

19



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

11 CH 693 074 A5

51 Int. Cl.⁷: G 01 D 018/00
G 01 D 003/036
G 01 L 001/16

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

12 PATENTSCHRIFT A5

21 Gesuchsnummer: 01099/98

22 Anmeldungsdatum: 19.05.1998

24 Patent erteilt: 14.02.2003

45 Patentschrift
veröffentlicht: 14.02.2003

73 Inhaber:
K.K. Holding AG, Eulachstrasse 22,
Postfach 304, 8408 Winterthur (CH)

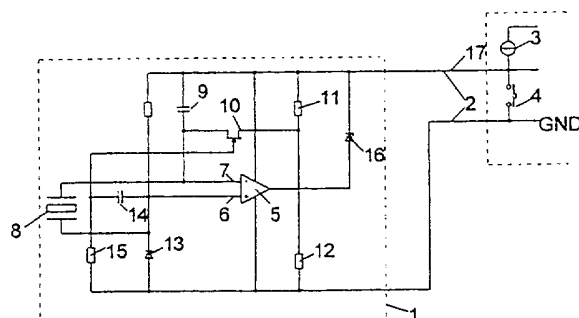
72 Erfinder:
Markus Zanetti, Mühletobelstrasse 37,
8500 Frauenfeld (CH)

54 Schaltungsanordnung zur Messung piezoelektrischer Signale.

57 Um den Messbereich der bekannten Piezomesswandler/Ladungsverstärker-Kombination (1) bei gegebener Kapazität (C_g) des Bereichskondensators (9) zu erweitern und in gewissem Umfang wählbar zu gestalten, ist ein Spannungsteiler (11, 12) vorgesehen, über den der Bereichskondensator (9) und das seiner Nullung dienende Schaltelement (10) auf den die Messsignale aufnehmenden Eingang (7) des Verstärkers (5) zurückgeführt sind.

Das Schaltelement (10) für die Nullung ist dabei von einem durch den Einschaltimpuls betätigten Impulsgeber (14, 15) mit definierter Abklingzeit angesteuert.

Mit diesen Erweiterungen der bekannten Schaltungsanordnung ist der Bereichskondensator (9) zu Messbeginn auf eine bestimmte «Ruhe»-Spannung [$U(C_g)$] aufgeladen, wodurch eine erhebliche Erweiterung des Messbereiches für die zu messende Ladung (Q) erreicht wird.



Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung gemäss Oberbegriff von Anspruch 1. Eine solche ist bekannt aus dem CH-Patent 542 434. Bei dieser bekannten Anordnung wird die Bereichs- oder Gegenkopplungskapazität beim Reset durch Abschalten der Speisung völlig entladen, sodass vor einem erneuten Einschalten der Speisung für eine erneute Messung an dieser Kapazität keine Spannung anliegt, weshalb dieser Vorgang auch als Nullung bezeichnet wird. Diese Nullung des Bereichskondensators hat den Nachteil, dass Messungen nur in einem einzigen, durch seine Kapazität vorgegebenen Messbereich vorgenommen werden können, wie später noch erläutert wird.

Aufgabe der Erfindung ist es, eine Schaltungsanordnung zu schaffen, bei der der Messbereich, losgelöst von der direkten Bindung an die Kapazität des Bereichskondensators, in gewissen Grenzen einstellbar ist. Gelöst wird diese Aufgabe durch die Merkmale im Kennzeichen von Anspruch 1.

Durch den Spannungsteiler wird dabei erreicht, dass sich nach dem Einschalten der Speisung, d.h. beim Öffnen des Reset-Kurzschlusses der Zweidrahtleitung, eine von der Wahl des Spannungsteilers abhängige Ausgangsruhespannung aufbaut, deren Grösse den zu erfassenden Messbereich bestimmt. Dieser Spannungsaufbau erfolgt dadurch, dass beim Einschalten der Speisung ein Impuls von definierter Zeitdauer das Schaltelement während dieser definierten Zeitdauer schliesst. Dadurch lädt ein Regelkreis den Bereichskondensator auf eine definierte Spannung auf, wobei als Sollgrösse des Regelkreises die Referenzspannung am einen Eingang des Verstärkers dient, während als Istgrösse die über den Spannungsteiler und das Schaltelement am anderen Eingang des Verstärkers liegende Ausgangsspannung auf die Referenzspannung abgeglichen wird. Nach Ablauf der definierten Zeitdauer ist die Anordnung messbereit.

Ist die Istgrösse bei der vorstehend beschriebenen Regelung zu gross, so muss die Ausgangsspannung erniedrigt werden. Der dabei fliessende Strom wird über die Eingangskomponenten abgeführt, was in diesen zu einer Erwärmung und damit zu einer verstärkten Drift führt. Um diese Erwärmung so gering wie möglich zu halten, kann man dem Spannungsteiler, der zur Festlegung der Ausgangsruhespannung dient, ein vom Verstärker geregeltes Steuerelement, beispielsweise einen regelbaren Transistor, parallel schalten. Über diesen kann der restliche Speisestrom dann an den Eingangskomponenten vorbei abgeführt werden.

Bekanntlich lässt sich die Zeitkonstante, und damit die untere Grenzfrequenz, der Anordnung durch Wahl eines geeigneten Zeitkonstantenwiderstandes von der Grösse R_g in gewissen Grenzen einstellen, wobei beispielsweise zwischen einem Betrieb mit relativ kurzer Zeitkonstante, der als «short» bezeichnet wird, und einem als «long» bezeichneten Betriebszustand mit längstmöglicher Zeitkonstante umgeschaltet werden kann. Im Short-Betrieb ist die Zeitkonstante – bei gegebener Bereichskapazität C_g – im Wesentlichen bestimmt durch die Grösse

R_g des Zeitkonstantenwiderstandes, während im Long-Betrieb der Widerstand des offenen Schaltelementes im Wesentlichen die Zeitkonstante bestimmt. Ein Ein- bzw. Umschalten auf eine der beiden Betriebsarten kann mit der neuen Schaltungsanordnung erreicht werden, wenn der Impulsgeber zusätzlich eine asymmetrische bistabile Kippstufe steuert, wobei der jeweilige Endzustand der Kippstufe, der durch einen direkten steilen oder einen verzögerten relativ flachen Anstieg des Einschaltimpulses bestimmt ist, die Zeitkonstante der Anordnung definiert, wobei ferner ein Einwegeelement, zum Beispiel eine Diode, eine Selbstansteuerung des einen, durch den steilen Anstieg bestimmten Endzustandes der Kippstufe verhindert.

Wird für die Anordnung auch im Short-Betrieb eine relativ lange Zeitkonstante, beispielsweise von grösser 1 sec., gefordert, woraus ein relativ langsamer Reset, d.h. eine relativ langsame Aufladung des Bereichskondensators auf die Ausgangsruhespannung resultiert, so kann für einen schnellen Reset ein weiteres, ebenfalls vom Impulsgeber gesteuertes Schaltelement den Zeitkonstantenwiderstand überbrücken. In welcher Betriebsart die Anordnung betrieben wird, lässt sich erkennen, wenn dem Spannungsteiler, der zur Festlegung der Ausgangsruhespannung dient, ein kurzschliessbarer Widerstand vorgeschaltet ist, dessen Kurzschliessen von der Kippstufe gesteuert ist; durch Zuschalten bzw. Kurzschliessen dieses Widerstandes wird dabei die Ausgangsruhespannung geändert.

Ein Nullpunktversatz infolge eines Driftstromes im Zeitkonstantenwiderstand lässt sich korrigieren, wenn diesem ein Analog-Integrator oder -Komparator parallel geschaltet ist; der Driftstrom fliesst dann nicht mehr durch den Zeitkonstantenwiderstand, sondern wird über den Analog-Integrator oder Komparator abgeführt.

Bei gegebenem Bereichskondensator lässt sich eine Optimierung des Messbereiches auf die vorgesehene Anwendung erreichen, wenn der Bereichskondensator über einen zweiten Spannungsteiler rückgekoppelt ist, wobei dem Messsignal-Eingang des Verstärkers ein Tiefpass vorgeschaltet ist; der Tiefpass dient dabei dazu, eine durch die Messbereicheinstellung mittels des zweiten Spannungsteilers auftretende Frequenzgangänderung zu kompensieren.

Wird das piezoelektrische Element des Piezomesswandlers von Masse isoliert in das Wandlergehäuse eingebaut und zwischen beide Verstärkereingänge eingesetzt, kann die Drift in der Piezomesswandler/Verstärkerkombination tief gehalten werden, da die Spannung am piezoelektrischen Element klein oder nicht vorhanden ist.

Im Folgenden wird die Erfindung anhand von Ausführungsbeispielen erläutert.

Es zeigen

Fig. 1 ein Prinzipschaltbild der Grundschialtung,

Fig. 2 eine Schaltungsanordnung, bei der der restliche Speisestrom über ein geregeltes Steuerelement abgeführt wird,

Fig. 3 und 4 eine Schaltungsanordnung, bei der eine Zeitkonstantenumschaltung mittels einer bista-

bilen Kippstufe sowie eine Anzeige der gewählten Betriebsart vorgesehen sind,

Fig. 5 eine Schaltungsanordnung mit einem zusätzlichen Integrator parallel zum Zeitkonstantenwiderstand,

Fig. 6 eine Schaltung mit einem zweiten Spannungsteiler für die Messbereichseinstellung und mit einem Tiefpassfilter,

Fig. 7 eine Parameter-Darstellung der unter Beibehaltung der Messbereichskapazität möglichen Messbereiche, wobei der Parameter das Verhältnis des Spannungsteilers zur Einstellung des Messbereiches ist, und

Fig. 8 die Kompensation eines Arbeitspunktversatzes mithilfe eines Integrators.

Die Piezomesswandler/Ladungsverstärker-Kombination 1, die in Fig. 1 bis 6 in einem gestrichelten Rahmen dargestellt ist, ist über eine Zweidraht-Leitung 2 mit einer nicht weiter dargestellten Auswert- und Versorgungseinheit verbunden. In dieser befinden sich eine Konstantstromquelle 3 und ein Kurzschlusschalter 4 für die Zweidrahtleitung 2, der zum Einschalten der Anordnung geöffnet wird.

In bekannter Weise ist der Ausgang des Ladungsverstärkers 5, zwischen dessen beiden Eingängen 6 und 7 das piezoelektrische Messelement 8, z.B. ein Quarzkristall, angeordnet ist, über einen Bereichskondensator 9 mit der Kapazität C_g gegengekoppelt. Der Kondensator 5 wird zur Nullung über ein Schaltelement 10 nicht, wie bekannt, direkt kurzgeschlossen, sondern ist erfindungsgemäss über das Schaltelement 10 und einen Spannungsteiler 11, 12 auf den das Messsignal aufnehmenden Eingang 7 des Verstärkers 5 zurückgeführt. Der andere Eingang 6 des Verstärkers 5 ist durch eine Konstantspannungsquelle 13 auf einer definierten Referenzspannung gehalten.

Das Schaltelement 10, das – wie auch die anderen in der Anmeldung verwendeten Schaltelemente – in bekannter Weise zum Beispiel ein Relais, ein Mikroschalter, ein thermo- oder lichtgesteuerter Schalter oder, wie in den gezeigten Beispielen, ein FET sein kann, wird von einem Impulsgeber mit definierter Abklingzeit, der in den Beispielen ein entsprechend dimensioniertes RC-Glied 14, 15 ist, aber beispielsweise auch eine monostabile Kippstufe sein kann, angesteuert. Weiterhin ist es möglich, was nicht gezeigt ist, der Referenzspannungsquelle 13 einen Spannungsteiler parallel zu schalten und die Referenzspannung für den Verstärkereingang 6 diesen abzunehmen; darüber hinaus kann mithilfe einer nicht gezeigten Diode parallel zum Widerstand 15 eine schnellere Entladung des Kondensators 14 bei kurzgeschlossenener Zweidrahtleitung 2 erreicht werden.

Schliesslich ist der Verstärkerausgang durch eine weitere Diode 16 vom Ausgang 17 entkoppelt.

Die Funktionsweise der in der Grundschialtung wiedergegebenen Anordnung sei nun kurz beschrieben:

Beim Einschalten der Schaltungsanordnung baut sich an der als Konstantspannungsquelle dienenden Referenzdiode 13 die Referenzspannung auf, die nach dem Kondensator 14 einen Impuls erzeugt,

der über den Widerstand 15 abklingt. Dieser Impuls steuert das Schaltelement 10 an, welches einen Regelkreis schliesst. Der Regelkreis hat als Sollgrösse die Referenzspannung am Eingang 6 des Verstärkers 5; die Istgrösse des Regelkreises ist die Spannung am Messsignale aufnehmenden Verstärkereingang 7; die Istgrösse wird aus der Ausgangsspannung erzeugt, welche über den Spannungsteiler 11, 12 und das durchgesteuerte Schaltelement 10 zurückgeführt wird. In der Zeit, während der das Schaltelement 10 durchgesteuert ist und die Regelung aktiv ist, wird der Bereichskondensator 9 auf einen definierten Spannungswert geladen.

Ist die Istgrösse bei 7 kleiner als die Sollgrösse bei 6, vergrössert sich die Spannung am Ausgang 17 und damit auch die Istgrösse bei Eingang 7. Ist die Istgrösse bei 7 grösser als die Sollgrösse bei 6, verkleinert sich die Spannung am Ausgang 17 und damit auch die Istgrösse am Eingang 7.

Der Regelvorgang ist abgeschlossen, wenn Istgrösse und Sollgrösse gleich gross sind. Nach Abklingen des Impulses über den Widerstand 15 wird das Schaltelement 10 geöffnet und damit der Regelkreis unterbrochen. Die Anordnung ist nunmehr zur Messung piezoelektrischer Signale bereit.

Fig. 2 unterscheidet sich von Fig. 1 nur dadurch, dass der Ausgang des Verstärkers 5 nicht direkt über die Diode 16 am Ausgang 17 liegt, sondern dass der Verstärker 5 über einen regelbaren Transistor 18 an den Ausgang 17 angeschlossen ist.

Bei zu niedriger Istgrösse des Regelkreises steuert der Verstärker 5 den Transistor 18 so an, dass er sperrt, wodurch sich die Spannung am Ausgang 17 und damit die Istgrösse vergrössert.

Bei zu hoher Istgrösse steuert der Verstärker 5 den Transistor 18 so an, dass dieser leitend wird, wobei er entsprechend der zu hohen Ausgangsspannung bei 17 so geregelt wird, dass ein Teil dieser Spannung durch einen über ihn fliessenden Strom abgebaut wird, wodurch die Ausgangsspannung und damit auch die Istgrösse bei 7 verkleinert wird. Auf diese Weise wird der abfliessende Strom an den Eingangskomponenten vorbeigeführt, wodurch deren Erwärmung verringert wird.

In den Fig. 3 und 4 ist die Anordnung durch einen Zeitkonstantenwiderstand 19 von der Grösse R_g sowie durch eine asymmetrische bistabile Kippstufe 20 erweitert, die ebenfalls von dem Impulsgeber 14, 15 gesteuert wird. Eine Selbstansteuerung der Kippstufe in ihren einen Endzustand wird dabei durch ein Einwegelement, zum Beispiel eine Diode 21, verhindert.

Wie bereits erwähnt, dient die Kippstufe 20 einer Umschaltung zwischen Short- und Longbetrieb, wobei die Zeitkonstante im Shortbetrieb – bei gegebenem Bereichskondensator 9 – im Wesentlichen durch die Grösse R_g des Zeitkonstantenwiderstandes 19 bestimmt ist, während die Zeitkonstante des Longbetriebs im Wesentlichen durch den Widerstand des offenen Schaltelementes 10 gegeben ist. In welchem Endzustand die Kippstufe 20 sich befindet, ist von der Form des Einschaltimpulses bestimmt. Gelangt der Einschaltimpuls direkt, d.h. mit einer steilen Flanke bei einer – in den Beispielen aus einem Schalter 22 und einem Kondensator 23

bestehenden – inaktiven Verzögerung in der Auswerte- und Speiseeinheit, in die Kippstufe 20, so arbeitet die Anordnung im Longbetrieb. Ein steiler Einschaltimpuls bewirkt dabei über den Impulsgeber 14, 15 einen Impuls auf den Transistor 25 der Kippstufe 20, der dadurch leitend wird und nach Abklingen des Einschaltimpulses die Stellung «offen» am Schaltelement 10 gewährleistet. Gleichzeitig bewirkt der leitende Transistor 25, dass ein Schaltelement 26 (Fig. 3), das einen zusätzlichen Widerstand 27 im Spannungsteiler 11, 12 kurzschliessen kann, offen bleibt, sodass eine für die Betriebsart Long charakteristische Ausgangsruhespannung auftritt.

Erfolgt das Einschalten der Anordnung infolge der aktivierten Verzögerung 22, 23 in der Auswerte- und Speiseeinheit mit langsam ansteigender Flanke, so vermag der vom Impulsgeber 14, 15 ausgesandte Impuls den Transistor 25 nicht in den leitenden Zustand zu versetzen, sodass infolge der Asymmetrie der Kippstufe 20 der Transistor 28 im anderen stabilen Endzustand leitend ist. Dies bewirkt zum einen, dass das Schaltelement 10 auch nach einem Abklingen des Einschaltimpulses leitend bleibt, und zum anderen, dass das Schaltelement 26 den Widerstand 27 kurzschliesst; durch dieses Kurzschliessen stellt sich eine für den Shortbetrieb vorgegebene Ausgangsruhespannung ein. Bei durchgesteuertem Schaltelement 10 ist die Zeitkonstante im Wesentlichen durch die Grösse R_g des Zeitkonstantenwiderstandes 19 bestimmt. Wie bereits ausgeführt, befindet sich die Anordnung damit im Shortbetrieb.

Bei relativ kleinen Zeitkonstantenwiderständen 19, bei denen Zeitkonstanten bis zu etwa 1 sec erreicht werden, ist eine durch den Widerstand 19 bestimmte Resetzeit tolerierbar; sie beträgt etwa das 6fache der Zeitkonstante. Für längere Zeitkonstanten sollte man die Resetzeiten verkürzen, was durch ein weiteres Schaltelement 30, das ebenfalls vom Impulsgeber 14, 15 in der gleichen Weise wie das Schaltelement 10 im Long- oder Shortbetrieb gesteuert wird, erfolgen kann. Mit diesem Schaltelement 30 wird der Zeitkonstantenwiderstand 19 während des Resets, d.h. während der Aufladung des Bereichskondensators 9, überbrückt.

In der in Fig. 5 gezeigten Schaltung ist dem Zeitkonstantenwiderstand 19 ein Analog-Integrator 31 parallel geschaltet. Dieser bewirkt, wie in Fig. 8 gezeigt, eine Driftstromkorrektur, wenn infolge eines Driftstromes, der durch den Zeitkonstantenwiderstand fliesst, am Ausgang des Verstärkers 5 eine Arbeitspunktverschiebung auftritt. In Fig. 8 sind als Abszisse die Zeit in sec und als Ordinate die Spannung am Ausgang 17 in Volt (V) aufgetragen. Beim Einschalten der Anordnung durch Öffnen des Schalters 4 in der Auswerteeinheit zur Zeit t_0 verschiebt sich infolge der erwähnten Drift am Ausgang 17 beispielsweise die Spannung gegen null, die ihren minimalen Endwert zur Zeit t_1 erreicht. Durch den Integrator 31, der auch durch einen Komparator ersetzt sein kann, wird diese Spannung langsam abgebaut, sodass zur Zeit t_2 die Arbeitspunktverschiebung ausgeregelt ist und mit der Messung begonnen werden kann. Mit 32 sind in Fig. 8, schematisch angedeutet, Messsignale bezeichnet.

Die Schaltung nach Fig. 6, die der Übersicht wegen gegenüber den vorhergehenden Figuren vereinfacht worden ist, zeigt einen zweiten Spannungsteiler 33, 34, über den der Bereichskondensator 9 rückgekoppelt wird. Dieser Spannungsteiler 33, 34 ermöglicht, je nach Wahl seines Widerstandsverhältnisses, gegenüber dem durch die Kapazität C_g und durch die vom Spannungsteiler 11, 12 bestimmten maximalen Messbereich empfindlichere Messbereiche festzulegen, ohne die Kapazität C_g und den Spannungsteiler 11, 12 in ihrem Wert zu verändern. Dadurch kann die Schaltungsanordnung optimal an die zu messende Grösse angepasst werden.

Diese Art der Messbereichseinstellung verursacht eine Frequenzgangänderung. Diese Änderung wird kompensiert durch ein Tiefpassfilter 35, 36 vor diesem Verstärkereingang 7.

Die Wirkung der Erfindung sei nun anhand von Fig. 7 für eine willkürlich vorgegebenen Auslegung der Schaltungskomponenten erläutert, wobei auf der Abszisse die Ruhespannung über dem Bereichskondensator 9 nach Reset in Volt (V) und auf der Ordinate der jeweils zugehörige Ladungs-Messbereich in Nano-Coulomb (nC) angegeben sind. Mit $U(C_g)$ ist die Spannung am Bereichskondensator 9, also dessen Spannung nach Abklingen des Einschaltimpulses unmittelbar vor Messbeginn, aufgetragen. Die Spannung $U_1(C_g)$ entspricht im Maximum der Differenz aus der Ausgangsruhespannung $U(A)$ der Anordnung und der Referenzspannung $U(R)$ am Eingang 6 des Verstärkers 5, da ja beide Verstärkereingänge 6 und 7 auf denselben Spannungswert abgeglichen sind. Der mögliche Gesamtbereich dieser Spannung $U(C_g)$ erstreckt sich über die gesamte Ausgangsruhespannung $U(A)$.

Der maximalen Spannung am Kondensator 9 bei Messbeginn ist ein maximaler Messbereich d für die zu messende Ladung Q zugeordnet, der sich über die ganze Höhe der Ordinate in Fig. 7 erstreckt.

Vom Endpunkt E dieses Messbereiches, also seinem Maximalwert, bei maximaler Spannung $U_1(C_g)$ ergibt sich in der Parameterdarstellung der Fig. 7 der mögliche Messbereich für eine zu messende Ladung Q durch Zuordnung dieser Ladung zum jeweiligen Wert für $U(C_g)$ mithilfe der Geraden, die von E aus über den ganzen möglichen Bereich für $U(C_g)$ verläuft, d.h. über die ganze Abszissenstrecke für die Ausgangsruhespannung $U(A)$. Ein für eine bestimmte Aufgabe geeigneter Messbereich für die Ladung Q bzw. die dafür notwendige Spannung $U(C_g)$ kann dabei mithilfe des Spannungsteilers 33, 34 ausgewählt werden.

Aus Fig. 7 lässt sich daher ersehen, dass mit einer Anordnung nach dem Stand der Technik, bei der ja zu Messbeginn der Wert $U(C_g) = 0$, in Fig. 7 mit $U_0(C_g)$ bezeichnet, gegeben ist, nur ein einziger Messbereich a genutzt werden kann, während mit der erfindungsgemässen Schaltung bei dem Maximalwert $U_1(C_g)$ der gesamte, auf der Ordinate dargestellte Ladungsbereich d erfasst werden kann.

Mithilfe des Spannungsteilers 33, 34 ist es darüber hinaus möglich, einen beliebigen Zwischenwert $U_2(C_g)$ und damit einen verkleinerten möglichen Messbereich b für die Ladung Q auszuwählen. Für

die zugrunde gelegte Auslegung ermöglicht ein Wert $U_2(C_g) = 2$ Volt beispielsweise einen Messbereich b für die Ladung Q von 15 nC.

Selbstverständlich ist die Erfindung nicht auf die beschriebenen Beispiele und die darin gezeigten Auslegungen der Schaltungsanordnung beschränkt, sondern ergibt sich aus den Patentansprüchen.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Messung piezoelektrischer Signale durch eine Piezomesswandler/Ladungsverstärker-Kombination (1), bei der ein Bereichskondensator (9) von einer Reset- oder Nullungseinrichtung überbrückt wird, wobei eine zweipolige Drahtverbindung (2) für die Speisung gleichzeitig der Signalübertragung und der Nullung dient, die ihrerseits von einem durch die von einer Konstantstromquelle (3) erzeugte Speisespannung beeinflussten Schaltelement (10) gesteuert ist, wobei weiterhin ein Eingang (6) des Verstärkers (5) durch eine Konstantspannungsquelle (13) auf einer definierten Referenzspannung $[U(R)]$ gehalten wird, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgangsruhespannung $[U(A)]$ der Anordnung über einen Spannungsteiler (11, 12) und das Schaltelement (10) an den anderen, die Messsignale aufnehmenden Eingang (7) des Verstärkers (5) zurückgeführt ist, und dass ferner das Schaltelement (10) über einen Impulsgeber (14, 15) mit definierter Abklingzeit angesteuert wird.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass dem Spannungsteiler, der zur Festlegung der Ausgangsruhespannung dient, ein vom Verstärker (5) geregeltes Steuerelement (18) parallel geschaltet ist.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2, mit einem Zeitkonstantenwiderstand (19) in Verbindung mit dem Bereichskondensator (9), dadurch gekennzeichnet, dass der Impulsgeber (14, 15) zusätzlich eine asymmetrische bistable Kippstufe (20) steuert, wobei der jeweilige Endzustand der Kippstufe (20), der durch einen direkten, steilen oder einen verzögerten, relativ flachen Anstieg des Einschaltimpulses bestimmt ist, die Zeitkonstante der Anordnung definiert, wobei ferner ein Einwegeelement (21) eine Selbstansteuerung des einen, durch den steilen Anstieg bestimmten Endzustands der Kippstufe (20) verhindert.

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass dem Spannungsteiler (11, 12), der zur Festlegung der Ausgangsruhespannung dient, ein kurzschliessbarer Widerstand (27) vorgeschaltet ist, dessen Kurzschliessen von der Kippstufe (20) gesteuert ist.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, dass ein weiteres, ebenfalls vom Impulsgeber (14, 15) gesteuertes Schaltelement (30) den Zeitkonstantenwiderstand (19) überbrückt.

6. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 3 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass dem Zeitkonstantenwiderstand (19) ein Analog-Integrator (31) oder -Komparator parallel geschaltet ist.

7. Schaltungsanordnung nach einem der vorge-

henden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Bereichskondensator (9) über einen zweiten Spannungsteiler (33, 34) rückgekoppelt ist, wobei dem Messsignal-Eingang (7) des Verstärkers (5) ein Tiefpass (35, 36) vorgeschaltet ist.

8. Schaltungsanordnung nach einem der vorgehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das piezoelektrische Element des Piezomesswandlers (8) von Masse isoliert in das Wandlergehäuse eingebaut ist.

9. Verfahren zur Erzeugung einer definierten Ausgangsruhespannung $[U(A)]$ für die Piezomesswandler/Ladungsverstärker-Kombination (1) mithilfe der Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass beim Einschalten der Anordnung durch Öffnen des Kurzschlusses (4) der Zweidrahtleitung (2) ein Impuls von definierter Zeitdauer das Schaltelement (10) während der definierten Zeitdauer schliesst, wodurch ein Regelkreis den Bereichskondensator (9) auf eine definierte Spannung auflädt, wobei als Sollgrösse des Regelkreises die Referenzspannung $[U(R)]$ am einen Eingang (6) des Verstärkers (5) dient, und als Istgrösse die über den Spannungsteiler (11, 12) und das Schaltelement (10) am anderen Eingang (7) des Verstärkers (5) liegende Ausgangsspannung auf die Referenzspannung $[U(R)]$ abgeglichen wird.

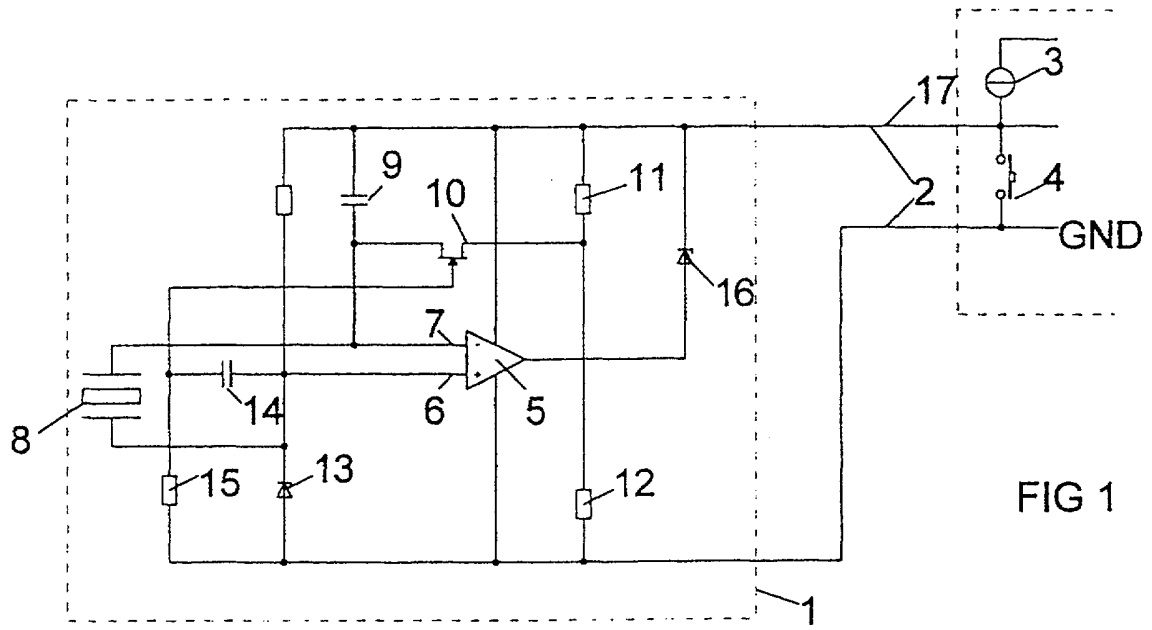


FIG 1

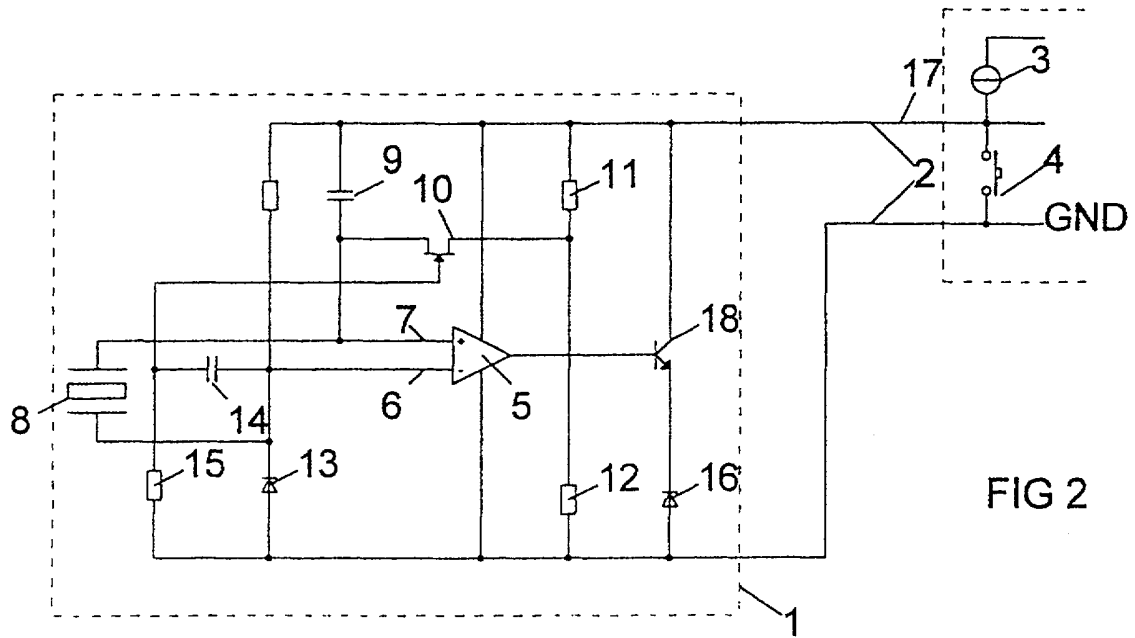


FIG 2

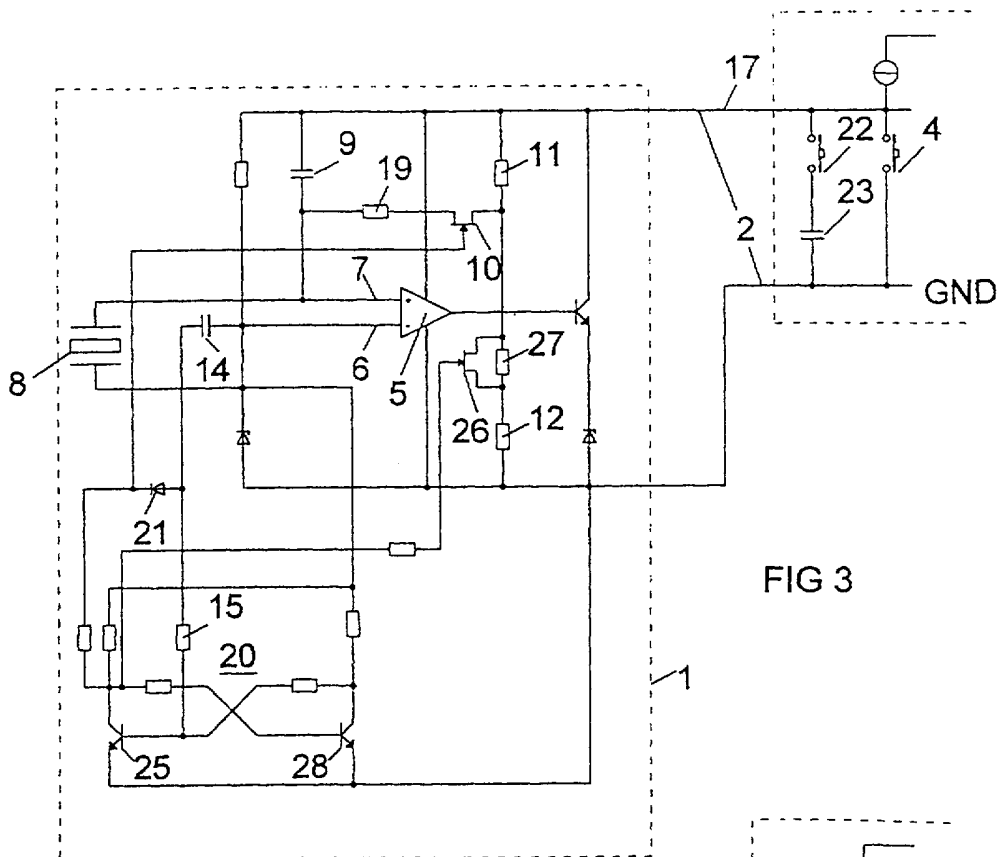


FIG 3

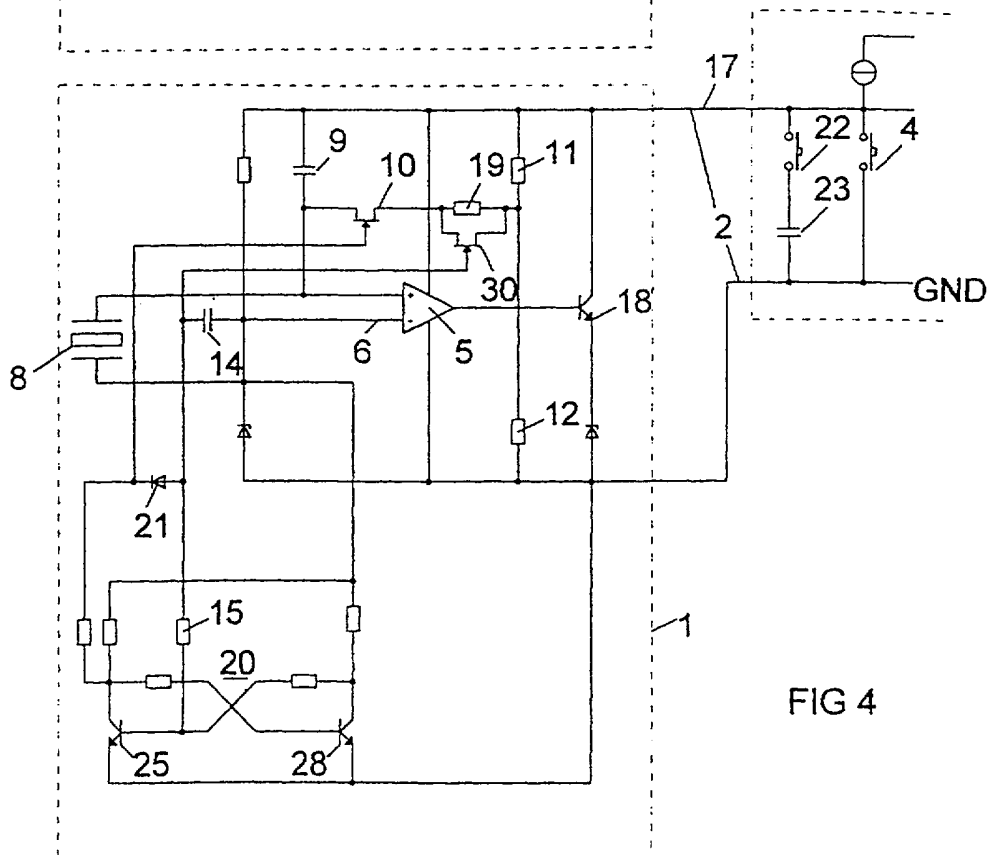


FIG 4

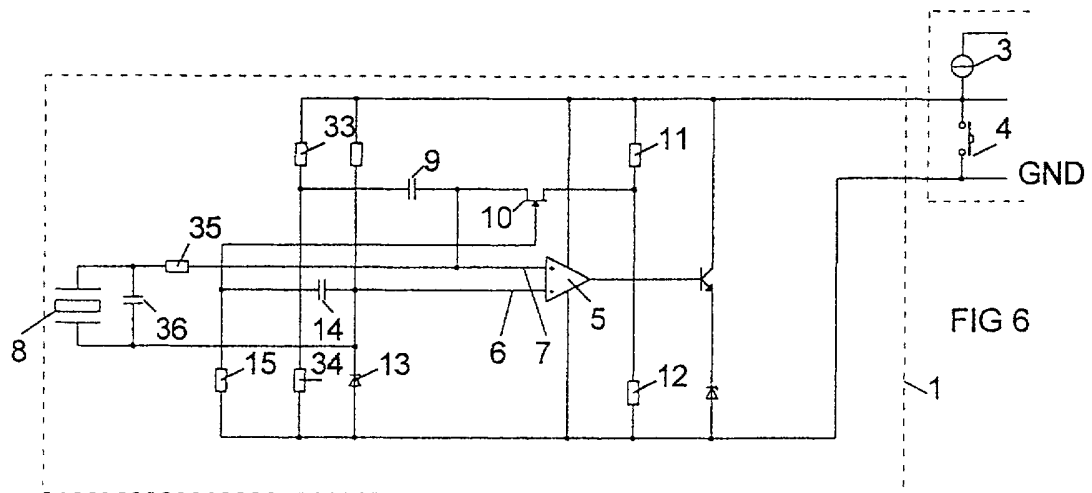
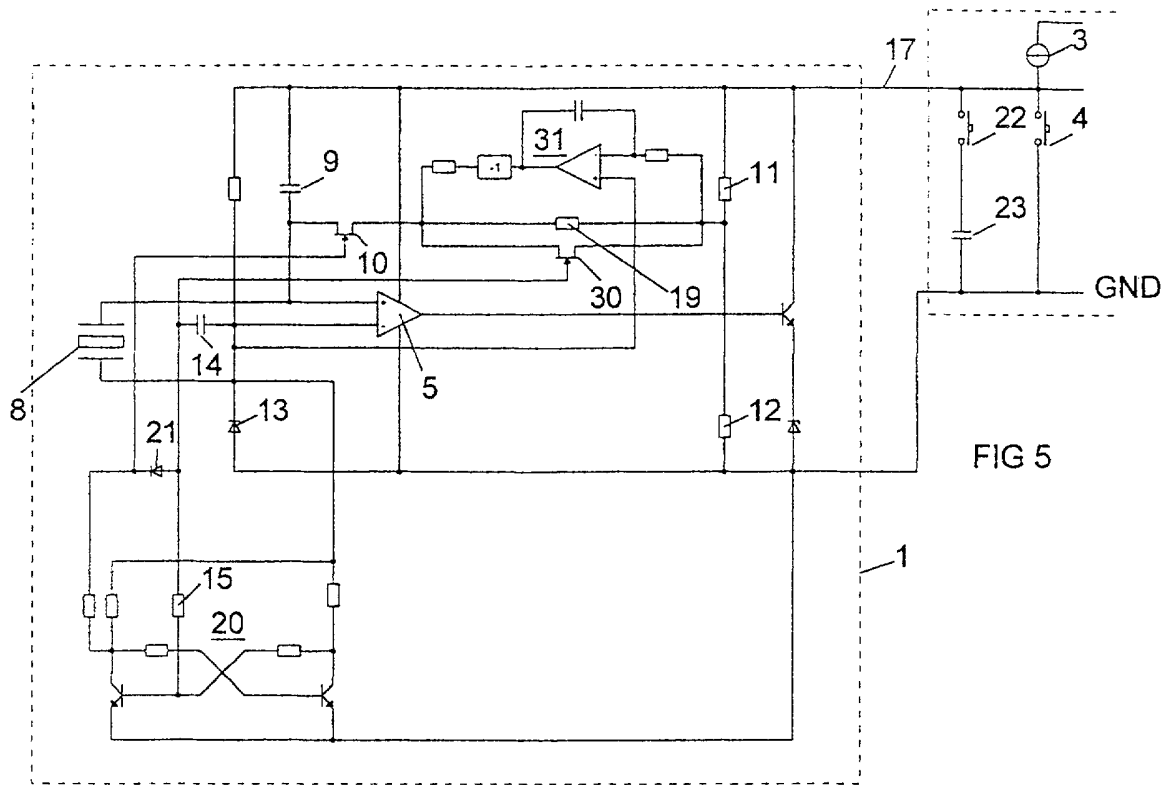


Fig 7

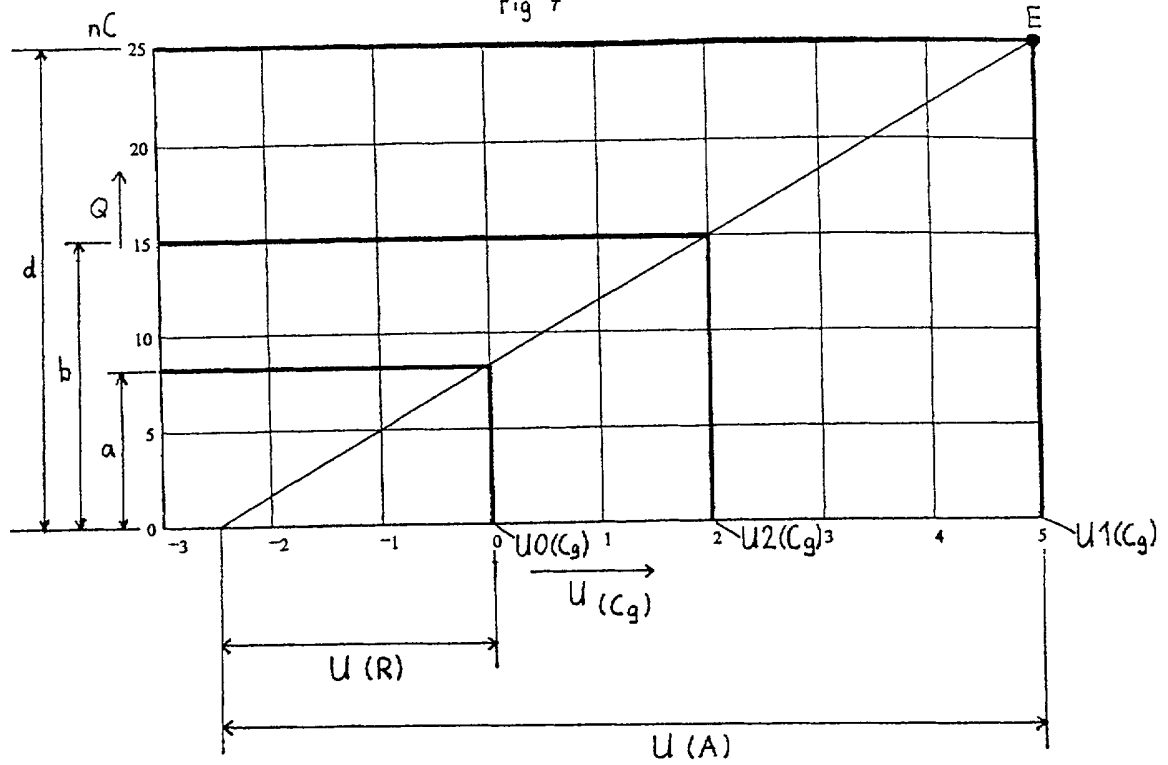


Fig 8

