal zum Auswählen eines der auswählbaren Betriebsmodi der

Kompensationsschaltung bereitzustellen, nämlich derart, daß das Kompensationssteuersignal zum

Auswählen des ersten Betriebsmodes der Kompensationsschaltung einen nämlichem ersten

10 Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden ersten Signalwert aufweist, bzw. daß

das Kompensationssteuersignal zum Auswählen des zweiten Betriebsmodes der

Kompensationsschaltung einen nämlichem zweiten Betriebsmode der Kompensationsschaltung

entsprechenden, vom ersten Signalwert verschiedenen zweiten Signalwert aufweist.

15 Darüberhinaus besteht die Erfindung in einem Meßsystem zum Ermitteln einer

Volumendurchflußrate und/oder einer Strömungsgeschwindigkeit einer, beispielsweise einem

vorübergehend konstanten Magnetfeld ausgesetzten und/oder in einer Rohrleitung strömenden,

strömenden Flüssigkeit, welches Meßsystem eine solche Meßelektronik, ein Meßrohr zum Führen

der Flüssigkeit, sowie zwei voneinander beabstandet am Meßrohr angeordnete, beispielsweise

20 jeweils mit einer Elektrodenspitze in ein Lumen des Meßrohrs ragende, Meßelektroden, von denen

eine erste Meßelektrode mit dem ersten Schaltungseingang der Eingangsschaltung verbunden ist

und eine zweite Meßelektrode mit dem zweiten Schaltungseingang der Eingangsschaltung

verbunden ist, umfaßt.

25

Nach einer ersten Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die

digitale Auflösung, mit der die Spannungsdifferenz in das digitale Spannungsmeßsignal umgesetzt

wird, mehr als 20 Bit beträgt.

Nach einer zweiten Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Meß- und Steuerschaltung ferner dafür eingerichtet ist, das Kompensationssteuersignal auf den den ersten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden ersten Signalwert zu setzen und hernach wenigstens einen Digitalwert erster Art, nämlich einen während der erste Betriebsmode der Kompensationsschaltung ausgewählt ist generierten Digitalwert des digitalen Spannungsmesssignals mit wenigstens einem, beispielsweise einem vorgegebenen Minimalwert für einen Meßwert der Spannungsdifferenz entsprechenden, vorgegebenen ersten Referenzwert zu vergleichen. Diese Ausgestaltung der Erfindung weiterbildend ist ferner vorgesehen, daß die Meß- und Steuerschaltung zudem dafür eingerichtet ist, ein Unterschreiten des ersten Referenzwerts, U_{r1} , durch nämlichen Digitalwert erster Art zu detektieren und hernach zum Erhöhen der Spannungsdifferenz, beispielsweise auf einen Meßwert der größer als ein dafür vorgegebener Minimalwert ist, das Kompensationssteuersignal auf den den zweiten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden zweiten Signalwert zu setzen, mithin den zweiten Betriebsmode der Kompensationsschaltung anzuwählen. Ferner kann die Meß- und Steuerschaltung noch dafür eingerichtet sein, wenigstens einen Digitalwert zweiter Art, nämlich einen während der zweite Betriebsmode der Kompensationsschaltung ausgewählt ist generierten Digitalwert des digitalen Spannungsmesssignals, mit einem, beispielsweise einem vorgegebenen Maximalwert für einen Meßwert der Spannungsdifferenz entsprechenden, vorgegebenen zweiten Referenzwert, U_{r2} , zu vergleichen, beispielsweise auch derart, daß die Meß- und Steuerschaltung, falls sie ein Überschreiten des zweiten Referenzwerts durch nämlichen Digitalwert zweiter Art detektiert, zum Verringern der Spannungsdifferenz, beispielsweise auf einen Meßwert der kleiner als ein dafür vorgegebener Maximalwert ist, das Kompensationssteuersignal auf den den ersten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden ersten Signalwert setzt.

Nach einer dritten Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Kompensationsschaltung und die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet sind, die Spannungsdifferenz kleiner als einen dafür vorgegebener, beispielsweise weniger als +5 V betragenden, Maximalwert und/oder größer als einen dafür vorgegebener, beispielsweise mehr als -5 V betragenden, Minimalwert einzustellen, beispielsweise also die Spannungsdifferenz innerhalb des vorgegebenen Umsetzungsbereichs der Meß- und Steuerschaltung zu halten. Diese Ausgestaltung

der Erfindung weiterbildend ist ferner vorgesehen, daß nämlicher Maximalwert einer oberen Intervallgrenze des Umsetzungsbereichs und nämlicher Minimalwert, einer unteren Intervallgrenze des Umsetzungsbereichs entsprechen und/oder daß der Umsetzungsbereich einer Differenz zwischen nämlichem Maximalwert und nämlichem Minimalwert entspricht.

5

Nach einer vierten Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Kompensationsschaltung und die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet sind, die Spannungsdifferenz innerhalb des vorgegebenen Umsetzungsbereichs der Meß- und Steuerschaltung zu halten.

10

Nach einer fünften Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, eine die Spannungsdifferenz repräsentierende Meßspannung zu erzeugen, beispielsweise derart, daß die Meßspannung kleiner als ein dafür vorgegebener, beispielsweise weniger als +5 V betragender, maximaler Spannungswert und/oder größer als ein dafür vorgegebener, beispielsweise mehr als -5V betragender, minimaler

15

Spannungswert ist, und/oder daß die Meßspannung innerhalb eines vorgegebenen Meßspannungsbereichs, der kleiner als 5V ist, liegt. Diese Ausgestaltung der Erfindung weiterbildend ist ferner vorgesehen, daß die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, die Meßspannung als ein Vielfaches der Spannungsdifferenz der Spannungsdifferenz auszugeben und/oder daß die Meß- und Steuerschaltung einen, beispielsweise mittels eines gegengekoppelten Differenzverstärkers gebildeten, Subtrahier mit einem invertierenden Signaleingang, mit einem nicht-invertierenden Signaleingangs und mit einem Meßspannungsausgang aufweist, welcher Subtrahierer beispielsweise dafür eingerichtet sein kann, die Meßspannung am Meßspannungsausgang bereitzustellen.

20

25

Nach einer sechsten Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Meß- und Steuerschaltung einen, beispielsweise mittels eines gegengekoppelten Differenzverstärkers gebildeten, Subtrahier mit einem invertierenden Signaleingang, mit einem nicht-invertierenden Signaleingangs und mit einem Meßspannungsausgang aufweist und daß der erste und dritte Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung mittels des nicht-invertierenden

30

Signaleingangs des Subtrahierers und der zweite und vierte Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung mittels des invertierenden Signaleingangs des Subtrahierers gebildet sind.

5 Nach einer siebenten Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Meß- und Steuerschaltung einen mit der Abtastrate getakteten, beispielsweise eine nominelle Auflösung von mehr als 16 Bit aufweisenden, Analog-zu-Digital-Wandler mit einem Analogsignaleingang und mit einem Digitalsignalausgang aufweist. Diese Ausgestaltung der Erfindung weiterbildend ist ferner vorgesehen, daß der Analog-zu-Digital-Wandler eine nominelle Auflösung von 24 Bit aufweist.

10 Nach einer achten Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Meß- und Steuerschaltung einen, beispielsweise mittels eines gegengekoppelten Differenzverstärkers gebildeten, Subtrahier mit einem invertierenden Signaleingang, mit einem nicht-invertierenden Signaleingangs und mit einem Meßspannungsausgang, sowie einen mit der
15 Abtastrate getakteten, beispielsweise eine nominelle Auflösung von mehr als 16 Bit aufweisenden, Analog-zu-Digital-Wandler mit einem Analogsignaleingang und mit einem Digitalsignalausgang aufweist, und daß der Analogsignaleingang des Analog-zu-Digital-Wandlers mit dem Meßspannungsausgang des Subtrahierers elektrisch verbunden ist und der Analog-zu-Digital-Wandler dafür eingerichtet ist, das digitale Spannungsmesssignal am Digitalsignalausgang
20 bereitzustellen.

Nach einer neunten Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Kompensationsschaltung dafür eingerichtet ist, im ersten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung auf einen dafür vorgegebenen ersten Spannungswert einzustellen, der
25 größer als der erste Spannungswert der ersten Kompensationsspannung, ist und/oder daß die Kompensationsschaltung dafür eingerichtet ist, im zweiten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung auf einen dafür vorgegebenen zweiten Spannungswert einzustellen, der kleiner als der zweite Spannungswert der ersten Kompensationsspannung ist. Diese Ausgestaltung der Erfindung weiterbildend ist ferner vorgesehen, daß die Kompensationsschaltung dafür
30 eingerichtet ist, im ersten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung auf den

Spannungswert und im zweiten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung auf den Spannungswert einzustellen, derart, daß eine Kompensationsspannungsdifferenz, nämlich eine zwischen der ersten Kompensationsspannung und der zweiten Kompensationsspannung eingestellte Spannungsdifferenz, im ersten Betriebsmode einen Spannungswert annimmt, der
5 verschieden ist von einem Spannungswert, den die Kompensationsspannungsdifferenz im zweiten Betriebsmode annimmt.

Nach einer zehnten Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Kompensationsschaltung einen – ersten - Digital-zu-Analog-Wandler mit einem, beispielsweise das
10 Steuersignal der Meß- und Steuerschaltung empfangenden und/oder den Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung bildenden, Digitalsignaleingang und mit einem, beispielsweise die erste Kompensationsspannung liefernden und/oder den ersten Kompensationsspannungsausgang bildenden, Analogsignalausgang aufweist. Diese Ausgestaltung der Erfindung weiterbildend ist ferner vorgesehen, daß der erste Kompensationsspannungsausgang der Kompensationsschaltung
15 mittels des Analogsignalausgangs des Digital-zu-Analog-Wandlers gebildet ist, beispielsweise indem der Analogsignalausgang des Digital-zu-Analog-Wandlers mit dem ersten Signalspannungsausgang der Eingangsschaltung unter Zwischenschaltung wenigstens eines Widerstandselements elektrisch verbunden ist und/oder daß der Digital-zu-Analog-Wandlers dafür eingerichtet ist, die erste Kompensationsspannung einzustellen, beispielsweise indem eine an dessen Analogsignalausgang
20 eingestellte Gleichspannung einen Kompensationsstrom durch wenigstens ein mit dem Analogsignalausgang elektrisch verbundenes Widerstandselement treibt. Alternativ oder in Ergänzung dazu kann der Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung auch mittels des Digitalsignaleingangs des Digital-zu-Analog-Wandlers gebildet sein und/oder kann der Digital-zu-Analog-Wandler auch dafür eingerichtet sein, an dessen Analogsignalausgang eine vom
25 Steuersignal abhängige, veränderliche – als Kompensationsspannung dienende - Gleichspannung bereitzustellen. Darüberhinaus kann die Kompensationsschaltung ferner einen weiteren – zweiten - Digital-zu-Analog-Wandler mit einem, beispielsweise das Steuersignal der Meß- und Steuerschaltung empfangenden und/oder den Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung bildenden, Digitalsignaleingang und mit einem, beispielsweise die zweite Kompensationsspannung

liefernden und/oder den zweite Kompensationsspannungsausgang bildenden, Analogsignalausgang aufweisen.

Nach einer elften Ausgestaltung der Meßelektronik der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die

5 Eingangsschaltung dafür eingerichtet ist, daß die erste Signalspannung am ersten Signalspannungsausgang auch von der zweiten Signalspannung am zweiten Signalspannungsausgang und die die zweite Signalspannung am zweiten Signalspannungsausgang auch von der ersten Signalspannung am ersten Signalspannungsausgang abhängig sind, beispielsweise derart, eine zwischen der ersten

10 Signalspannung und der zweiten Signalspannung existierende Spannungsdifferenz proportional zur Potentialdifferenz ist.

Nach einer ersten Weiterbildung der erfindungsgemäßen Meßelektronik umfaßt diese weiters eine Versorgungsschaltung, das dafür eingerichtet ist eine, beispielsweise auf einen dafür vorgegeben

15 Spannungswert geregelte und/oder konstante, Betriebsspannung zum Speisen der Eingangsschaltung, der Kompensationsschaltung sowie der Kompensationsschaltung bereitzustellen.

Nach einer ersten Ausgestaltung des Meßsystems der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die

20 Meßelektroden eingerichtet sind, daß deren jeweiliges elektrisches Potential jeweils von einer in einer im Meßrohr geführten Flüssigkeit auftretenden, beispielsweise durch Ladungsträgerverschiebung innerhalb der Flüssigkeit bewirkten, elektrischen Spannung abhängig ist

Nach einer zweiten Ausgestaltung des Meßsystems der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die

25 Meßelektroden entlang einer gedachten, beispielsweise kreisförmigen und/oder eine Querschnittsfläche des Meßrohrs umspannende, Umfangslinie des Meßrohrs voneinander beabstandet am Meßrohr angeordnet sind

Nach einer dritten Ausgestaltung des Meßsystems der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß jede der

30 Meßelektroden von einer im Meßrohr geführten Flüssigkeit kontaktierbar ist.

Nach einer vierten Ausgestaltung des Meßsystems der Erfindung ist ferner vorgesehen, daß die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, mittels des digitalen Spannungsmeißsignals eine Folge von die Volumendurchflußrate jeweils momentan repräsentierenden Durchfluß-Meißwerten zu generieren. Diese Ausgestaltung der Erfindung weiterbildend ist ferner vorgesehen, daß die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, mittels des digitalen Spannungsmeißsignals eine Spannungsdifferenzenfolge, nämlich eine Folge von Digitalwerten, von denen jeder eine Differenz zwischen jeweils zwei zeitlich aufeinanderfolgenden Digitalwerten des digitalen Spannungsmeißsignals repräsentiert, zu generieren, insb. derart, daß die Meß- und Steuerschaltung ferner auch dafür eingerichtet ist, eine Differenz zwischen während unterschiedlicher Betriebsmoden der Kompensationsschaltung generierten Digitalwerten des digitalen Spannungsmeißsignals repräsentierende Digitalwerte nicht zu generieren. Alternativ oder in Ergänzung dazu ist die Meß- und Steuerschaltung ferner dafür eingerichtet, die Folge von die Volumendurchflußrate jeweils momentan repräsentierenden Durchfluß-Meißwerten mittels der Spannungsdifferenzenfolge zu generieren, insb. derart, daß die Meß- und Steuerschaltung solche Digitalwerte der Spannungsdifferenzenfolge nicht bei der Ermittlung eines Durchfluß-Meißwerts verwendet, die jeweils eine Differenz zwischen während unterschiedlicher Betriebsmoden der Kompensationsschaltung generierten Digitalwerten des digitalen Spannungsmeißsignals repräsentieren.

Nach einer ersten Weiterbildung des erfindungsgemäßen Meßsystems umfaßt dieses weiters einen Magnetfeldgenerator mit einem Steuersignaleingang, wobei der Magnetfeldgenerator dafür eingerichtet ist, ein in ein Lumen des Meßrohrs, beispielsweise auch innerhalb eines sich zwischen den Meßelektroden erstreckenden Bereichs, zumindest teilweise durchsetzendes Magnetfeld zu erzeugen, das sich in Abhängigkeit von einem dem Steuersignaleingang anlegbaren Magnetfeldsteuersignal ändert, beispielsweise derart, daß das Magnetfeld eine senkrecht zu einer die beiden Meßelektroden imaginär verbindenden gedachten Verbindungsachse verlaufende, die Nutzkomponente der Potentialdifferenz beeinflussende Nutzkomponente mit einer mit einer Taktrate periodisch ändernden Magnetfeldrichtung aufweist. Nach einer Ausgestaltung dieser Weiterbildung des erfindungsgemäßen Meßsystems weist die Meß- und Steuerschaltung der Meßelektronik einen

mit dem Steuersignaleingang des Magnetfeldgenerators verbundenen

Magnetfeldsteuersignalausgang auf und ist nämliche Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet, am Magnetfeldsteuersignalausgang ein, beispielsweise periodisch getaktetes,

Magnetfeldsteuersignal bereitzustellen. Diese Ausgestaltung der Erfindung weiterbildend ist ferner

5 vorgesehen, daß das Magnetfeldsteuersignal als ein Rechtecksignal ausgebildet ist und/oder daß

das Magnetfeldsteuersignal eine taktweise, beispielsweise periodische, Änderung des vom

Magnetfeldgenerator erzeugten Magnetfelds bewirkt, etwa derart, daß die Nutzkomponente der

Nutzkomponente des Magnetfeldes eine mit einer Taktrate periodisch ändernden

Magnetfeldrichtung aufweist. Dementsprechend kann die Meß- und Steuerschaltung, auch dafür

10 eingerichtet sein, das Magnetfeldsteuersignal als ein mit der Taktrate periodisch getaktetes

Rechtecksignal auszugeben.

Ein Grundgedanke der Erfindung besteht darin, eine hochauflöste Digitalisierung der

Nutzkomponenten von Potentialdifferenzen der in Rede stehenden Art, nämlich möglichst mit

15 weniger als 10 nV / Bit, dadurch auch mit solchen A/D-Wandlern, die vergleichsweise geringe

nominelle Auflösung von 24 Bit oder weniger aufweisen, bzw. damit gebildeten Meß- und

Steuerschaltungen zu ermöglichen, daß zum einen jede von zwei von den zu messenden

Potentialen abgeleiteten Signalspannungen mittels einer jeweils überlagernden

Kompensationsspannung soweit verändert wird, daß im Ergebnis eine die originale Nutzkomponente

20 enthaltende Spannungsdifferenz lediglich eine reduzierte, nämlich an den nominellen

Umsetzungsbereich der - beispielsweise mittels eines 24 Bit A/D-Wandlers gebildeten, mithin lediglich

einen effektiv Umsetzungsbereich von weniger als $2^{24} \cdot 10$ nV aufweisenden - Meß- und Steuerschaltung

angepaßte Störkomponente enthält, und daß zum anderen die jeweilige Kompensationsspannung

jeweils auf einen aus einer relativ geringen, beispielsweise nur 2^0 , 2^1 oder 2^3 betragenden, Anzahl

25 vorgegebener diskreter Spannungswerte ausgewählten Spannungswert eingestellt wird.

Der jeweils aktuell neu zu setzende Spannungswert kann hierbei idealerweise so gewählt sein, daß

im Ergebnis die aktuell umzusetzende Spannungsdifferenz einen Spannungswert aufweist, der

möglichst genau der Hälfte des Umsetzungsbereichs des A/D-Wandlers entspricht, mithin für die

30 Digitalisierung der im Vergleich zur Störkomponente potentiell sehr rasch bzw. über einen weiten

Meßspannungs- bzw. Dynamikbereich ändernde Nutzkomponente aktuell nahezu der halbe Umsetzungsbereich des A/D-Wandlers genutzt werden kann. Aufgrund dessen, daß die Störkomponente sich im Vergleich zur Nutzkomponente zumeist nur relativ langsam ändert, kann der für die jeweilige Kompensationsspannung einstweilen jeweils gesetzte Spannungswert über einen vergleichsweise lange Zeitraum (>1 s) belassen bzw. kann mit dem Setzen eines anderen Spannungswerts entsprechend lange zugewartet werden, beispielsweise solange, bis die Spannungsdifferenz einen Spannungswert annimmt, der etwa einem Viertel oder drei Viertel des Umsetzungsbereichs des A/D-Wandlers bzw. der damit gebildeten Meß- und Steuerschaltung entspricht.

- Die Erfindung sowie weitere vorteilhafte Ausgestaltungen und Zweckmäßigkeiten davon werden nachfolgend anhand von Ausführungsbeispielen näher erläutert, die in den Figuren der Zeichnung dargestellt sind. Gleiche Teile sind in allen Figuren mit denselben Bezugszeichen versehen; wenn es die Übersichtlichkeit erfordert oder es anderweitig sinnvoll erscheint, wird auf bereits erwähnte Bezugszeichen in nachfolgenden Figuren verzichtet. Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen oder Weiterbildungen, insb. auch Kombinationen zunächst nur einzeln erläuterter Teilaspekte der Erfindung, ergeben sich ferner aus den Figuren der Zeichnung wie auch den Unteransprüchen an sich.

Im einzelnen zeigen:

- Fig. 1 schematisch nach Art eines Blockschaltbildes ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Meßelektronik mit einer Kompensationsschaltung bzw. eines damit gebildeten Meßsystems;
- Fig. 2 schematisch nach Art eines Blockschaltbildes eine für eine Meßelektronik bzw. Meßsystem gemäß Fig. 1 geeigneten Kompensationsschaltung; und
- Fig. 3, 4 schematisch nach Art eines Blockschaltbildes jeweils eine weitere Variante einer für eine Meßelektronik bzw. Meßsystem gemäß Fig. 1 geeigneten Kompensationsschaltung.

In der Fig. 1 ist ein Ausführungsbeispiel für eine Meßelektronik 1 zum Ermitteln einer Potentialdifferenz $\Delta\varphi_{12}$ zwischen einer ein erstes elektrisches Potential φ_1 aufweisenden ersten Meßelektrode und einer ein zweites elektrisches Potential φ_2 aufweisenden zweiten Meßelektrode schematisch dargestellt. Die zu ermittelnde Potentialdifferenz $\Delta\varphi_{12}$ weist eine – beispielsweise mit einer von einer in einer Leitung strömenden Flüssigkeit zu erfassenden physikalischen Meßgröße korrespondierende - zeitlich veränderliche Nutzkomponente $\Delta\varphi_N$ sowie gelegentlich auch eine – beispielsweise durch elektrochemische Vorgänge an einer Grenzfläche zwischen vorgenannter Flüssigkeit und den Meßelektroden verursachte - zeitlich veränderliche Störkomponente $\Delta\varphi_S$ auf, die zur weiteren Erläuterung der Erfindung als zeitgleich mit der Nutzkomponente $\Delta\varphi_N$ auftretend, mithin als letzterer überlagernd angenommen ist, derart, daß die Nutzkomponente $\Delta\varphi_N$ kleiner als ein – anwendungsbedingt – dafür vorgegebener, beispielsweise bei etwa +1 mV liegender, maximaler Spannungswert, $\Delta\varphi_{NMAX}$, und größer als ein –anwendungsbedingt – dafür vorgegebener, beispielsweise bei etwa -1 mV liegender, minimaler Spannungswert, $\Delta\varphi_{NMIN}$, ist, und daß die Störkomponente $\Delta\varphi_S$ kleiner als ein – anwendungsbedingt – dafür vorgegebener maximaler Spannungswert, $\Delta\varphi_{SMAX}$, der größer als der vorgegebene maximale Spannungswert, $\Delta\varphi_{NMAX}$, der Nutzkomponente $\Delta\varphi_N$ ist, beispielsweise nämlich etwa bei $\Delta\varphi_{SMAX} = +2$ V liegen kann und größer als ein –anwendungsbedingt – dafür vorgegebener minimaler Spannungswert, $\Delta\varphi_{SMIN}$, der kleiner als der vorgegebene minimale Spannungswert, $\Delta\varphi_{NMIN}$, der Nutzkomponente $\Delta\varphi_N$ ist, beispielsweise nämlich etwa bei $\Delta\varphi_{NMIN} = -2$ V liegen, ist. Darüberhinaus kann angenommen werden, daß die Nutzkomponente $\Delta\varphi_N$ regelmäßig auch solche Spannungswerte annehmen kann, die in der Größenordnung von einigen wenigen Nanovolt, beispielsweise also bei ± 10 nV, liegen. Im Ergebnis kann also die Potentialdifferenz $\Delta\varphi_{12}$ ein Verhältnis der Störkomponente zur Nutzkomponente aufweisen, das im Extremfall durchaus mehr als $2 \text{ V} / 10 \text{ nV}$ betragen kann. Im besonderen kann ferner angenommen werden, daß die Störkomponente $\Delta\varphi_S$ sich zwar in unvorhersehbarer Weise innerhalb des vorgegebenen Schwankungsbereichs zeitlich ändert, jedoch im Vergleich zur Nutzkomponente erheblich langsamer, derart, daß sie für einen gewissen Zeitraum, während dem

sich die Nutzkomponente $\Delta\varphi_N$ signifikant ändert, näherungsweise als konstant angesehen werden kann.

Die Meßelektronik 1 weist, wie in Fig. 1 schematisch angedeutet, eine Versorgungsschaltung 14 auf, die dafür eingerichtet ist, eine zum einen der Versorgung weiterer Komponenten 11, 12, 13 der Meßelektronik mit der für deren Betrieb notwendigen elektrischen Energie und zum anderen als Referenz für Ermittlung der Potentialdifferenz $\Delta\varphi_{12}$ dienende Betriebsspannung, nämlich eine auf einen, insb. möglichst konstant auf einen dafür vorgegeben Nominalwert, beispielsweise 5 V, geregelten, Spannungswert U_N aufweisende, beispielsweise unipolare oder bi-polare, Gleichspannung, bereitzustellen.

Zum Erfassen der Potentiale φ_1 , φ_2 an den beiden Meßelektroden weist die Meßelektronik 1 ferner eine Eingangsschaltung 11 mit einem mit der ersten Meßelektrode elektrisch verbundenen ersten Schaltungseingang und mit einem mit der zweiten Meßelektrode elektrisch verbundenen zweiten Schaltungseingang auf. Die Eingangsschaltung 11 ist dafür vorgesehen, an einem ersten Signalspannungsausgang eine auf ein an einer entsprechenden Referenzelektrode GRN der Meßelektronik anliegendes - beispielsweise $0.5 \cdot U_N$ und/oder 0 Volt betragendes – Bezugspotential φ_{Ref} , bezogene, zumindest vom ersten elektrischen Potential φ_1 abhängige erste Signalspannung u_{s1} und an einem zweitem Signalspannungsausgang eine ebenfalls auf das Bezugspotential φ_{Ref} bezogene, zumindest vom zweiten elektrischen Potential φ_2 abhängige zweite Signalspannung u_{s2} zu liefern. Zwecks der Bereitstellung eines möglichst hohen Eingangswiderstandes für jeden der beiden Schaltungseingänge der Eingangsschaltung sind der erste Schaltungseingang mittels eines nicht-invertierenden Eingangs eines ersten Impedanzwandlers OV_1 , von dem ein Ausgang als erster Signalausgang der Eingangsschaltung dient, und der zweite Schaltungseingang mittels eines nicht-invertierenden Eingangs eines zweiten Impedanzwandlers OV_2 , von dem ein Ausgang als zweiter Signalausgang der Eingangsschaltung dient, gebildet.

Im hier gezeigten Ausführungsbeispiel sind die beiden Impedanzwandler OV_1 , OV_2 zusätzlich mittels eines die invertierenden Eingänge beider Impedanzwandler elektrisch verbindenden

Widerstandselementss r_{e1} zu einem Differenzverstärker mit einer sehr guten, nämlich von der schlußendlich dafür eingestellten Verstärkung weitgehend unabhängigen Gleichtaktunterdrückung zusammenschaltet. Im Ergebnis ist die Eingangsschaltung zwar so ausgestaltet, daß die erste Signalspannung u_{s1} am ersten Signalspannungsausgang auch von der zweiten Signalspannung u_{s2} am zweiten Signalspannungsausgang und die die zweite Signalspannung u_{s2} am zweiten Signalspannungsausgang auch von der ersten Signalspannung u_{s1} am ersten Signalspannungsausgang abhängig sind, dies hier aber derart, daß eine zwischen der ersten Signalspannung u_{s1} und der zweiten Signalspannung u_{s2} existierende Spannungsdifferenz Δu_{s12} proportional zur eigentlich interessierenden Potentialdifferenz $\Delta\phi_{12}$ ist, mithin einem vorgebbaren Vielfachen V_1 der Potentialdifferenz $\Delta\phi_{12}$ bzw. jeweils der nämliche Potentialdifferenz $\Delta\phi_{12}$ bildenden Nutz- und Störkomponenten entspricht. Die Verstärkung V_1 , mit der die Eingangsschaltung die Potentialdifferenz $\Delta\phi_{12}$ verstärkt, ist vorzugsweise so eingestellt, daß sie weniger als einem 5-fachen der Potentialdifferenz $\Delta\phi_{12}$ entspricht, mithin $V_1 < 5$ gilt.

Zur Weiterverarbeitung und Auswertung der mittels der Eingangsschaltung 11 generierten Signalspannungen umfaßt die erfindungsgemäße Meßelektronik 1 weiters eine Meß- und Steuerschaltung 13 mit einem mit dem ersten Signalspannungsausgang der Eingangsschaltung verbundenen, mithin die erste Signalspannung empfangenden ersten Signalspannungseingang und mit einem mit dem zweiten Signalspannungsausgang der Eingangsschaltung elektrisch verbundenen, mithin die zweite Signalspannung empfangenden zweiten Signalspannungseingang.

Darüberhinaus umfaßt die Meßelektronik 1 zwecks der Reduzierung der in den beiden Signalspannungen u_{s1} , u_{s2} ausgangs der Eingangsschaltung bzw. in deren Spannungsdifferenz Δu_{s12} zunächst immer noch enthaltenen Störkomponenten – und zwar im gleichen, beispielsweise also 2 V / 10 nV betragenden, Verhältnis zur Nutzkomponenten wie in der Potentialdifferenz $\Delta\phi_{12}$ - eine Kompensationsschaltung 12 mit einem ersten Kompensationsspannungsausgang, der mit einem dritten Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung elektrisch verbunden ist, und mit einem zweiten Kompensationsspannungsausgang, der mit einem vierten Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung 13 elektrisch verbunden ist. Die Kompensationsschaltung 12 ist dafür eingerichtet,

am ersten Kompensationsspannungsausgang eine erste Kompensationsspannung u_{c1} , nämlich eine auf das Bezugspotential φ_{Ref} bezogene einstellbare erste Gleichspannung, und am zweiten Kompensationsspannungsausgang eine zweite Kompensationsspannung u_{c2} , nämlich eine auf das Bezugspotential φ_{Ref} bezogene – beispielsweise ebenfalls einstellbare oder aber fest eingestellte, -

5 zweite Gleichspannung, bereitzustellen. Die von der Kompensationsschaltung gelieferten Kompensationsspannungen u_{c1} , u_{c2} können beispielsweise so gewählt und eingestellt sein, daß eine Summation, $\Sigma u_{c12} = u_{c1} + u_{c2}$, beider Kompensationsspannungen u_{c1} , u_{c2} stets einem vorgegebenen Konstantwert, beispielsweise der Hälfte einer Differenz zwischen dem für die Betriebsspannung eingestellten Spannungswert U_N und dem Bezugspotential φ_{Ref} oder

10 beispielsweise auch 0 V, entspricht.

Die Meß- und Steuerschaltung 13 der erfindungsgemäßen Meßelektronik ist im besonderen dafür eingerichtet, eine Spannungsdifferenz Δu_{12} zwischen einer von sowohl der ersten Signalspannung u_{s1} als auch der ersten Kompensationsspannung u_{c1} abhängigen, nämlich einer

15 gewichteten Summation nämlicher Signal- und Kompensationsspannung entsprechenden, ersten kompensierten Signalspannung u_{sc1} , und einer von sowohl der zweiten Signalspannung u_2 als auch der zweiten Kompensationsspannung u_{c2} abhängigen, nämlich einer gewichteten Summation nämlicher Signal- und Kompensationsspannung entsprechenden, zweiten kompensierten Signalspannung u_{sc2} , mithin eine zur Spannungsdifferenz Δu_{s12} proportionale Spannung, $u_{sc1} - u_{sc2}$,

20 mit einer vorgebbaren Abtastrate, f_A , und mit einer - idealerweise mehr als 16 Bit, insb. mehr als 20 Bit, betragenden - digitalen Auflösung, N , in ein nämliche Spannungsdifferenz Δu_{12} repräsentierendes digitales Spannungsmesssignal u_D , umzusetzen, also eine Folge von aus einem vorgegebenen gestuften Wertevorrat ausgewählten Digitalwerten, U_D , zu generieren, von denen jeder einen innerhalb eines vorgegebenen - beispielsweise weniger als 5 V

25 betragenden - Umsetzungsbereichs, ΔU_{12} , liegenden quantisierten Meßwert, U_{12} , der Spannungsdifferenz Δu_{12} repräsentiert. Nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung ist dafür in der Meßelektronik ein mit der Abtastrate, f_A , getakteter Analog-zu-Digital-Wandler A/D vorgesehen, der dafür eingerichtet ist, das digitale Spannungsmesssignal u_D an einem Digitalsignalausgang bereitzustellen. Der Analog-zu-Digital-Wandler A/D ist weist vorzugsweise eine nominelle Auflösung

von mehr als 16 Bit, beispielsweise 24 Bit, auf und kann beispielsweise ADS1246 von der Firma Texas Instruments, Inc. sein.

Nach einer anderen Ausgestaltung der Erfindung weist die Meß- und Steuerschaltung 13 zum Erzeugen einer die Spannungsdifferenz Δu_{12} zunächst analog repräsentierenden Meßspannung u_M einen - beispielsweise auch voll differentiellen und/oder, wie in Fig. 1 schematisch dargestellt, mittels wenigstens eines via Widerstandselement r_{m0} gegengekoppelten Differenzverstärkers gebildeten - Subtrahier OV_3 mit einem invertierenden Signaleingang "-", mit einem nicht-invertierenden Signaleingang "+" und mit einem Meßspannungsausgang für die analoge Meßspannung u_M auf. Im hier gezeigten Ausführungsbeispiel sind, zwecks der Bildung eines Mehrfach-Subtrahierers für die Signal- und Kompensationsspannungen u_{s1} , u_{s2} , u_{c1} , u_{c2} , der erste Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung 13 mittels des nicht-invertierenden Signaleingangs des Subtrahierers sowie eines daran angeschlossenen ersten eingangsseitigen Widerstandselement r_{m1} , der zweite Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung mittels des invertierenden Signaleingangs des Subtrahierers sowie eines daran angeschlossenen zweiten eingangsseitigen Widerstandselement r_{m2} , der dritte Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung mittels des nicht-invertierenden Signaleingangs des Subtrahierers sowie eines daran angeschlossenen dritten eingangsseitigen Widerstandselement r_{m3} , und der vierte Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung mittels des invertierenden Signaleingangs des Subtrahierers sowie eines daran angeschlossenen vierten eingangsseitigen Widerstandselement r_{m4} gebildet. Vorzugsweise sind die nämliche Widerstandselement r_{m1} , r_{m2} , r_{m3} , r_{m4} so bemessen, daß ein ohmscher Widerstand R_{m1} des Widerstandselements r_{m1} gleich einem ohmschem Widerstand R_{m2} des Widerstandselements r_{m2} und ein ohmscher Widerstand R_{m3} des Widerstandselements r_{m3} gleiche einem ohmschen Widerstand R_{m4} des Widerstandselements r_{m4} sind.

Ferner ist im in Fig. 1 gezeigten Ausführungsbeispiel der Meßspannungsausgang des Subtrahierers mit einem Analogsignaleingang eines Analog-zu-Digital-Wandlers A/D elektrisch verbunden, so daß dieser also die Meßspannung u_M zwecks nachfolgender Digitalisierung empfängt. Nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung ist nämlicher Subtrahierer dafür vorgesehen, mithin ist die

Meß- und Steuerschaltung ferner dafür eingerichtet, die Meßspannung u_M als ein - beispielsweise mehr als einem 3-fachen entsprechendem - Vielfaches V_2 der Spannungsdifferenz Δu_{12} auszugeben. Ein dem entsprechender Verstärkungsfaktor des Subtrahierers kann beispielsweise fest vorgegeben sein oder aber auch im Meßbetrieb stufenweise einstellbar sein. Dies im

5 besonderen auch derart, daß die Meßspannung u_M stets kleiner als ein dafür vorgegebener, beispielsweise weniger als +5 V betragender, maximaler Spannungswert, U_{MMax} , bzw. stets größer als ein dafür vorgegebener, beispielsweise mehr als -5V oder beispielsweise auch 0 Volt betragender, minimaler Spannungswert, U_{MMin} , ist, bzw. derart, daß die Meßspannung u_M stets innerhalb eines vorgegebenen – beispielsweise sich von -5 Volt bis +5 V oder von 0 Volt bis +5V

10 erstreckenden - Meßspannungsbereichs, $\Delta U_M = U_{MMax} - U_{MMin}$, liegt. Alternativ zum vorbeschrieben "analogen" Subtrahierer mit nachgeschaltetem Analog-zu-Digital-Wandlers A/D kann aber beispielsweise auch ein 2, beispielsweise auch differentielle, Analogsignaleingänge aufweisender Analog-zu-Digital-Wandler verwendet werden, dem an einem ersten Analogsignaleingang die erste kompensierte Signalspannung u_{sc1} und an einem zweiten Analogsignaleingang die zweite

15 kompensierte Signalspannung u_{sc2} zugeführt sind und der die an einem Digitalausgang das den zeitlichen Verlauf der Spannungsdifferenz Δu_{12} repräsentierende digitale Spannungsmesssignal u_D liefert, beispielsweise also ein A/D-Wandler vom Typ AD7793 von Analog Devices, Inc.

Die Kompensationsschaltung 12 der erfindungsgemäßen Meßelektronik 1 ist ferner so ausgestaltet,

20 daß sie wenigstens zwei mittels eines an einem in der darin vorgesehenen Steuersignaleingang anlegbaren Kompensationssteuersignals s_c auswählbare Betriebsmodi aufweist, derart, daß die Kompensationsschaltung 12 nämlich in einem ersten Betriebsmodus die erste Kompensationsspannung u_{c1} auf einen dafür vorgegebenen ersten Spannungswert, U_{c11} , einstellt, und daß die Kompensationsschaltung in einem zweiten Betriebsmodus die erste

25 Kompensationsspannung u_{c1} auf einen dafür vorgegebenen zweiten Spannungswert, U_{c12} , der größer als der für die erste Kompensationsspannung u_{c1} vorgegebene erste Spannungswert, U_{c11} , ist, einstellt. Nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung ist die Kompensationsschaltung ferner dafür eingerichtet, im ersten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung u_{c2} auf einen dafür vorgegebenen ersten Spannungswert, U_{c21} , einzustellen, der größer als der erste

30 Spannungswert, U_{c11} , der ersten Kompensationsspannung u_{c1} , ist. Alternativ oder in Ergänzung

kann die Kompensationsschaltung auch dafür eingerichtet sein, im zweiten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung u_{c2} auf einen dafür vorgegebenen zweiten Spannungswert, U_{c22} , einzustellen, der kleiner als der zweite Spannungswert, U_{c12} , der ersten Kompensationsspannung u_{c1} , ist. Nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung ist die

5 Kompensationsschaltung ferner dafür eingerichtet, im ersten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung u_{c2} auf den Spannungswert, U_{c21} , und im zweiten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung u_{c2} auf den Spannungswert, U_{c22} , einzustellen, derart, daß eine Kompensationsspannungsdifferenz Δu_{c12} , nämlich eine zwischen der ersten

10 Kompensationsspannung u_{c1} und der zweiten Kompensationsspannung u_{c2} eingestellte Spannungsdifferenz $u_{c1} - u_{c2}$, im ersten Betriebsmode einen Spannungswert $U_{c11} - U_{c21}$ annimmt, der verschieden ist von einem Spannungswert $U_{c12} - U_{c22}$, den nämliche Kompensationsspannungsdifferenz Δu_{c12} im zweiten Betriebsmode annimmt, beispielsweise auch

15 derart, daß der Spannungswert $U_{c12} - U_{c22}$ größer als der Spannungswert $U_{c11} - U_{c21}$ ist. Die Kompensationsschaltung 12 ist gemäß einer weiteren Ausgestaltung ferner so ausgelegt, daß ein größter nominell damit einstellbarer, nicht zuletzt auch von der Höhe der Betriebsspannung

abhängiger Spannungswert ΔU_{c12MAX} für die Kompensationsspannungsdifferenz Δu_{c12} so gewählt ist, daß nämlicher Spannungswert ΔU_{c12MAX} in Abhängigkeit von einem für die Spannungsdifferenz Δu_{s12} ausgangs der Eingangsschaltung 11 potentiell zu erwartenden Maximalwert ΔU_{s12MAX} die

Bedingung:

$$20 \quad \Delta U_{c12MAX} \geq \frac{R_{m3} + R_{m4}}{R_{m1} + R_{m2}} \cdot \Delta U_{s12MAX}$$

erfüllt. Der Maxiamlwert ΔU_{s12MAX} entspricht für das in Fig. 1 gezeigte Ausführungsbeispiel im wesentlichen dem Vielfachen V_1 des maximalen Spannungswerts, $\Delta \varphi_{SMAX}$, der Störkomponente $\Delta \varphi_S$. Dies nicht zuletzt deshalb, um einerseits bei gegebener Betriebsspannung U_N eine möglichst hohe Verstärkung V_1 , mit der die Eingangsschaltung die Potentialdifferenz $\Delta \varphi_{12}$

25 verstärkt, realisieren zu können, nämlich möglichst in der Größenordnung von $(U_N - \varphi_{Ref}) / \Delta \varphi_{12}$, und andererseits die Kompensationsschaltung 12 nur mit einer möglichst geringen Anzahl an Betriebsmoden ausstatten zu müssen. Für den vorbeschriebenen Fall, daß die Widerstandselemente r_{m1} , r_{m2} , r_{m3} , r_{m4} der Meß- und Steuerschaltung 13 so bemessen sind, daß

deren ohmsche Widerstände paarweise gleich sind, nämlich mit $R_{m1} = R_{m2}$ und mit $R_{m3} = R_{m4}$, ergibt sich der Spannungswert ΔU_{c12MAX} dementsprechend auch zu:

$$\Delta U_{c12MAX} \geq \frac{R_{m3}}{R_{m1}} \cdot \Delta U_{s12MAX}.$$

- 5 Unter der Maßgabe, daß die Kompensationsschaltung 12 letztlich dafür eingerichtet sein soll, daß die davon bereitgestellten Kompensationsspannungen bzw. die davon bereitgestellte Kompensationsspannungsdifferenz Δu_{c12} stets ausreichend sind, um einen vorgegebenen Kompensationsgrad k zu erreichen, nämlich mindestens einen vorgegebenen prozentualen Anteil der jeweiligen Spannungsdifferenz Δu_{s12} , zu kompensieren, ergibt sich dementsprechend für die
- 10 erwähnten Widerstandselemente r_{m1} , r_{m2} , r_{m3} , r_{m4} als eine weitere Forderung für die Bemessung von deren ohmschen Widerständen R_{m1} , R_{m2} , R_{m3} , und R_{m4} desweiteren:

$$\frac{R_{m1}}{R_{m3}} = \frac{R_{m2}}{R_{m4}} = k \cdot \frac{\Delta U_{s12MAX}}{\Delta U_{c12MAX}}.$$

- Nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung ist die Kompensationsschaltung 12, abgestimmt
- 15 auf die Meß- und Steuerschaltung 13, so eingerichtet, daß die zwischen der ersten Kompensationsspannung und der zweiten Kompensationsspannung existierende Spannungsdifferenz mehr als 25% eines momentanen Spannungswerts der Störkomponente entspricht, mithin ein Kompensationsgrad k erreicht wird, der mehr als 0,25 beträgt, dies im besonderen auch für den Fall, daß die Störkomponente ihren vorgegebenen maximalen
- 20 Spannungswert, $\Delta \varphi_{NMAX}$, oder ihren vorgegebenen minimaler Spannungswert, $\Delta \varphi_{SMIN}$, erreicht hat.

- Das Einstellen der für die beiden Kompensationsspannungen u_{c1} , u_{c2} jeweils gewünschten, nämlich dem jeweils ausgewählten Betriebsmode zugeordneten Spannungswerte U_{c11} , U_{c21} bzw. U_{c12} , U_{c22} ..., kann beispielsweise dadurch erfolgen, daß mittels einer Anzahl von Analogschaltern S_{11} ,
- 25 S_{21} , S_{21} , S_{22} ... entsprechend bemessene - bei den in Fig. 2 bzw. 3 gezeigten Ausführungsbeispielen zu einem ersten Widerstandnetzwerk $2R_{21}$ für die erste Kompensationsspannung u_{c1} bzw. einem zweiten Widerstandnetzwerk $2R_{22}$ für die zweite Kompensationsspannung u_{c2} zusammengefaßte – Widerstandselemente r_{c11} , r_{c12} , ... bzw. r_{c1M} jeweils mit einer von zwei Elektroden wahlweise

entweder auf den Spannungswert U_N oder auf das Bezugspotential φ_{Ref} gelegt werden, so daß durch wenigstens eines der Widerstandelemente jedes der beiden Widerstandsnetzwerke $2R_{21}$, $2R_{22}$ jeweils ein Gleichstrom fließt und im Ergebnis ausgangs des jeweiligen Widerstandsnetzwerkes $2R_{21}$, $2R_{22}$ jeweils eine einem jeweils dafür eingestellten Gesamtwiderstand bzw. damit

5 eingestellten Spannungsteilern entsprechende, als Kompensationsspannung u_{c1} bzw. u_{c2} dienende Gleichspannung von gewünschter Spannungshöhe U_{c11} , U_{c21} , U_{c12} , U_{c22}, \dots bereitgestellt ist.

Anders gesagt, werden bei dem in den Fig. 2 und 3 gezeigten Varianten für die Kompensationsschaltung 12 deren erster Betriebsmodus dadurch ausgewählt, indem der

10 Gesamtwiderstand des Widerstandsnetzwerkes R_{2R_1} mittels wenigstens des Schalters S_{11} auf einen vorgegebenen ersten Widerstandswert R_{11} und indem der Gesamtwiderstand des Widerstandsnetzwerkes R_{2R_2} mittels wenigstens des Schalters S_{21} auf einen, insb. zum Widerstandswert R_{11} gleichen, vorgegebenen ersten Widerstandswert R_{21} eingestellt werden, und deren zweite Betriebsmodus dadurch ausgewählt, indem der Gesamtwiderstand des

15 Widerstandsnetzwerkes R_{2R_1} mittels wenigstens des Schalters S_{11} auf einen vorgegebenen, vom ersten Widerstandswert, R_{11} , verschiedenen zweiten Widerstandswert, R_{12} , und der Gesamtwiderstand des Widerstandsnetzwerkes R_{2R_2} mittels wenigstens des Schalters S_{21} auf einen vom Widerstandswert, R_{21} , verschiedenen, insb. zum Widerstandswert R_{12} gleichen, zweiten Widerstandswert, R_{22} , eingestellt werden. Als Analogschalter können hierbei beispielsweise als

20 integrierte Schaltkreise (IC) ausgebildete adressierbare, nämlich direkt von einem digitalen Kompensationssteuersignal s_C ansteuerbare Schalterarrays, wie etwa vom Typ DG2018 von der Firma Vishay oder vom Typ ADG2128 von der Firma Analog Devices, Inc. oder aber auch diskrete Halbleiterschalter, die von einem separaten digitalen Decoder zum Umsetzen des vom Kompensationssteuersignal jeweils codiert übertragenen Signalwerts in entsprechende - nämlich

25 den damit jeweils ausgewählten Betriebsmode der Kompensationsschaltung zugeordnete Schaltstellungen der Halbleiterschalter bewirkende - Schaltbefehle, verwendet werden.

In Fig. 2 ist eine Variante für dem Einstellen der Spannungswerte für die Kompensationsspannungen dienendes geschaltetes Widerstandsnetzwerk $2R_{21}$, $2R_{22}$ bzw. eine

30 damit gebildete Kompensationsschaltung 12 schematisch dargestellt, bei der im jeweils

ausgewählten Betriebsmode i ($i = 1, 2, \dots, M$) jeweils immer genau zwei Widerstandselemente r_{c11}, r_{c22} oder r_{c12}, r_{c22} , bzw. r_{c1M}, r_{c2M} - von welchen Widerstandselementen diejenigen mit dem kleinsten Zählindex, nämlich r_{c11} und r_{c21} von allen Widerstandselementen den kleinsten ohmschen Widerstand R_{c11} bzw. R_{c21} aufweisen bzw. diejenigen mit dem Zählindex i , nämlich r_{c1i} und r_{c2i} einen kleineren ohmschen Widerstand R_{c1i} bzw. R_{c2i} aufweisen als diejenigen mit dem Zählindex $i+1$, nämlich r_{c1i+1} und r_{c2i+1} - mittels eines jeweils zugehörigen Paares Anlogschalter S_{11}, S_{12} bzw. S_{21}, S_{22}, \dots aktiviert sind, derart, daß mittels den beiden gegengleich gesteuerten Schaltern S_{12}, S_{22} die den jeweils in den beiden Widerstandnetzwerken $2R_{21}, 2R_{22}$ fließenden Gleichstrom treibenden Spannungen $U_N - \varphi_{Ref}$ entgegengesetzt gepolt sind.

10

Bei Verwendung einer einer Zusammenschau von Fig. 1 und 2 entsprechenden Meßelektronik 1, nämlich mit einer mittels des oben erwähnten Mehrfach-Subtrahierers gebildeten Meß- und Steuerschaltung 13 sowie mit der vorbeschriebenen Variante der Kompensationsschaltung 12 wird unter der Maßgabe, daß die erwähnten Widerstandselemente $r_{c1i}, r_{c2i}, \dots, r_{m1}, r_{m2}, r_{m3}, r_{m4}$ der Kompensationsschaltung 12 bzw. der Meß- und Steuerschaltung 13 hinsichtlich ihrer ohmschen Widerstände gemäß Relation $R_{m3}/R_{c1i} = R_{m4}/R_{c2i}$ dimensioniert sind, durch die Kompensationsspannungen u_{c1}, u_{c2} zudem auch die Bedingung:

15

$$u_{c2} - u_{c1} = \pm (U_N - \varphi_{Ref}) \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{c1i} + R_{c2i}}{R_{m3} + R_{m4}}\right)}$$

erfüllt, mithin ein Eintrag unerwünschter Gleichtaktkomponenten in die Spannungsdifferenz Δu_{12}

20

unterdrückt bzw. gänzlich vermieden. Für den durchaus anzustrebenden Fall, daß zudem alle Widerstandselemente r_{c1i}, r_{c2i} , der beiden vorgenannten Widerstandsnetzwerke $2R_{21}, 2R_{22}$ jeweils paarweise gleich dimensioniert sind, derart daß hinsichtlich des ohmschen Widerstandes für die Widerstandselemente r_{c1i} und r_{c2i} jeweils $R_{c1i} = R_{c2i}$ gilt, ergibt sich die vorgenannte Spannungsdifferenz $u_{c2} - u_{c1}$ der Kompensationsspannungen u_{c1}, u_{c2} noch weiter vereinfacht

25

demnach zu:

$$u_{c2} - u_{c1} = \pm (U_N - \varphi_{Ref}) \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{c1i}}{R_{m3}}\right)} = \pm (U_N - \varphi_{Ref}) \cdot \frac{R_{m3}}{R_{m3} + R_{c1i}}.$$

- Bei der in der Fig. 2 zudem gezeigten Verriegelung der Schalter S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , nämlich derart, daß die beiden die jeweiligen Widerstandselemente r_{c11} , r_{c22} oder r_{c12} , r_{c22} , bzw. r_{c1M} , r_{c2M} selektierenden Schalter S_{11} , S_{21} immer im Gleichtakt und die beiden anderen Schalter S_{12} , S_{22} , die jeweils die Polarität der dem jeweilige Widerstandnetzwerk $2R_{21}$ bzw. $2R_{22}$ angelegte Spannung $U_N - \varphi_{Ref}$, festlegen im Gegentakt betrieben werden, entspricht eine Anzahl der für die in Fig. 2 gezeigten Kompensationsschaltung 12 sämtlicher potentiell anzusteuernenden Betriebsmoden der Kompensationsschaltung somit dem Doppelten der insgesamt verwendeten M Paare an Widerstandselementen.
- Bei der in Fig. 3 gezeigten Variante für die Kompensationsschaltung 12, bei der jeweils eine Elektrode jedes der in den beiden Widerstandsnetzwerken eingebundenen $2 \cdot M$ Widerstandselemente mittels eines jeweils zugehörigen Schalters S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22} , ... entweder mit dem Bezugspotential φ_{Ref} oder mit dem Spannungswert U_N der Betriebsspannung u_N beaufschlagt werden und bei der jeder der dem Widerstandsnetzwerk $2R_{21}$ zugeordneten Schalter S_{11} , S_{21} jeweils genau einen dazu komplementären, nämlich dem jeweils anderen Widerstandsnetzwerk $2R_{22}$ zugeordneten und im Gegentakt betriebenen Schalter S_{12} bzw. S_{22} , aufweist und vice versa, können hingegen mit M Paaren an Widerstandselementen bzw. Schaltern sogar jeweils 2^M verschiedene Spannungswerte für jede der beiden Kompensationsspannungen eingestellt, mithin bis zu 2^M Betriebsmoden für die Kompensationsschaltung 12 realisiert werden.
- Anstelle der in den Fig. 2 und 3 gezeigten passiven Widerstandsnetzwerke $2R_{21}$, $2R_{22}$ können zur Bildung der Kompensationsschaltung bzw. zur Generierung der beiden Kompensationsspannungen u_{c1} , u_{c2} , wie in Fig. 4 schematisch dargestellt, aber beispielsweise auch Digital-zu-Analog-Wandler DA1, DA2 verwendet werden, die mittels des - hier digitalen - Kompensationssteuersignals s_c angesteuert werden bzw. dessen digitalen Signalwerte jeweils in eine entsprechende, als Kompensationsspannung u_{c1} bzw. u_{c2} dienende analoge Gleichspannung an einem jeweils als einer der Kompensationsspannungsausgänge dienenden Analogsignalausgang umsetzen. Bereits durch Verwendung herkömmlicher 8- oder 16-Bit-D/A-Wandler, beispielsweise vom Typ DAC8552 von Texas Instruments, Inc. oder auch vom Typ DAC161P997 ("single wire"- $\Sigma\Delta$ -Wandler) von Texas Instruments, Inc., wird so auf sehr einfache

Weise ein sehr feinstufiges, mithin sehr genaues Einstellen der beiden Kompensationsspannungen u_{c1} , u_{c2} ermöglicht.

Zwecks der Selektion des jeweils für die aktuelle Störkomponente am besten geeigneten

5 Betriebsmodus der Kompensationsschaltung weist letztere ferner einen mit einem komplementären Kompensationssteuerausgang der Meß- und Steuerschaltung verbundenen Steuersignaleingang auf. Die Meß- und Steuerschaltung 13 ist im Gegenzug wiederum dafür eingerichtet, am Kompensationssteuerausgang ein Kompensationssteuersignal s_C zum Auswählen eines der
10 auswählbaren Betriebsmodi der Kompensationsschaltung 12 bereitzustellen, und zwar derart, daß das Kompensationssteuersignal s_C zum Auswählen des ersten Betriebsmodes der Kompensationsschaltung einen nämlichem ersten Betriebsmode der Kompensationsschaltung 12 entsprechenden ersten Signalwert aufweist, bzw. daß das Kompensationssteuersignal zum Auswählen des zweiten Betriebsmodes der Kompensationsschaltung einen nämlichem zweiten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden, vom ersten Signalwert verschiedenen
15 zweiten Signalwert aufweist. Das Kompensationssignal s_C ist nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung als ein die verschiedenen Signalwerte für sämtliche potentiell anzusteuernenden Betriebsmoden M der Kompensationsschaltung, mit $M \geq 2$, binär codierendes Digitalsignal ausgebildet. Das Kompensationssteuersignal s_C kann hierfür beispielsweise als ein die den jeweiligen anzusteuernenden Betriebsmode codierende Bits parallele übertragendes, mithin eine die
20 insgesamt zu codierenden Signalwerten entsprechende Wortbreite in Bit von mehr als $\log_2(M)$ aufweisendes Digitalsignal oder beispielsweise auch als ein die den jeweiligen anzusteuernenden Betriebsmode codierende Bits seriell übertragendes 1-Bit Digitalsignal ausgebildet sein. Demensprechend kann der Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung 12 - je nach konkreter Ausgestaltung des Kompensationssteuersignals - als eine parallele bzw. serielle digitale
25 Schnittstelle ausgestaltet sein, beispielsweise also inform einer konventionellen "Bitstream"-, "I2C"-, "Parallel CMOS"-, "Parallel LVDS"-, "Serial I2C"-, "Serial LVDS"-, "Serial SPI"-, "Single-Wire"-, oder "SPI"-Schnittstelle.

Gemäß einer weiteren Ausgestaltung sind die Kompensationsschaltung und die Meß- und

30 Steuerschaltung dafür eingerichtet, im Zusammenspiel die eingangs der Meßschaltung vorliegende

Spannungsdifferenz Δu_{12} kleiner als einen dafür vorgegebenen, beispielsweise weniger als +5 V betragenden, Maximalwert, $U_{12\text{Max}}$, bzw. größer als einen dafür vorgegebener, beispielsweise mehr als -5 V betragenden, Minimalwert, $U_{12\text{Min}}$, einzustellen; dies im besonderen in der Weise, daß nämliche Spannungsdifferenz Δu_{12} innerhalb des erwähnten Umsetzungsbereichs, $\Delta U_{12} = U_{12\text{Max}} - U_{12\text{Min}}$ zu halten. Der Maximalwert, $U_{12\text{Max}}$, entspricht hierbei einer oberen Intervallgrenze des Umsetzungsbereichs, ΔU_{12} , bzw. legt diese fest, während der Minimalwert, $U_{12\text{Min}}$, einer unteren Intervallgrenze des Umsetzungsbereichs, ΔU_{12} , entspricht bzw. diese festlegt. Im Ergebnis entspricht der Umsetzungsbereich, ΔU_{12} , einer Differenz, $U_{12\text{Max}} - U_{12\text{Min}}$, zwischen nämlichem Maximalwert, $U_{12\text{Max}}$, und nämlichem Minimalwert, $U_{12\text{Min}}$, bzw. wird dadurch festgelegt, indem die Kompensationsschaltung 12 und die Meß- und Steuerschaltung 13 im Zusammenspiel die Spannungsdifferenz Δu_{12} innerhalb des vorgegebenen Umsetzungsbereichs, ΔU_{12} , halten.

Nicht zuletzt zum erwähnten Halten der Spannungsdifferenz Δu_{12} innerhalb des Umsetzungsbereichs ΔU_{12} der Meß- und Steuerschaltung ist diese nach einer weiteren Ausgestaltung dafür eingerichtet, das Kompensationssteuersignal auf den den ersten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden ersten Signalwert zu setzen und hernach wenigstens einen Digitalwert, U_{D1} , erster Art, nämlich einen Digitalwert des digitalen Spannungsmeßsignals u_D , der während der erste Betriebsmode der Kompensationsschaltung ausgewählt ist generiert worden ist, mit wenigstens einem vorgegebenen ersten Referenzwert, U_{r1} , zu vergleichen. Nämlicher Referenzwert, U_{r1} , kann beispielsweise einem vorgegebenen Minimalwert, $U_{12\text{Min}}$, für einen Meßwert, U_{12} , der Spannungsdifferenz Δu_{12} entsprechenden, welchen Minimalwert die Spannungsdifferenz Δu_{12} erfahrungsgemäß mindestens aufweisen soll, um den ersten Betriebsmode der Kompensationsschaltung für einen gewissen Zeitraum, beispielsweise von länger als 1 s, eingestellt lassen zu können. Der Minimalwert kann beispielsweise 25% des Umsetzungsbereichs ΔU_{12} entsprechen, mithin kann der Referenzwert, U_{r1} , beispielsweise auf etwa 25% des Umsetzungsbereichs ΔU_{12} eingestellt sein. Nach einer Weiterbildung der Erfindung ist die Meß- und Steuerschaltung ferner dafür eingerichtet, auch ein Unterschreiten des ersten Referenzwerts, U_{r1} , durch nämlichem Digitalwert, U_{D1} , erster Art detektieren zu können und ggf. hernach - nicht zuletzt auch zum Erhöhen der Spannungsdifferenz Δu_{12} , auf einen Meßwert, U_{12} , der größer als der dafür

vorgegebener Minimalwert, $U_{12\text{Min}}$, ist beispielsweise also zwischen 20% und 80% des Umsetzbereichs ΔU_{12} , idealerweise bei etwa 50% des Umsetzbereichs ΔU_{12} liegt - das Kompensationssteuersignal auf den den zweiten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden zweiten Signalwert zu setzen, mithin ein Wechsel vom ersten in den zweiten Betriebsmode der Kompensationsschaltung zu veranlassen. Nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung ist die Meß- und Steuerschaltung ferner auch dafür eingerichtet, wenigstens einen Digitalwert, U_{DII} , zweiter Art, nämlich einen Digitalwert des digitalen Spannungsmeßsignals u_{D} , der während der zweite Betriebsmode der Kompensationsschaltung ausgewählt ist generiert worden ist, mit einem vorgegebenen zweiten Referenzwert, U_{r2} , zu vergleichen. Der zweite Referenzwert, U_{r2} , kann – analog zum ersten Referenzwert, U_{r1} - einem vorgegebenen Maximalwert, $U_{12\text{Max}}$, für einen Meßwert, U_{12} , der Spannungsdifferenz Δu_{12} entsprechenden, welchen Maximalwert die Spannungsdifferenz Δu_{12} erfahrungsgemäß mindestens aufweisen soll, um den zweiten Betriebsmode der Kompensationsschaltung für einen gewissen Zeitraum, beispielsweise von länger als 1 s, eingestellt lassen zu können. Dafür kann nämlicher Referenzwert, U_{r2} , beispielsweise auf etwa 75% des Umsetzbereichs ΔU_{12} eingestellt sein. Nach einer anderen Weiterbildung der Erfindung ist die Meß- und Steuerschaltung ferner dafür eingerichtet, ein Überschreiten des zweiten Referenzwerts, U_{r2} , durch nämlichen Digitalwert, U_{DII} , zweiter Art detektieren zu können und ggf. hernach – nicht zuletzt auch zum Verringern der Spannungsdifferenz Δu_{12} , auf einen Meßwert, U_{12} , der kleiner als der dafür vorgegebener Maximalwert, $U_{12\text{Max}}$, ist - das Kompensationssteuersignal auf den den ersten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden ersten Signalwert zu setzen. Falls erforderlich, beispielsweise um ein Halten der Spannungsdifferenz Δu_{12} möglichst exakt bei etwa 50% des Umsetzbereichs ΔU_{12} auch bei relativ großen bzw. schnell ablaufenden Schwankungen in der Störkomponente zu ermöglichen, kann die Kompensationsschaltung selbstverständlich auch noch weitere Betriebsmoden der vorgenannten Art aufweisen, in denen die Kompensationsschaltung die Kompensationsspannungen u_{c1} , u_{c2} noch auf andere geeignete Spannungswerte als die vorgenannten Spannungswerte, U_{c11} , und U_{c21} , bzw. U_{c12} , und U_{c22} , gezielt einstellen kann, so daß also im Zusammenspiel mit der Meß- und Steuerschaltung die Spannungsdifferenz Δu_{12} im Vergleich zu einer Variante mit lediglich zwei Betriebsmoden feiner gestuft verändert werden kann.

Die Meß- und Steuerschaltung ist gemäß einer weiteren Ausgestaltung dafür eingerichtet, mittels des digitalen Spannungsmesssignals u_D eine Spannungsdifferenzenfolge Δu_D , nämlich eine Folge von Digitalwerten, ΔU_D , von denen jeder eine Differenz zwischen jeweils zwei zeitlich aufeinanderfolgenden Digitalwerten des digitalen Spannungsmesssignals u_D repräsentiert, zu generieren. Nicht zuletzt für den bereits erwähnten Fall, daß die Meßelektronik dafür vorgesehen ist, eine physikalische Meßgröße einer - ggf. auch strömenden - Flüssigkeit zu erfassen, ist die Meß- und Steuerschaltung ferner so ausgebildet, daß sie dann keine Digitalwerte, ΔU_D , generiert oder aber auch im nachhinein wieder verwirft, wenn dadurch ein Differenz zwischen solchen Digitalwerten, U_D , des digitalen Spannungsmesssignals u_D repräsentiert würde, die während unterschiedlicher Betriebsmoden der Kompensationsschaltung generiert worden sind. Für das voranstehend beschriebene Beispiel, daß zeitlich aufeinanderfolgend zunächst Digitalwerte, U_{DI} , erster Art und anschließend Digitalwert, U_{DII} , zweiter Art generiert werden, bedeutet dies also, daß nämlich Digitalwerte, ΔU_D , anhand eines Digitalwerts, U_{DI} , erster Art und eines Digitalwerts, U_{DII} , zweiter Art, etwa in der Weise $\Delta U_D = U_{DII} - U_{DI}$, nicht generiert werden sollen. Hierdurch geht nämlich - unter der Maßgabe, daß die für die Kompensationsspannungen u_{c1} , u_{c2} , während eines bestimmten Betriebsmoden jeweils eingestellten Spannungswerte konstant gehalten sind - die jeweilige Kompensationsspannung u_{c1} , u_{c2} nicht in die Differenz bzw. die entsprechenden Digitalwerte, U_D ein, mithin ist eine genaue Kenntnis der tatsächlichen eingestellten Spannungswerte U_{c11} , U_{c21} , U_{c12} , U_{c22} ,... für die Kompensationsspannungen nicht erforderlich.

Die Meßelektronik ist im gezeigten Ausführungsbeispiel als eine Teilkomponente eines, beispielsweise als magnetisch-induktiven Durchflußmeßgerät (MID) ausgestalteten, Meßsystems zum Ermitteln einer Volumendurchflußrate und/oder einer Strömungsgeschwindigkeit einer strömenden Flüssigkeit, basierend auf einer dementsprechend von nämlicher Volumendurchflußrate bzw. Strömungsgeschwindigkeit abhängigen Nutzkomponente $\Delta \varphi_N$, ausgebildet. Nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung ist die Meß- und Steuerschaltung hierbei zudem dafür eingerichtet ist, mittels des digitalen Spannungsmesssignals u_D eine Folge von mit einer Aktualisierungsrate $f_{sys} = 1/T_{sys}$ getakteten, die Volumendurchflußrate jeweils momentan, nämlich für die Dauer T_{sys} eines Meßzyklusses, repräsentierenden Durchfluß-Meßwerten X_V zu generieren, beispielsweise auch basierend auf der vorangehend erwähnten Spannungsdifferenzenfolge Δu_D .

Für den erwähnte Fall, daß die Spannungsdifferenzenfolge ΔU_D auch solche Digitalwerte, ΔU_D ,
enthalten kann oder enthält, die jeweils eine Differenz zwischen während unterschiedlicher
Betriebsmoden der Kompensationsschaltung generierten Digitalwerten, U_D , des digitalen
Spannungsmeßsignals u_D repräsentieren, ist die Meß- und Steuerschaltung ferner so eingerichtet,
5 derartige Digitalwerte, ΔU_D nicht bei der Ermittlung eines Durchfluß-Meßwerts zu verwenden bzw. zu
ignorieren.

Zum Führen der – zumindest zeitweise strömenden - Flüssigkeit umfaßt das Meßsystem zusätzlich
zur Meßelektronik 1 weiters ein Meßrohr 2, an dem die beiden Meßelektroden voneinander
10 beabstandet angeordnet sind. Die Meßelektroden sind hierbei im besonderen dafür eingerichtet,
daß deren jeweiliges elektrisches Potential jeweils von einer in einer im Meßrohr geführten
Flüssigkeit auftretenden, beispielsweise durch Ladungsträgerverschiebung innerhalb der Flüssigkeit
bewirkten, elektrischen Spannung abhängig ist. Wie in Fig. 1 schematisch dargestellt, sind die
Meßelektroden hierfür ferner so angeordnet, daß sie entlang einer gedachten, eine
15 Querschnittsfläche des Meßrohrs umspannende – hier kreisförmigen - Umfangslinie des Meßrohrs
voneinander beabstandet sind. Wie bei solchen Meßsystemen üblich, können die beiden
Meßelektroden hierbei als galvanische, nämlich jeweils mit einer Elektrodenspitze aus elektrisch
leitfähigem Material, wie z.B. einem Metall, in ein Lumen des Meßrohrs ragende, mithin von
während des Betriebs im Meßrohr geführter Flüssigkeit kontaktierbare Meßelektroden ausgebildet
20 sein; die Meßelektroden können aber beispielsweise auch kapazitive Meßelektroden sein.

Das Meßsystem ist nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung als ein magnetisch-induktives
Durchflußmeßgerät (MID) ausgestaltet und weist daher ferner einen Magnetfeldgenerator 3 zum
Erzeugen eines in ein Lumen des Meßrohrs 2, nicht zuletzt auch innerhalb eines sich zwischen den
25 Meßelektroden erstreckenden Bereichs, zumindest teilweise durchsetzenden Magnetfeld B , das sich
zudem in Abhängigkeit von einem an einem Steuersignaleingang nämlich Magnetfeldgenerators
anlegbaren Magnetfeldsteuersignal ändert. Das Magnetfeld B ist – wie beispielsweise bei
konventionellen MID üblich – vorzugsweise so ausgebildet, daß es eine senkrecht zu einer die
beiden Meßelektroden imaginär verbindenden gedachten Verbindungsachse verlaufende, nicht
30 zuletzt auch die Nutzkomponente der Potentialdifferenz beeinflussende Nutzkomponente B_N mit

einer mit einer Taktrate, $f_M = 1/T_M$, periodisch ändernden Magnetfeldrichtung aufweist. Im Ergebnis dessen ist auch die Nutzkomponente $\Delta\varphi_N$ der Potentialdifferenz $\Delta\varphi_{12}$ - selbst bei gleichbleibender Strömungsgeschwindigkeit bzw. konstanter Volumendurchflußrate - im vorgegebenen Takt, T_M , zeitlich veränderlich. Der Magnetfeldgenerator kann, wie bei solchen Meßsystemen durchaus
5 üblich, beispielsweise mittels einer in eine H-Schaltung integrierten Spulenordnung gebildet sein.

Zur Ansteuerung des Magnetfeldgenerators, einschließlich dessen Versorgung mit elektrischer Energie, weist die Meß- und Steuerschaltung 13 einen mit dem Steuersignaleingang des Magnetfeldgenerators 3 verbundenen Magnetfeldsteuersignalausgang auf und ist die Meß- und
10 Steuerschaltung dafür eingerichtet, am Magnetfeldsteuersignalausgang ein, beispielsweise periodisch getaktetes, Magnetfeldsteuersignal s_B bereitzustellen. Das Magnetfeldsteuersignal dient dazu, eine taktweise bzw. periodische Änderung des vom Magnetfeldgenerator erzeugten Magnetfelds zu bewirken. Dies im besonderen derart, daß die Nutzkomponente der Nutzkomponente B_N des Magnetfeldes B eine mit der Taktrate $f_M = 1/T_M$ periodisch ändernden
15 Magnetfeldrichtung aufweist. Dafür kann das Magnetfeldsteuersignal s_B beispielsweise als ein einen Arbeitstakt T_M für den Magnetfeldgenerator lieferndes Rechtecksignal mit einem fest eingestellten oder im Betrieb veränderbaren Puls-zu-Pausen-Verhältnis bzw. mit entsprechend fest eingestellter oder im Betrieb veränderbarer Taktrate $f_M = 1/T_M$ ausgebildet sein. Dementsprechend ist die Meß- und Steuerschaltung nach einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung dafür eingerichtet, das
20 Magnetfeldsteuersignal als ein mit der Taktrate, $f_M = 1/T_M$, periodisch getaktetes Rechtecksignal auszugeben.

PATENTANSPRÜCHE

1. Meßelektronik zum Ermitteln einer, insb. von einer einer Volumendurchflußrate einer einem Magnetfeld ausgesetzten strömenden Flüssigkeit abhängigen, Potentialdifferenz ($\Delta\varphi_{12}$) zwischen einer ein erstes elektrisches Potential (φ_1) aufweisenden ersten Meßelektrode und einer ein zweites
- 5 elektrisches Potential (φ_2) aufweisenden zweiten Meßelektrode,
- wobei nämliche Potentialdifferenz ($\Delta\varphi_{12}$) eine - insb. mit einem vorgegebenen Takt, T_M - zeitlich veränderliche Nutzkomponente ($\Delta\varphi_N$) enthält,
 - die kleiner als ein dafür vorgegebener maximaler Spannungswert, $\Delta\varphi_{NMAX}$, und
 - die größer als ein dafür vorgegebener minimaler Spannungswert, $\Delta\varphi_{NMIN}$, ist, und
- 10 - wobei nämliche Potentialdifferenz ($\Delta\varphi_{12}$) eine zeitlich konstante bzw. sich im Vergleich zur Nutzkomponente - insb. im Vergleich zu einer Taktrate, $f_M = 1/T_M$, mit der die Nutzkomponente zeitlich ändert - langsamer ändernde Störkomponente ($\Delta\varphi_S$) enthält,
- die kleiner als ein dafür vorgegebener maximaler Spannungswert, $\Delta\varphi_{SMAX}$, der größer als der vorgegebene maximale Spannungswert, $\Delta\varphi_{NMAX}$, der Nutzkomponente ($\Delta\varphi_N$) ist, und
- 15 -- die größer als ein dafür vorgegebener minimaler Spannungswert, $\Delta\varphi_{SMIN}$, der kleiner als der vorgegebene minimale Spannungswert, $\Delta\varphi_{NMIN}$, der Nutzkomponente ($\Delta\varphi_N$) ist,
- welche Meßelektronik umfaßt:
- eine ein, insb. festes, Bezugspotential (φ_{Ref}) aufweisende Referenzelektrode (GRN);
 - eine Eingangsschaltung
- 20 -- mit einem mittels eines nicht-invertierenden Eingangs eines ersten Impedanzwandlers (OV_1) gebildeten, mit der ersten Meßelektrode elektrisch verbindbaren ersten Schaltungseingang,
- mit einem mittels eines nicht-invertierenden Eingangs eines zweiten Impedanzwandlers (OV_2) gebildeten, mit der zweiten Meßelektrode elektrisch verbindbaren zweiten Schaltungseingang,
 - mit einem mittels eines Ausgangs des ersten Impedanzwandlers gebildeten ersten
- 25 Signalspannungsausgang, und
- mit einem mittels eines Ausgangs des zweiten Impedanzwandlers gebildeten zweiten Signalspannungsausgang

- wobei die Eingangsschaltung dafür eingerichtet ist,
- am ersten Signalspannungsausgang eine auf das Bezugspotential (φ_{Ref}) bezogene, vom ersten elektrischen Potential (φ_1) abhängige erste Signalspannung (u_{s1}) und
- am zweitem Signalspannungsausgang eine auf das Bezugspotential bezogene, zumindest
- 5 vom zweiten elektrischen Potential (φ_2) abhängige zweite Signalspannung (u_{s2}) bereitzustellen, insb. derart, daß eine zwischen der ersten Signalspannung und der zweiten Signalspannung existierende Spannungsdifferenz einem vorgegebenen Vielfachen V_1 der Potentialdifferenz ($\Delta\varphi_{12}$) und/oder weniger als einem 5-fachen der Potentialdifferenz ($\Delta\varphi_{12}$) entspricht;
- 10 - eine Kompensationsschaltung
 - mit einem ersten Kompensationsspannungsausgang,
 - mit einem zweiten Kompensationsspannungsausgang, und
 - mit einem Steuersignaleingang,
 - wobei die Kompensationsschaltung dafür eingerichtet ist, am ersten
 - 15 Kompensationsspannungsausgang eine erste Kompensationsspannung (u_{c1}), nämlich eine auf das Bezugspotential bezogene einstellbare erste Gleichspannung, und am zweiten Kompensationsspannungsausgang eine zweite Kompensationsspannung (u_{c2}), nämlich eine auf das Bezugspotential bezogene, insb. einstellbare oder fest eingestellte, zweite Gleichspannung, bereitzustellen, insb. derart, daß eine zwischen der ersten Kompensationsspannung und der
 - 20 zweiten Kompensationsspannung existierende Spannungsdifferenz mehr als 25% eines momentanen Spannungswerts der Störkomponente entspricht, und
 - wobei die Kompensationsschaltung wenigstens zwei mittels eines am Steuersignaleingang anlegbaren Kompensationssteuersignals auswählbare Betriebsmodi aufweist und dafür eingerichtet ist,
 - 25 --- in einem ersten Betriebsmodus die erste Kompensationsspannung (u_{c1}) auf einen dafür vorgegebenen ersten Spannungswert, U_{c11} , und
 - in einem zweiten Betriebsmodus die erste Kompensationsspannung (u_{c1}) auf einen dafür vorgegebenen zweiten Spannungswert, U_{c12} , der größer als der für die erste Kompensationsspannung (u_{c1}) vorgegebene erste Spannungswert, U_{c11} , ist, einzustellen;
 - 30 - sowie eine Meß- und Steuerschaltung

- mit einem mit dem ersten Signalspannungsausgang der Eingangsschaltung verbundenen ersten Signalspannungseingang,
 - mit einem mit dem zweiten Signalspannungsausgang der Eingangsschaltung elektrisch verbundenen zweiten Signalspannungseingang,
 - 5 -- mit einem mit dem ersten Kompensationsspannungsausgang der Kompensationsschaltung elektrisch verbundenen dritten Signalspannungseingang,
 - mit einem mit dem zweiten Kompensationsspannungsausgang der Kompensationsschaltung elektrisch verbundenen vierten Signalspannungseingang,
- und
- 10 -- mit einem mit dem Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung verbundenen Kompensationssteuerausgang,
 - wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, eine zwischen einer von sowohl der ersten Signalspannung (u_{s1}) als auch der ersten Kompensationsspannung (u_{c1}) abhängigen ersten kompensierten Signalspannung (u_{sc1}), und einer von sowohl der zweiten Signalspannung
 - 15 (u_{s2}) als auch der zweiten Kompensationsspannung (u_{c2}) abhängigen zweiten kompensierten Signalspannung (u_{sc2}) existierende Spannungsdifferenz (Δu_{12}) mit einer vorgebbaren, insb. im Vergleich zur Taktrate, $f_M = 1/T_M$, höheren, Abtastrate, f_A , und mit einer, insb. mehr als 16 Bit betragenden, digitalen Auflösung, N , in ein nämliche Spannungsdifferenz (Δu_{12}) repräsentierendes digitales Spannungsmesssignal (u_D), nämlich eine Folge von aus einem
 - 20 vorgegebenen gestuften Wertevorrat ausgewählten Digitalwerten, U_D , von denen jeder einen innerhalb eines vorgegebenen Umsetzbereichs, ΔU_{12} , liegenden quantisierten Meßwert, U_{12} , der Spannungsdifferenz (Δu_{12}) repräsentiert, umzusetzen, und
 - wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, am Kompensationssteuerausgang ein Kompensationssteuersignal zum Auswählen eines der auswählbaren Betriebsmodi der
 - 25 Kompensationsschaltung bereitzustellen, derart,
 - daß das Kompensationssteuersignal zum Auswählen des ersten Betriebsmodes der Kompensationsschaltung einen nämlichem ersten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden ersten Signalwert aufweist, bzw.

- daß das Kompensationssteuersignal zum Auswählen des zweiten Betriebsmodes der Kompensationsschaltung einen nämlichem zweiten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden, vom ersten Signalwert verschiedenen zweiten Signalwert aufweist.
- 5 2. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die digitale Auflösung, N , mit der die Spannungsdifferenz (Δu_{12}) in das digitale Spannungsmesssignal (u_D) umgesetzt wird, mehr als 20 Bit beträgt.
3. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür
10 eingerichtet ist,
- das Kompensationssteuersignal auf den den ersten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden ersten Signalwert zu setzen
 - und hernach wenigstens einen Digitalwert, U_{DI} , erster Art, nämlich einen während der erste Betriebsmode der Kompensationsschaltung ausgewählt ist generierten Digitalwert des digitalen
15 Spannungsmesssignals (u_D), mit wenigstens einem, insb. einem vorgegebenen Minimalwert, U_{12Min} , für einen Meßwert, U_{12} , der Spannungsdifferenz (Δu_{12}) entsprechenden, vorgegebenen ersten Referenzwert, U_{r1} , zu vergleichen.
4. Meßelektronik nach dem vorherigen Anspruch, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür
20 eingerichtet ist,
- ein Unterschreiten des ersten Referenzwerts, U_{r1} , durch nämlichem Digitalwert, U_{DI} , erster Art zu detektieren
 - und hernach zum Erhöhen der Spannungsdifferenz (Δu_{12}), insb. auf einen Meßwert, U_{12} , der größer als ein dafür vorgegebener Minimalwert, U_{12Min} , ist, das Kompensationssteuersignal auf
25 den den zweiten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden zweiten Signalwert zu setzen.
5. Meßelektronik nach dem vorherigen Anspruch, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür
eingerrichtet ist, wenigstens einen Digitalwert, U_{DII} , zweiter Art, nämlich einen während der zweite
30 Betriebsmode der Kompensationsschaltung ausgewählt ist generierten Digitalwert des digitalen

Spannungsmeßsignals (u_D), mit einem, insb. einem vorgegebenen Maximalwert, U_{12Max} , für einen Meßwert, U_{12} , der Spannungsdifferenz (Δu_{12}) entsprechenden, vorgegebenen zweiten Referenzwert, U_{12} , zu vergleichen.

- 5 6. Meßelektronik nach dem vorherigen Anspruch, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist,
- ein Überschreiten des zweiten Referenzwerts durch nämlichen Digitalwert, U_{DII} , zweiter Art zu detektieren,
 - und hernach zum Verringern der Spannungsdifferenz (Δu_{12}), insb. auf einen Meßwert, U_{12} , der
- 10 kleiner als ein dafür vorgegebener Maximalwert, U_{12Max} , ist, das Kompensationssteuersignal auf den den ersten Betriebsmode der Kompensationsschaltung entsprechenden ersten Signalwert zu setzen.
7. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Kompensationsschaltung und die
- 15 Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet sind, die Spannungsdifferenz (Δu_{12}) kleiner als einen dafür vorgegebener, insb. weniger als +5 V betragenden, Maximalwert, U_{12Max} , und/oder größer als einen dafür vorgegebener, insb. mehr als -5 V betragenden, Minimalwert, U_{12Min} , einzustellen, insb. die Spannungsdifferenz (Δu_{12}) innerhalb des vorgegebenen Umsetzungsbereichs, $\Delta U_{12} = U_{12Max} - U_{12Min}$, zu halten.
- 20
8. Meßelektronik nach dem vorherigen Anspruch,
- wobei nämlicher Maximalwert, U_{12Max} , einer oberen Intervallgrenze des Umsetzungsbereichs, ΔU_{12} , und nämlicher Minimalwert, U_{12Min} , einer unteren Intervallgrenze des Umsetzungsbereichs, ΔU_{12} , entsprechen; und/oder
- 25 - wobei der Umsetzungsbereich, ΔU_{12} , einer Differenz, $U_{12Max} - U_{12Min}$, zwischen nämlichem Maximalwert, U_{12Max} , und nämlichem Minimalwert, U_{12Min} , entspricht.
9. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Kompensationsschaltung und die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet sind, die Spannungsdifferenz (Δu_{12}) innerhalb des
- 30 vorgegebenen Umsetzungsbereichs, ΔU_{12} , zu halten.

10. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, eine die Spannungsdifferenz (Δu_{12}) repräsentierende Meßspannung (u_M) zu erzeugen, insb. derart, daß die Meßspannung (U_M) kleiner als ein dafür vorgegebener, insb. weniger als +5 V betragender, maximaler Spannungswert, U_{MMax} , und/oder größer als ein dafür vorgegebener, insb. mehr als -5V betragender, minimaler Spannungswert, U_{MMin} , ist, und/oder daß die Meßspannung (U_M) innerhalb eines vorgegebenen Meßspannungsbereichs, $\Delta U_M = U_{MMax} - U_{MMin}$, der kleiner als 5V ist, liegt.
- 5
- 10 11. Meßelektronik nach Anspruch 10, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, die Meßspannung (u_D) als ein Vielfaches, V_2 , der Spannungsdifferenz (Δu_{12}) der Spannungsdifferenz (Δu_{12}) auszugeben.
12. Meßelektronik nach Anspruch 10 oder 11, wobei die Meß- und Steuerschaltung einen, insb. mittels eines gegengekoppelten Differenzverstärkers gebildeten, Subtrahier mit einem invertierenden Signaleingang, mit einem nicht-invertierenden Signaleingangs und mit einem Meßspannungsausgang aufweist.
- 15
13. Meßelektronik nach Anspruch 12,
- 20 - wobei der erste und dritte Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung mittels des nicht-invertierenden Signaleingangs des Subtrahierers und der zweite und vierte Signalspannungseingang der Meß- und Steuerschaltung mittels des invertierenden Signaleingangs des Subtrahierers gebildet sind; und/oder
- wobei der Subtrahierer dafür eingerichtet ist, die Meßspannung (u_M) am Meßspannungsausgang bereitzustellen.
- 25
14. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Meß- und Steuerschaltung einen mit der Abtastrate, f_A , getakteten, insb. eine nominelle Auflösung von mehr als 16 Bit aufweisenden, Analog-zu-Digital-Wandler (A/D) mit einem Analogsignaleingang und mit einem Digitalsignalausgang aufweist.
- 30

15. Meßelektronik nach Anspruch 12 und 14,

- wobei der Analogsignaleingang des Analog-zu-Digital-Wandlers (A/D) mit dem Meßspannungsausgang des Subtrahierers elektrisch verbunden ist, und

5 -- wobei der Analog-zu-Digital-Wandler (A/D) dafür eingerichtet ist, das digitale Spannungsmesssignal (u_D) am Digitalsignalausgang bereitzustellen.

16. Meßelektronik nach Anspruch 14 oder 15, wobei der Analog-zu-Digital-Wandler (A/D) eine nominelle Auflösung von 24 Bit aufweist.

10

17. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche,

- wobei die Kompensationsschaltung dafür eingerichtet ist, im ersten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung auf einen dafür vorgegebenen ersten Spannungswert, U_{c21} , einzustellen, der größer als der erste Spannungswert, U_{c11} , der ersten Kompensationsspannung (u_{c1}), ist;

15 und/oder

- wobei die Kompensationsschaltung dafür eingerichtet ist, im zweiten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung auf einen dafür vorgegebenen zweiten Spannungswert, U_{c22} , einzustellen, der kleiner als der zweite Spannungswert, U_{c12} , der ersten Kompensationsspannung (u_{c1}), ist.

20

18. Meßelektronik nach dem vorherigen Anspruch, wobei die Kompensationsschaltung dafür eingerichtet ist, im ersten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung (u_{c2}) auf den Spannungswert, U_{c21} , und im zweiten Betriebsmodus die zweite Kompensationsspannung (u_{c2}) auf den Spannungswert, U_{c22} , einzustellen, derart, daß eine Kompensationsspannungsdifferenz (Δu_{c12}),

25 nämlich eine zwischen der ersten Kompensationsspannung (u_{c1}) und der zweiten

Kompensationsspannung (u_{c2}) eingestellte Spannungsdifferenz, im ersten Betriebsmode einen Spannungswert, $U_{c11} - U_{c21}$, annimmt, der verschieden ist von einem Spannungswert, $U_{c12} - U_{c22}$, den die Kompensationsspannungsdifferenz (Δu_{c12}) im zweiten Betriebsmode annimmt, insb. derart, daß nämlicher Spannungswert, $U_{c12} - U_{c22}$, größer als der Spannungswert, $U_{c11} - U_{c21}$, ist.

30

19. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Kompensationsschaltung wenigstens einen – ersten - Digital-zu-Analog-Wandler (DA1; DA2) mit einem, insb. das Steuersignal der Meß- und Steuerschaltung empfangenden und/oder den Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung bildenden, Digitalsignaleingang und mit einem, insb. die erste
- 5 Kompensationsspannung liefernden und/oder den ersten Kompensationsspannungsausgang bildenden, Analogsignalausgang aufweist.
20. Meßelektronik nach Anspruch 19,
- wobei der erste Kompensationsspannungsausgang der Kompensationsschaltung mittels des
 - 10 Analogsignalausgangs des wenigstens einen Digital-zu-Analog-Wandlers (DA1; DA2) gebildet ist, insb. indem der Analogsignalausgang des Digital-zu-Analog-Wandlers (DA1; DA2) mit dem ersten Signalspannungsausgang der Eingangsschaltung unter Zwischenschaltung wenigstens eines Widerstandselements (r_{m3} ; r_{m4}) elektrisch verbunden ist; und/oder
 - wobei der Digital-zu-Analog-Wandler (DA1; DA2) dafür eingerichtet ist, die erste
 - 15 Kompensationsspannung (u_{c1}) einzustellen, insb. indem eine an dessen Analogsignalausgang eingestellte Gleichspannung einen Kompensationsstrom durch wenigstens ein mit dem Analogsignalausgang elektrisch verbundenes Widerstandselement treibt; und/oder
 - wobei der Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung mittels des Digitalsignaleingangs des wenigstens einen Digital-zu-Analog-Wandlers (DA1; DA2) gebildet ist; und/oder
 - 20 -- wobei der Digital-zu-Analog-Wandler (DA1; DA2) dafür eingerichtet ist, am Analogsignalausgang eine vom Steuersignal abhängige, veränderliche Gleichspannung bereitzustellen.
21. Meßelektronik nach einem der Ansprüche 19 bis 20, wobei die Kompensationsschaltung einen zweiten Digital-zu-Analog-Wandler (DA2) mit einem, insb. das Steuersignal der Meß- und
- 25 Steuerschaltung empfangenden und/oder den Steuersignaleingang der Kompensationsschaltung bildenden, Digitalsignaleingang und mit einem, insb. die zweite Kompensationsspannung liefernden und/oder den zweite Kompensationsspannungsausgang bildenden, Analogsignalausgang aufweist.
22. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Eingangsschaltung dafür
- 30 eingerichtet ist, daß die erste Signalspannung (u_{s1}) am ersten Signalspannungsausgang auch von

der zweiten Signalspannung (u_{s2}) am zweiten Signalspannungsausgang und die die zweite Signalspannung (u_{s2}) am zweiten Signalspannungsausgang auch von der ersten Signalspannung (u_{s1}) am ersten Signalspannungsausgang abhängig sind, insb. derart, eine zwischen der ersten Signalspannung (u_{s1}) und der zweiten Signalspannung (u_{s2}) existierende Spannungsdifferenz (Δu_{s12}) proportional zur Potentialdifferenz ($\Delta \phi_{12}$) ist.

23. Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche, weiters umfassend: eine Versorgungsschaltung, die dafür eingerichtet ist, eine, insb. auf einen dafür vorgegeben Spannungswert, U_N , geregelte und/oder konstante, Betriebsspannung (u_N) zum Speisen der Eingangsschaltung, der Kompensationsschaltung sowie der Kompensationsschaltung bereitzustellen.

24. Meßsystem zum Ermitteln einer Volumendurchflußrate und/oder einer Strömungsgeschwindigkeit einer, insb. einem vorübergehend konstanten Magnetfeld ausgesetzten und/oder in einer Rohrleitung strömenden, strömenden Flüssigkeit, welches Meßsystem umfaßt:

- eine Meßelektronik nach einem der vorherigen Ansprüche;
- ein Meßrohr zum Führen der Flüssigkeit; sowie
- zwei voneinander beabstandet am Meßrohr angeordnete, insb. jeweils mit einer Elektrodenspitze in ein Lumen des Meßrohrs ragende, Meßelektroden, von denen eine erste Meßelektrode mit dem ersten Schaltungseingang der Eingangsschaltung verbunden ist und eine zweite Meßelektrode mit dem zweiten Schaltungseingang der Eingangsschaltung verbunden ist.

25. Meßsystem nach Anspruch 24,

- wobei die Meßelektroden eingerichtet sind, daß deren jeweiliges elektrisches Potential jeweils von einer in einer im Meßrohr geführten Flüssigkeit auftretenden, insb. durch Ladungsträgerverschiebung innerhalb der Flüssigkeit bewirkten, elektrischen Spannung abhängig ist; und/oder
- wobei die Meßelektroden entlang einer gedachten, insb. kreisförmigen und/oder eine Querschnittsfläche des Meßrohrs umspannende, Umfangslinie des Meßrohrs voneinander beabstandet am Meßrohr angeordnet sind; und/oder

- wobei jede der Meßelektroden von einer im Meßrohr geführten Flüssigkeit kontaktierbar ist.

26. Meßsystem nach einem der Ansprüche 24 bis 25, weiters umfassend: einen
Magnetfeldgenerator mit einem Steuersignaleingang, wobei der Magnetfeldgenerator dafür
5 eingerichtet ist, ein ein Lumen des Meßrohrs, insb. auch innerhalb eines sich zwischen den
Meßelektroden erstreckenden Bereichs, zumindest teilweise durchsetzendes Magnetfeld (B) zu
erzeugen, das sich in Abhängigkeit von einem dem Steuersignaleingang anlegbaren
Magnetfeldsteuersignal ändert, insb. derart, daß das Magnetfeld (B) eine senkrecht zu einer die
beiden Meßelektroden imaginär verbindenden gedachten Verbindungsachse verlaufende, die
10 Nutzkomponente der Potentialdifferenz beeinflussende Nutzkomponente (B_N) mit einer mit der
Taktrate, $f_M = 1/T_M$, periodisch ändernden Magnetfeldrichtung aufweist.

27. Meßsystem nach Anspruch 26, wobei die Meß- und Steuerschaltung der Meßelektronik einen
mit dem Steuersignaleingang des Magnetfeldgenerators verbundenen
15 Magnetfeldsteuersignalausgang aufweist und dafür eingerichtet ist, am
Magnetfeldsteuersignalausgang ein, insb. periodisch getaktetes, Magnetfeldsteuersignal
bereitzustellen.

28. Meßsystem nach dem vorherigen Anspruch,
20 - wobei das Magnetfeldsteuersignal als ein Rechtecksignal ausgebildete ist; und/oder
- wobei das Magnetfeldsteuersignal eine taktweise, insb. periodische, Änderung des vom
Magnetfeldgenerator erzeugten Magnetfelds bewirkt, insb. derart, daß die Nutzkomponente der
Nutzkomponente (B_N) des Magnetfeldes (B) eine mit der Taktrate, $f_M = 1/T_M$, periodisch ändernden
Magnetfeldrichtung aufweist.

25
29. Meßsystem nach dem Anspruch 27 oder 28, wobei die Meß- und Steuerschaltung, dafür
eingrichtet ist, das Magnetfeldsteuersignal als ein mit der Taktrate, $f_M = 1/T_M$, periodisch getaktetes
Rechtecksignal auszugeben.

30. Meßsystem nach einem der Ansprüche 24 bis 29, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, mittels des digitalen Spannungsmesssignals (u_D) eine Folge von die Volumendurchflußrate jeweils momentan repräsentierenden Durchfluß-Meßwerten zu generieren.
- 5 31. Meßsystem nach Anspruch 30, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, mittels des digitalen Spannungsmesssignals (u_D) eine Spannungsdifferenzenfolge (Δu_D), nämlich eine Folge von Digitalwerten, ΔU_D , von denen jeder eine Differenz zwischen jeweils zwei zeitlich aufeinanderfolgenden Digitalwerten des digitalen Spannungsmesssignals (u_D) repräsentiert, zu generieren.
- 10 32. Meßsystem nach Anspruch 31, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, eine Differenz zwischen während unterschiedlicher Betriebsmoden der Kompensationsschaltung generierten Digitalwerten, U_D , des digitalen Spannungsmesssignals (u_D) repräsentierende Digitalwerte, ΔU_D , nicht zu generieren.
- 15 33. Meßsystem nach Anspruch 31 oder 32, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, die Folge von die Volumendurchflußrate jeweils momentan repräsentierenden Durchfluß-Meßwerten mittels der Spannungsdifferenzenfolge (Δu_D) zu generieren.
- 20 34. Meßsystem nach dem vorherigen Anspruch, wobei die Meß- und Steuerschaltung dafür eingerichtet ist, solche Digitalwerte, ΔU_D , der Spannungsdifferenzenfolge (Δu_D) nicht bei der Ermittlung eines Durchfluß-Meßwerts zu verwenden, die jeweils eine Differenz zwischen während unterschiedlicher Betriebsmoden der Kompensationsschaltung generierten Digitalwerten, U_D , des digitalen Spannungsmesssignals (u_D) repräsentieren.

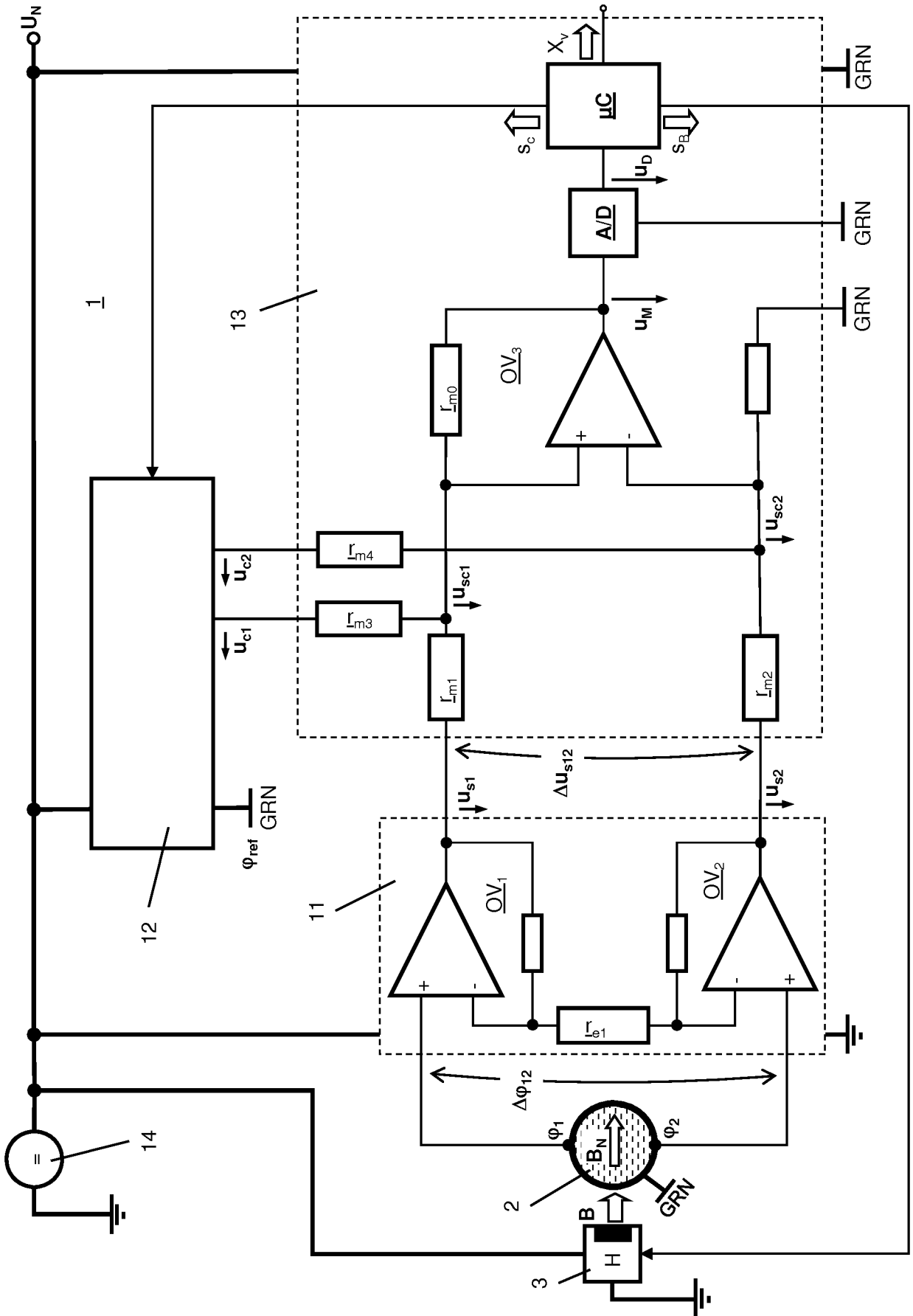


Fig. 1

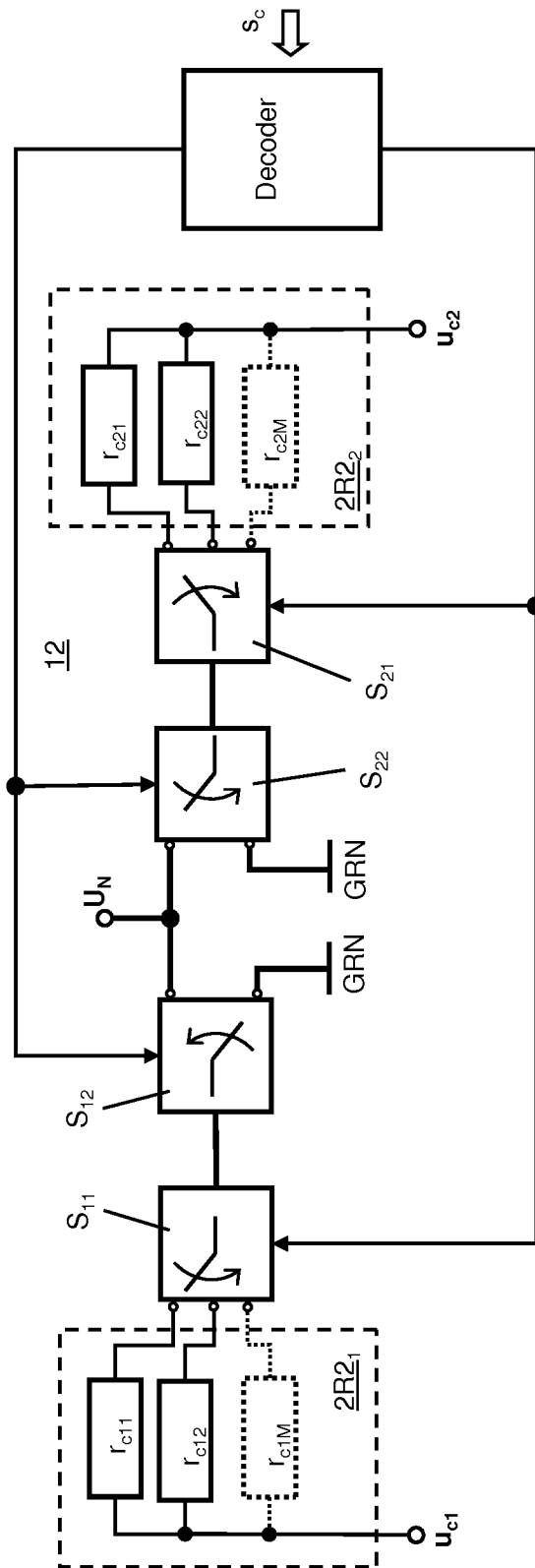


Fig. 2

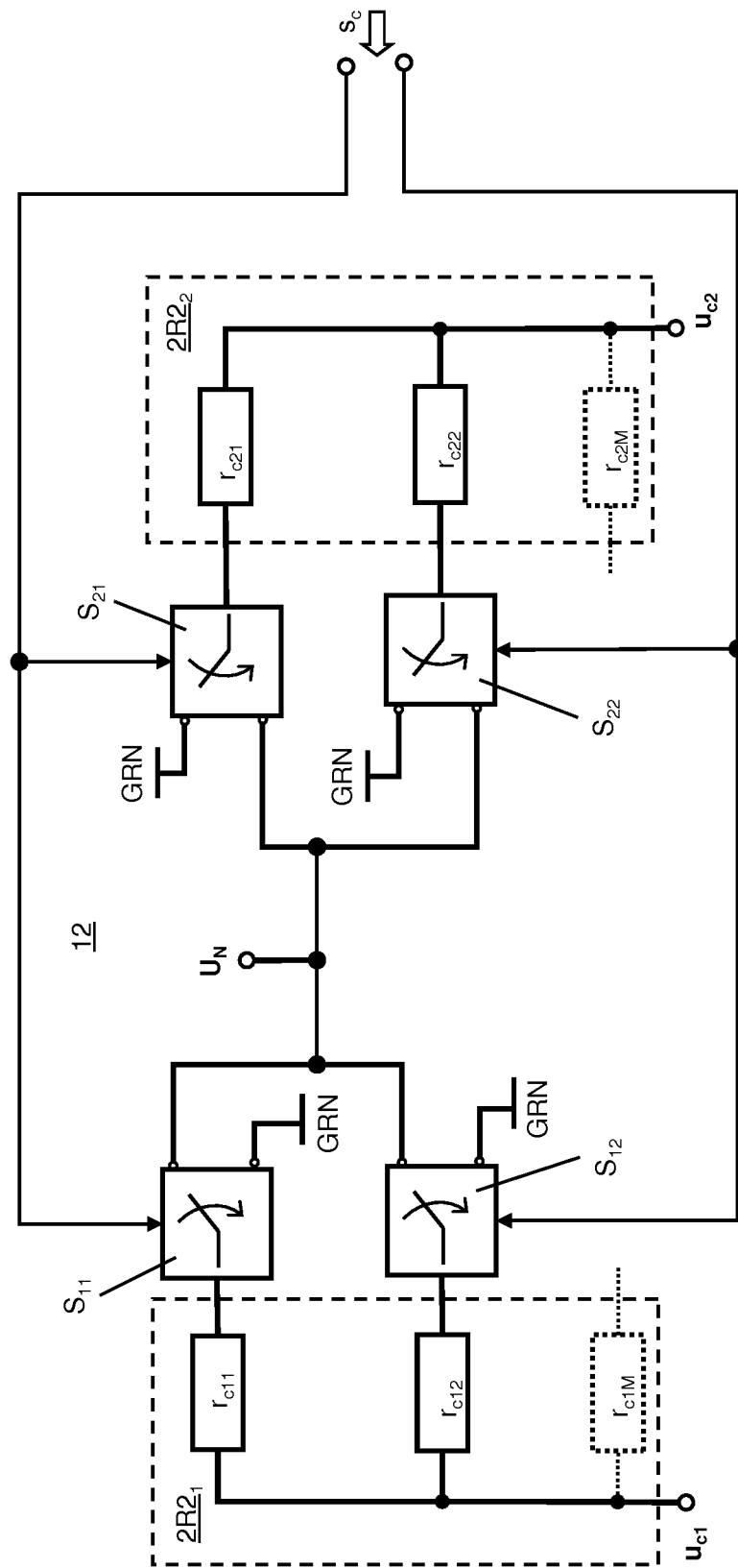


Fig. 3

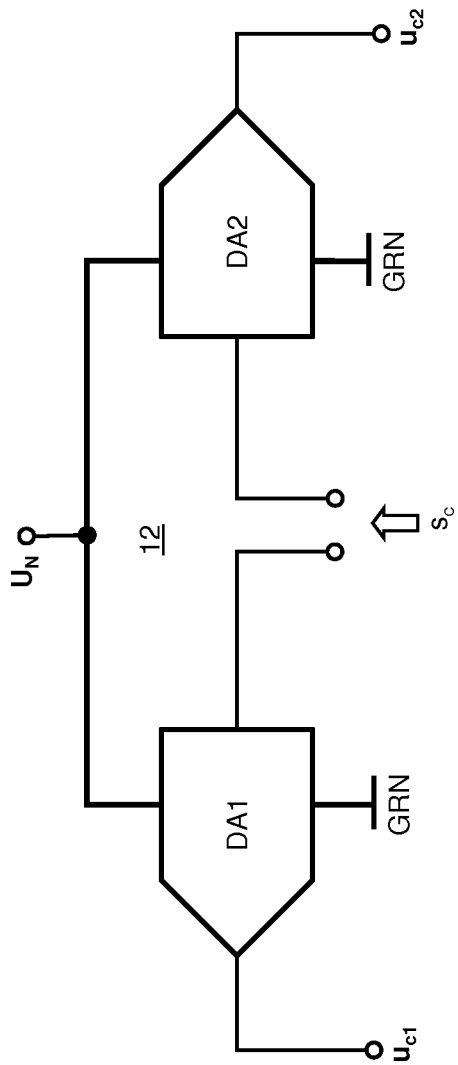


Fig. 4