

19



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets



11 Veröffentlichungsnummer: **0 343 403 B1**

12

## EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

- 45 Veröffentlichungstag der Patentschrift: **08.09.93**      51 Int. Cl.<sup>5</sup>: **B06B 1/02**
- 21 Anmeldenummer: **89107994.9**
- 22 Anmeldetag: **03.05.89**

54 **Schaltungsanordnung zur Selbsterregung eines mechanischen Schwingensystems zu Eigenresonanzschwingungen.**

30 Priorität: **03.05.88 DE 3815007**

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung:  
**29.11.89 Patentblatt 89/48**

45 Bekanntmachung des Hinweises auf die  
Patenterteilung:  
**08.09.93 Patentblatt 93/36**

84 Benannte Vertragsstaaten:  
**CH DE ES FR GB IT LI NL**

56 Entgegenhaltungen:  
**EP-A- 0 240 360**  
**GB-A- 845 267**  
**US-A- 3 469 211**

**WIRELESS WORLD, Band 73, Nr. 12, Dezember 1967, Seiten 594-598, Sussex, GB; A.E. CRUMP: "Diode function generators"**

**PATENT ABSTRACTS OF JAPAN, Band 8, Nr. 163 (P-290)[1600], 27. Juli 1984; & JP-A-59 58 581 (MATSUSHITA DENKI SANGYO K.K.) 04-04-1984**

73 Patentinhaber: **Endress u. Hauser GmbH u. Co.**  
**Hauptstrasse 1**  
**D-79689 Maulburg(DE)**

72 Erfinder: **Pfändler Martin**  
**Schlossstrasse, 12**  
**7853 Steinen(DE)**

74 Vertreter: **Leiser, Gottfried, Dipl.-Ing. et al**  
**Prinz & Partner, Manzingerweg 7**  
**D-81241 München (DE)**

**EP 0 343 403 B1**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Selbsterregung von Eigenresonanzschwingungen des mechanischen Schwingensystems eines Füllstandssensors mit einem elektromechanischen Wandlersystem, das im Rückkopplungskreis einer elektronischen Verstärkerschaltung angeordnet ist, so daß es durch die Ausgangswechselspannung der Verstärkerschaltung zu mechanischen Schwingungen angeregt wird und zum Eingang der Verstärkerschaltung eine Wechselspannung mit der Frequenz der mechanischen Schwingungen liefert, wobei die Verstärkerschaltung einen Operationsverstärker mit nichtlinearer Verstärkungskennlinie enthält, die bei kleinen Werten des Eingangssignals eine größere Verstärkung als bei größeren Werten des Eingangssignals ergibt.

Eine Schaltungsanordnung dieser Art ist aus der EP-A-240 360 bekannt. Durch die nichtlineare Verstärkungskennlinie wird ein Problem gelöst, das insbesondere bei mechanischen Schwingensystemen von Füllstandssensoren auftritt. Zur Feststellung des Erreichens eines vorbestimmten Füllstands in einem Behälter mit Hilfe eines zu Eigenresonanzschwingungen angeregten mechanischen Schwingensystems wird die Tatsache ausgenutzt, daß die Schwingungen beim Eintauchen des Sensors in das Füllgut infolge der starken Dämpfung aussetzen, während das Wiedereinsetzen der Schwingungen anzeigt, daß der Füllstand unter die Einbauhöhe des Sensors gefallen ist. Wird bei einer solchen Anwendung der Sensor im Prozeßbehälter hohen Temperaturen ausgesetzt, so kann sich dadurch der Übertragungsfaktor des Sensors so stark ändern, daß er nicht mehr anschwingen kann, wodurch es zu einer Fehlanzeige des Füllstands kommt. In gleicher Weise wirken sich stark zur Ansatzbildung neigende Füllgüter (z.B. Kalk, Mehl) aus: Bei starker Ansatzbildung kann der Sensor nicht mehr anschwingen, so daß fälschlich angezeigt wird, daß der Sensor bedeckt ist, obwohl er in Wirklichkeit nicht in das Füllgut eintaucht und nur mit Ansatz bedeckt ist. Wenn zur Vermeidung dieses Problems die Verstärkung der Verstärkerschaltung erhöht wird, wird die Fremdviolationsempfindlichkeit zu groß. Dies bedeutet, daß bei bedecktem Sensor Vibrationen am Behälter, die beispielsweise durch Rüttler oder vorbeiströmendes Füllgut verursacht werden, Ausgangsspannungen der Verstärkerschaltung verursachen können, die vortäuschen, daß der Sensor nicht bedeckt ist und Eigenresonanzschwingungen ausführt, wobei dann fälschlicherweise ein zu niedriger Füllstand angezeigt wird. Durch die nichtlineare Verstärkungskennlinie wird ein sicheres Anschwingen auch unter ungünstigen Betriebsbedingungen gewährleistet und die Gefahr von Fehlanzeigen des Schwingungszustands verringert, ohne daß die Fremdviolationsempfindlichkeit zu groß wird.

Bei der aus der EP-A-240 360 bekannten Schaltungsanordnung enthält der Rückkopplungskreis des Operationsverstärkers einen nichtlinearen Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizient in Reihe mit einem aus einer Induktivität und einer Kapazität gebildeten Serienschwingkreis. Die nichtlineare Verstärkerkennlinie entsteht dadurch, daß der nichtlineare Widerstand beim Einsetzen der Schwingungen einen kleineren Widerstandswert als im stationären Schwingungszustand hat. Da außerdem das mechanische Schwingungsgebilde in einer kapazitiven Brücke liegt, die über eine zweite Induktivität an den Ausgang des Operationsverstärkers angekoppelt ist, ist diese Schaltungsanordnung aufwendig, und sie enthält Schaltungselemente, die in der üblichen Halbleiterschaltungstechnik ungern verwendet werden.

Aus der Zeitschrift "Wireless World", Band 73, Nr. 12, Dezember 1967, Seiten 594-598, sind Diodenfunktionsgeneratoren bekannt, die durch einen Operationsverstärker mit in Abhängigkeit von der Signalamplitude veränderlichem Rückkopplungswiderstand gebildet sind. Zur Erzielung des veränderlichen Rückkopplungswiderstands weist der Rückkopplungskreis mehrere parallele Zweige auf, von denen jeder einen Widerstand in Serie mit einer Diode enthält. Die Widerstandswerte sind so abgestuft, daß die Dioden bei unterschiedlichen Werten des Eingangssignals leitend werden und dann jeweils den in Serie dazu liegenden Widerstand parallel in den Rückkopplungszweig einschalten. Dadurch ergibt sich eine Funktionskennlinie in Form eines gebrochenen Linienzugs. Diese Wirkung tritt jedoch nur für eine der beiden Stromrichtungen ein, denn für die andere Stromrichtung sind alle Dioden gesperrt. Um eine Wechselspannung gemäß der Funktionskennlinie zu verändern, muß diese Wechselspannung einseitig auf das Bezugspotential festgelegt werden, so daß sie sich nur nach einer Seite verändert. Diese bekannte Schaltungsanordnung eignet sich daher nicht für die Selbsterregung von Eigenresonanzschwingungen des mechanischen Schwingensystems eines Füllstandssensors durch eine zum Bezugspotential symmetrische Wechselspannung.

Aufgabe der Erfindung ist die Schaffung einer Schaltungsanordnung der eingangs angegebenen Art von einfachem Aufbau, die nur Schaltungselemente der üblichen Halbleiterschaltungstechnik enthält und die Selbsterregung von Eigenresonanzschwingungen des mechanischen Schwingensystems eines Füllstandssensors durch eine zum Bezugspotential symmetrische Wechselspannung ermöglicht.

Gemäß einer ersten Ausführungsform der Erfindung wird diese Aufgabe dadurch gelöst, daß der Rückkopplungskreis des Operationsverstärkers zwei in Serie geschaltete Widerstände enthält, und daß einem der beiden Widerstände zwei Halbleiterdioden gegensinnig parallelgeschaltet sind.

Eine zweite Ausführungsform der Erfindung besteht darin, daß der invertierende Eingang des Operationsverstärkers durch einen Schaltzweig, der einen Feldeffekttransistor enthält, mit Masse verbunden ist, und daß der Strompfadwiderstand des Feldeffekttransistors durch eine an dessen Gate-Elektrode angelegte Steuerspannung veränderlich ist, die von der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers abhängt.

Nachfolgend werden Ausführungsbeispiele der Erfindung beschrieben, die in der Zeichnung dargestellt sind. In der Zeichnung zeigt:

Fig. 1 das Blockschaltbild einer Schaltungsanordnung zur Erregung eines mechanischen Schwingensystems zu Eigenresonanzschwingungen,

Fig. 2 das Schaltbild einer Ausführungsform des Eingangverstärkers der Schaltungsanordnung von Fig. 1,

Fig. 3 Diagramme zur Erläuterung der Funktionsweise des Eingangverstärkers von Fig. 2,

Fig. 4 das Schaltbild einer anderen Ausführungsform des Eingangverstärkers von Fig. 2 und

Fig. 5 Diagramme zur Erläuterung der Funktionsweise des Eingangverstärkers von Fig. 4.

Fig. 1 zeigt als Beispiel für ein mechanisches Schwingensystem, das zu Schwingungen mit der Eigenresonanzfrequenz angeregt werden soll, einen Füllstandssensor 10 mit zwei Schwingstäben 12, 14. Die Schwingstäbe werden in gegenphasige Biegeschwingungen versetzt, die beim Eintauchen der Stäbe in das Füllgut so stark gedämpft werden, daß die Schwingungen aussetzen, wodurch festgestellt werden kann, daß das Füllgut einen vorbestimmten Füllstand erreicht hat, während umgekehrt das Wiedereinsetzen der Schwingungen anzeigt, daß der Füllstand wieder unter die zu überwachende Höhe gefallen ist. Die Schwingstäbe, 12, 14 sind jeweils mit einem Ende an einer Membran 16 befestigt, die am Rand in einer Halterung 18 eingespannt ist.

Zur Erzeugung der Eigenresonanzschwingungen des mechanischen Schwingensystems 10 ist mit der Membran 16 ein elektromechanisches Wandlersystem 20 verbunden, das einen Sendewandler 22 und einen Empfangswandler 24 aufweist. Der Sendewandler 22 ist an den Ausgang einer Verstärkerschaltung 30 angeschlossen und so ausgebildet, daß er eine von der Verstärkerschaltung 30 gelieferte elektrische Wechselspannung (bzw. einen elektrischen Wechselstrom) in eine mechanische Schwingung umsetzt, die auf die Membran 16 und auf die Schwingstäbe 12, 14 übertragen wird. Der Empfangswandler 24 ist mit dem Eingang der Verstärkerschaltung 30 verbunden und so ausgebildet, daß er die mechanische Schwingung des Schwingensystems 10 in eine elektrische Wechselspannung der gleichen Frequenz umsetzt. Diese Eingangswchselspannung wird von der Verstärkerschaltung verstärkt, und die dadurch erhaltene verstärkte Ausgangswchselspannung der gleichen Frequenz wird an den Sendewandler 22 angelegt. Es ist unmittelbar zu erkennen, daß das mechanische Schwingensystem auf diese Weise in einem selbsterregenden Rückkopplungskreis der Verstärkerschaltung 30 liegt, in welchem es das frequenzbestimmende Glied bildet, so daß es zu Schwingungen mit seiner Eigenresonanzfrequenz angeregt wird.

Die elektromechanischen Wandler 22, 24 können von beliebiger, an sich bekannter Art sein, beispielsweise elektromagnetische oder elektrodynamische Wandler mit Spulen, magnetostriktive Wandler, piezoelektrische Wandler oder dergleichen. Bei dem beschriebenen Ausführungsbeispiel ist angenommen, daß es sich um piezoelektrische Wandler handelt, die in bekannter Weise einen zwischen zwei Elektroden angeordneten Piezokristall enthalten, der eine Formänderung erfährt, wenn eine elektrische Spannung an die beiden Elektroden angelegt wird, und der umgekehrt bei einer mechanisch erzwungenen Formänderung eine elektrische Spannung zwischen den beiden Elektroden erzeugt. Der Sendewandler 22 und der Empfangswandler 24 können daher von gleicher Bauart sein.

Die Verstärkerschaltung 30 enthält einen Eingangverstärker 32, dessen Eingangsklemmen mit den beiden Elektroden des Empfangswandlers 24 verbunden sind, ein an den Ausgang des Eingangverstärkers 32 angeschlossenes Bandfilter 34 und einen Endverstärker 36, an dessen Ausgangsklemmen die beiden Elektroden des Sendewandlers 22 angeschlossen sind. Das Bandfilter 34 ist auf die zu erregende Eigenresonanzfrequenz des elektromechanischen Schwingensystems 10 abgestimmt, so daß die elektrische Wechselspannung mit dieser Frequenz selektiv verstärkt wird. Hierbei kann es sich um die Frequenz der Grundschiwingung oder auch um die Frequenz einer Oberschiwingung der Eigenresonanz des mechanischen Schwingensystems 10 handeln.

Die Besonderheit der Verstärkerschaltung 30 besteht darin, daß ihre Verstärkungskennlinie in Abhängigkeit von der Größe des Eingangssignals derart nichtlinear ist, daß die Verstärkung bei kleinen Amplituden des Eingangssignals größer als bei großen Amplituden ist. Bei dem dargestellten Ausführungsbeispiel wird diese nichtlineare Verstärkungskennlinie der Verstärkerschaltung 30 dadurch erreicht, daß der Eingangverstärker 32 mit nichtlinearer Verstärkung ausgebildet ist.

Fig. 2 zeigt eine Ausführungsform des Eingangverstärkers 32, die mit besonders einfachen Mitteln die gewünschte nichtlineare Verstärkungskennlinie ergibt. Der Eingangverstärker 32 ist als Differenzverstärker

mit einem Operationsverstärker 40 ausgebildet. Die beiden Eingänge des Operationsverstärkers 40 sind über gleiche Widerstände 41, 42 des Widerstandswerts  $R_1$  mit den beiden Elektroden des Empfangswandlers 24 verbunden, so daß die Spannung zwischen diesen Elektroden die Eingangsspannung  $U_e$  des Differenzverstärkers bildet. In dem vom Ausgang zum invertierenden Eingang führenden Rückkopplungs-

5 zweig des Operationsverstärkers 40 liegen zwei Widerstände 43, 44 mit den Widerstandswerten  $R_2$  bzw.  $R_3$  in Serie, und zwei weitere Widerstände 45, 46 mit den gleichen Widerstandswerten  $R_2$  bzw.  $R_3$  sind in Serie zwischen dem nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers 40 und Masse angeschlossen. Dem Widerstand 44 sind zwei Halbleiterdioden 47, 48 gegensinnig parallelgeschaltet, und in entsprechender Weise sind zwei weitere Halbleiterdioden 49, 50 dem Widerstand 46 gegensinnig parallelgeschaltet.

10 Der in Fig. 2 dargestellte Differenzverstärker ergibt die folgende Wirkungsweise:

Wenn das mechanische Schwingsystem 10 beim Einschalten des Geräts in Ruhe ist, gibt der Empfangswandler 24 zunächst nur sehr kleine Spannungen ab, die durch leichte Fremdvibrationen, thermisches Rauschen und ähnliche Störeffekte verursacht werden. Diese kleinen Spannungen werden vom Differenz-

15 Eingangverstärker 32 verstärkt. Solange wie die dadurch erzeugte Ausgangsspannung  $U_a$  des Differenz-Eingangverstärkers so klein ist, daß die Spannungsabfälle an den Widerständen 44 und 46 kleiner sind als die Durchlaßspannung der Halbleiterdioden 47, 48, 49, 50 (die bei Silicium-Dioden etwa 0,6 V beträgt), sperren die Halbleiterdioden in beiden Richtungen, und die Widerstände 44 und 46 sind voll wirksam. Für so kleine Eingangssignale beträgt der Verstärkungsfaktor  $V$  des Differenz-Eingangverstärkers 32

$$20 \quad V_1 = 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \quad (1)$$

25 Diejenigen Komponenten der Ausgangsspannung  $U_a$ , deren Frequenzen im Durchlaßbereich des Bandfilters 34 liegen, gelangen zum Endverstärker 36, von dem sie mit linearer Verstärkung weiter verstärkt werden. Die so verstärkten Signalkomponenten werden vom Sendewandler 22 in mechanische Schwingungen umgewandelt, die das mechanische Schwingsystem 10 zu einer Eigenresonanzschwingung anregen. Diese

30 Eigenresonanzschwingung wird vom Empfangswandler 24 in eine elektrische Wechselspannung umgesetzt, die dem Eingang des Differenz-Eingangverstärkers 32 zugeführt und von diesem in der zuvor beschriebenen Weise verstärkt wird. Auf diese Weise schaukeln sich die Schwingungen des mechanischen Schwingsystems 10 auf.

35 Wenn bei diesem Einschwingvorgang die Spannung  $U_a$  am Ausgang des Differenz-Eingangverstärkers 32 so groß wird, daß die Spannungsabfälle an den Widerständen 44 und 46 größer als die Durchlaßspannung der Halbleiterdioden 47, 48 bzw. 49, 50 wird, werden die Halbleiterdioden durchlässig, so daß sie die Widerstände 44 und 46 kurzschließen. Der Verstärkungsfaktor  $V$  des Differenz-Eingangverstärkers 32 beträgt dann

$$40 \quad V_2 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

45 Das Diagramm A von Fig. 3 zeigt diese Abhängigkeit des Verstärkungsfaktors  $V$  von der Spannung, und das Diagramm B von Fig. 3 zeigt den dadurch erzielten Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung  $U_e$  und der Ausgangsspannung  $U_a$  des Eingangs-Differenzverstärkers 32. Bei Werten der Eingangsspannung  $U_e$ , die kleiner als ein Wert  $U_{e1}$  sind, ist die Ausgangsspannung  $U_a$  durch den konstanten Verstärkungsfaktor  $V_1$  bestimmt, so daß sie mit verhältnismäßig großer Steilheit der Eingangsspannung  $U_e$  proportional ist. In diesem Bereich besitzt die Verstärkerschaltung 30 eine große Eingangsempfindlichkeit, so daß selbst bei schwachen Störeffekten sowie bei temperaturbedingten Änderungen des Übertragungsfaktors und bei Ansatzbildungen an den Schwingstäben 12, 14 ein sicheres Anschwingen gewährleistet ist.

50 Bei dem Wert  $U_{e1}$  der Eingangsspannung  $U_e$  erreicht die Ausgangsspannung  $U_a$  infolge der Verstärkung mit dem Verstärkungsfaktor  $V_1$  einen Wert  $U_{a1}$ , der gleich der Durchlaßspannung der Halbleiterdioden 47, 48, 49, 50 ist. Bei Werten der Eingangsspannung  $U_e$ , die größer als der Wert  $U_{e1}$  sind, hat daher der Verstärkungsfaktor  $V$  den kleineren Wert  $V_2$ , so daß die Ausgangsspannung  $U_a$  in Abhängigkeit von der Eingangsspannung  $U_e$  weniger steil ansteigt. In diesem Bereich, in welchem keine Anschwingprobleme

bestehen, ist daher die Eingangsempfindlichkeit der Verstärkerschaltung herabgesetzt, so daß Spannungen, die durch Störvibrationen erzeugt werden, nicht Werte erreichen können, die eine Resonanzschwingung des mechanischen Schwingensystems 10 vortäuschen.

Wenn schließlich die Eingangsspannung  $U_e$  einen Wert  $U_{e2}$  erreicht, bei welchem die Ausgangsspannung  $U_a$  den durch die Stromversorgungsspannung bedingten Höchstwert  $U_B$  hat, geht der Eingangverstärker 32 in die Sättigung, so daß ein weiterer Anstieg der Eingangsspannung  $U_e$  keine Erhöhung der Ausgangsspannung  $U_a$  mehr zur Folge hat.

Die geschilderten Wirkungen werden mit einem sehr geringen zusätzlichen Schaltungsaufwand erreicht. Gegenüber einem Differenz-Eingangverstärker mit linearer Verstärkung beschränkt sich der Mehraufwand auf die beiden Widerstände 44, 46 und die vier Halbleiterdioden 47, 48, 49, 50.

Fig. 4 zeigt eine andere Ausführungsform des Eingangverstärkers 32, die ebenfalls die gewünschte nichtlineare Verstärkungskennlinie ergibt. Bei dieser Ausführungsform besteht der Eingangverstärker 32 aus zwei Verstärkerstufen. Die erste Verstärkerstufe entspricht dem Eingangverstärker von Fig. 2 mit dem einzigen Unterschied, daß die Widerstände 44 und 46 mit den dazu gegensinnig parallelgeschalteten Halbleiterdioden 47, 48 bzw. 49, 50 fortgelassen sind. Die übrigen Bestandteile dieser Verstärkerstufe, die denjenigen des Eingangverstärkers von Fig. 2 entsprechen, sind mit den gleichen Bezugszeichen wie in Fig. 2 bezeichnet. Wie in Fig. 2 sind die beiden Elektroden des Empfangswandlers 24 über gleiche Widerstände 41, 42 des Widerstandswerts  $R_1$  mit den beiden Eingängen des Operationsverstärkers 40 verbunden, so daß die Spannung zwischen diesen Elektroden die Eingangsspannung  $U_e$  des Differenzverstärkers bildet. Da nunmehr im Rückkopplungskreis des Operationsverstärkers 40 sowie in dem vom nichtinvertierenden Eingang nach Masse führenden Schaltungszweig nur noch die unveränderlichen Widerstände 43 bzw. 45 des Widerstandswerts  $R_2$  liegen, hat diese Verstärkerstufe den konstanten Verstärkungsfaktor

$$V_I = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Somit wird am Ausgang des Operationsverstärkers 40 die Spannung

$$U_a' = U_e \cdot V_I \quad (4)$$

abgegeben.

Die zweite Verstärkerstufe enthält einen Operationsverstärker 60, dessen nichtinvertierender Eingang an den Ausgang der ersten Verstärkerstufe angeschlossen ist, so daß die Ausgangsspannung  $U_a'$  der ersten Verstärkerstufe die Eingangsspannung der zweiten Verstärkerstufe bildet, deren Ausgangsspannung  $U_a$  zugleich die Ausgangsspannung des Eingangverstärkers 32 darstellt. In dem zum invertierenden Eingang führenden Rückkopplungskreis des Operationsverstärkers 60 liegt ein Widerstand 61 mit dem Widerstandswert  $R_4$ . Ferner liegt zwischen dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers 60 und Masse ein Schaltungszweig, der einen Widerstand 62 mit dem Widerstandswert  $R_5$  in Serie mit dem Strompfad eines Feldeffekttransistors 63 enthält. Der Widerstand  $R_{FET}$  des Feldeffekttransistors 63 hängt von der an dessen Gate-Elektrode angelegten Steuerspannung ab. Diese Steuerspannung wird aus der Ausgangsspannung  $U_a$  durch Gleichrichtung mittels einer Gleichrichterschaltung gewonnen, die zwei Halbleiterdioden 64, 65 und eine Glättungsschaltung mit einem Kondensator 66 parallel zu einem Widerstand 67 enthält. Somit ist der Strompfad-Widerstand  $R_{FET}$  des Feldeffekttransistors 63 von der Amplitude der Ausgangsspannung  $U_a$  abhängig. Dadurch ergibt sich für die zweite Verstärkerstufe der Verstärkungsfaktor

$$V_{II} = 1 + \frac{R_4}{R_5 + R_{FET}}, \quad (5)$$

der in Abhängigkeit von dem Widerstand  $R_{FET}$  und somit in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung  $U_a$  veränderlich ist.

Der Verstärkungsfaktor  $V_{II}$  bestimmt den Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung  $U_{a'}$  und der Ausgangsspannung  $U_a$  der zweiten Verstärkerstufe

$$U_a = U_{a'} \cdot V_{II} \quad (6)$$

Der aus den beiden Verstärkerstufen bestehende Eingangsverstärker 32 hat den Gesamtverstärkungsfaktor  $V_G$

$$V_G = V_I \cdot V_{II}, \quad (7)$$

so daß zwischen der Eingangsspannung  $U_e$  und der Ausgangsspannung  $U_a$  des Eingangsverstärkers 32 die folgende Beziehung besteht:

$$U_a = U_e \cdot V_G \quad (8)$$

Die Zusammenhänge zwischen den Verstärkungsfaktoren  $V_I$ ,  $V_{II}$ ,  $V_G$  und den Spannungen  $U_e$ ,  $U_{a'}$ ,  $U_a$  sind in den Diagrammen von Fig. 5 dargestellt.

In Fig. 5 zeigt das Diagramm A den spannungsabhängigen Verlauf des Verstärkungsfaktors  $V_I$  und das Diagramm B den dadurch erzielten Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung  $U_e$  und der Ausgangsspannung  $U_{a'}$  der ersten Verstärkerstufe. Bis zu einem Wert  $U_{e2}$  der Eingangsspannung, bei welchem die Ausgangsspannung  $U_{a'}$  den Sättigungswert  $U_B$  erreicht, ist der Verstärkungsfaktor  $V_I$  konstant, so daß die Spannung  $U_{a'}$  der Eingangsspannung  $U_e$  proportional ist.

Die Diagramme C und D zeigen in entsprechender Weise die Verhältnisse für die zweite Verstärkerstufe. Bis zu einem Wert  $U_{a1'}$  der Spannung  $U_{a'}$  hat der Verstärkungsfaktor  $V_{II}$  einen verhältnismäßig großen konstanten Wert  $V_{II1}$ , so daß die Ausgangsspannung  $U_a$  der Spannung  $U_{a'}$  mit verhältnismäßig großer Steilheit proportional ist. Zwischen den Werten  $U_{a1}$  und  $U_{a2'}$  der Eingangsspannung  $U_{a'}$  bzw. den entsprechenden Werten  $U_{a1}$  und  $U_{a2}$  der Ausgangsspannung  $U_a$  liegt der Änderungsbereich des Widerstands  $R_{FET}$ ; demzufolge fällt der Verstärkungsfaktor  $V_{II}$  in diesem Bereich vom Wert  $V_{II1}$  auf einen niedrigeren Wert  $V_{II2}$  ab, wodurch sich in diesem Bereich der im Diagramm D dargestellte nichtlineare Zusammenhang zwischen den Spannungen  $U_{a'}$  und  $U_a$  ergibt. Zwischen dem Spannungswert  $U_{a2'}$  und einem Spannungswert  $U_{a3'}$ , bei welchem die Ausgangsspannung  $U_a$  den Sättigungswert  $U_B$  erreicht, ändert sich der Widerstand  $R_{FET}$  nicht mehr, so daß in diesem Bereich der Verstärkungsfaktor  $V_{II}$  den konstanten niedrigeren Wert  $V_{II2}$  beibehält und die Spannung  $U_a$  wieder der Spannung  $U_{a'}$  proportional ist, jedoch mit wesentlich geringerer Steilheit.

Schließlich zeigt das Diagramm E den Gesamtverstärkungsfaktor  $V_G$  des Eingangsverstärkers 32, der sich aus dem Produkt der beiden Verstärkungsfaktoren  $V_I$  und  $V_{II}$  ergibt, und das Diagramm F zeigt den entsprechenden Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung  $U_e$  und der Ausgangsspannung  $U_a$ . Es ist unmittelbar zu erkennen, daß das Diagramm F von Fig. 5 dem Diagramm B von Fig. 3 sehr ähnlich ist. Insbesondere hat auch bei der Ausführungsform von Fig. 4 der Eingangsverstärker bei kleinen Werten der Eingangsspannung  $U_e$  einen großen Verstärkungsfaktor und demzufolge eine große Eingangsempfindlichkeit, während bei höheren Werten der Eingangsspannung der Verstärkungsfaktor kleiner und demzufolge die Eingangsempfindlichkeit herabgesetzt ist. Die Ausführungsform von Fig. 4 ergibt daher die gleichen vorteilhaften Wirkungen, wie sie zuvor für die Ausführungsform von Fig. 2 erläutert worden sind.

## Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Selbsterregung von Eigenresonanzschwingungen des mechanischen Schwingensystems (10) eines Füllstandssensors mit einem elektromechanischen Wandler (20-24), das im Rückkopplungskreis einer elektronischen Verstärkerschaltung (30) angeordnet ist, so daß es durch die Ausgangsspannung ( $U_a$ ) der Verstärkerschaltung zu mechanischen Schwingungen angeregt wird und zum Eingang der Verstärkerschaltung eine Wechselspannung ( $U_e$ ) mit der Frequenz der mechanischen Schwingungen liefert, wobei die Verstärkerschaltung (30) einen Operationsverstärker (40) mit nichtlinearer Verstärkungskennlinie enthält, die bei kleinen Werten des Eingangssignals ( $U_e$ ) eine größere Verstärkung als bei größeren Werten des Eingangssignals ergibt, dadurch gekennzeichnet, daß der Rückkopplungskreis (43,44,47,48) des Operationsverstärkers (40) zwei in Serie geschaltete Widerstände (43, 44) enthält, und daß einem (44) der beiden Widerstände zwei Halbleiterdioden (47, 48) gegensinnig parallelgeschaltet sind.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Operationsverstärker (40) als Differenzverstärker mit zwei in Serie zwischen dem nichtinvertierenden Eingang und Masse angeschlossenen zusätzlichen Widerständen (45, 46) ausgebildet ist, und daß einem der zusätzlichen Widerstände (46) zwei Halbleiterdioden (49, 50) gegensinnig parallelgeschaltet sind.

5

3. Schaltungsanordnung zur Selbsterregung von Eigenresonanzschwingungen des mechanischen Schwingensystems (10) eines Füllstandssensors mit einem elektromechanischen Wandler-System (20-24), das im Rückkopplungskreis einer elektronischen Verstärkerschaltung (30) angeordnet ist, so daß es durch die Ausgangswechselspannung ( $U_a$ ) der Verstärkerschaltung zu mechanischen Schwingungen angeregt wird und zum Eingang der Verstärkerschaltung eine Wechselspannung ( $U_e$ ) mit der Frequenz der mechanischen Schwingungen liefert, wobei die Verstärkerschaltung (30) einen Operationsverstärker (60) mit nichtlinearer Verstärkungskennlinie aufweist, die bei kleinen Werten des Eingangssignals eine größere Verstärkung als bei größeren Werten des Eingangssignals ergibt, dadurch gekennzeichnet, daß der invertierende Eingang des Operationsverstärkers (60) durch einen Schaltungszweig, der einen Feldeffekttransistor (63) enthält, mit Masse verbunden ist, und daß der Strompfadwiderstand des Feldeffekttransistors (63) durch eine an dessen Gate-Elektrode angelegte Steuerspannung veränderlich ist, die von der Ausgangsspannung ( $U_a$ ) des Operationsverstärkers (60) abhängt.

10

15

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuerspannung durch Gleichrichtung aus der Ausgangsspannung gebildet ist.

20

#### Claims

1. Circuit arrangement for self-excitation of natural resonant oscillations of the mechanical oscillation system (10) of a filling level sensor comprising an electromechanical transducer system (20-24) which is arranged in the feedback circuit of an electronic amplifier circuit (30) so that said system is stimulated by the output AC voltage ( $U_a$ ) of the amplifier circuit to mechanical oscillations and furnishes an AC voltage ( $U_e$ ) with the frequency of the mechanical oscillations to the input of the amplifier circuit, the amplifier circuit (30) comprising an operational amplifier (40) having a non-linear gain characteristic which at small values of the input signal ( $U_e$ ) gives a greater gain than at larger values of the input signal, characterized in that the feedback circuit (43, 44, 47, 48) of the operational amplifier (40) contains two resistors (43, 44) connected in series and that with one (44) of the two resistors two semiconductor diodes (47, 48) are connected in parallel in opposite senses.

25

30

2. Circuit arrangement according to claim 1, characterized in that the operational amplifier (40) is formed as differential amplifier with two additional resistors (45, 46) connected in series between the non-inverting input and ground and that two semiconductor diodes (49, 50) are connected in parallel in opposite senses with one of the additional resistors (46).

35

3. Circuit arrangement for self-excitation of natural resonant oscillations of the mechanical oscillation system (10) of a filling level sensor comprising an electromechanical transducer system (20-24) which is arranged in the feedback circuit of an electronic amplifier circuit (30) so that said system is stimulated by the output AC voltage ( $U_a$ ) of the amplifier circuit to mechanical oscillations and furnishes an AC voltage ( $U_e$ ) with the frequency of the mechanical oscillations to the input of the amplifier circuit, the amplifier circuit (30) comprising an operational amplifier (60) having a non-linear gain characteristic which at small values of the input signal gives a greater gain than at larger values of the input signal, characterized in that the inverting input of the operational amplifier (60) is connected to ground via a circuit branch containing a field-effect transistor (63) and that the current flowpath resistance of the field-effect transistor (63) is variable by a control voltage which is applied to the gate electrode thereof and which depends on the output voltage ( $U_a$ ) of the operational amplifier (60).

40

45

50

4. Circuit arrangement according to claim 3, characterized in that the control voltage is formed from the output voltage by rectification.

55

#### Revendications

1. Circuit pour l'auto-excitation d'oscillations de résonance propre du système mécanique d'oscillations (10) d'un capteur de niveau de remplissage équipé d'un convertisseur électromécanique (20-24), qui

est disposé dans le circuit de rétroaction d'un circuit amplificateur électronique (30), de sorte qu'il engendre des vibrations mécaniques en raison de la tension alternative de sortie ( $U_a$ ) du circuit amplificateur et fournit à l'entrée du circuit amplificateur une tension alternative ( $U_e$ ) avec la fréquence des vibrations mécaniques, le circuit amplificateur (30) contenant un amplificateur opérationnel (40) avec une courbe caractéristique d'amplification non linéaire qui, avec de faibles valeurs du signal d'entrée ( $U_e$ ), donne une amplification plus importante qu'avec des valeurs plus élevées du signal d'entrée, caractérisé par le fait que le circuit de rétroaction (43, 44, 47, 48) de l'amplificateur opérationnel (40) contient deux résistances montées en série (43, 44) et que deux diodes semi-conductrices (47, 48) sont branchées en parallèle, tête-bêche, sur l'une (44) des deux résistances.

2. Circuit selon la revendication 1, caractérisé par le fait que l'amplificateur opérationnel (40) est conçu comme un amplificateur différentiel avec deux résistances supplémentaires (45, 46) raccordées en série entre l'entrée non inverseuse et la masse et que deux diodes semi-conductrices (49, 50) sont branchées en parallèle, tête-bêche, sur l'une des résistances supplémentaires (46).

3. Circuit pour l'auto-excitation d'oscillations de résonance propre du système mécanique d'oscillations (10) d'un capteur de niveau de remplissage équipé d'un convertisseur électromécanique (20-24), qui est disposé dans le circuit de rétroaction d'un circuit amplificateur électronique (30), de sorte qu'il engendre des vibrations mécaniques en raison de la tension alternative de sortie ( $U_a$ ) du circuit amplificateur et fournit à l'entrée du circuit amplificateur une tension alternative ( $U_e$ ) avec la fréquence des vibrations mécaniques, le circuit amplificateur (30) contenant un amplificateur opérationnel (40) avec une courbe caractéristique d'amplification non linéaire qui, avec de faibles valeurs du signal d'entrée, donne une amplification plus importante qu'avec des valeurs plus élevées du signal d'entrée, caractérisé par le fait que l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel (60) est reliée à la masse par une branche de circuit qui contient un transistor à effet de champ (63) et que la résistance du trajet du courant du transistor à effet de champ (63) est modifiable par une tension de commande appliquée sur son électrode de grille qui dépend de la tension de sortie ( $U_a$ ) de l'amplificateur opérationnel (60).

4. Circuit selon la revendication 3, caractérisé par le fait que la tension de commande est formée par redressement de la tension de sortie.

Fig. 1

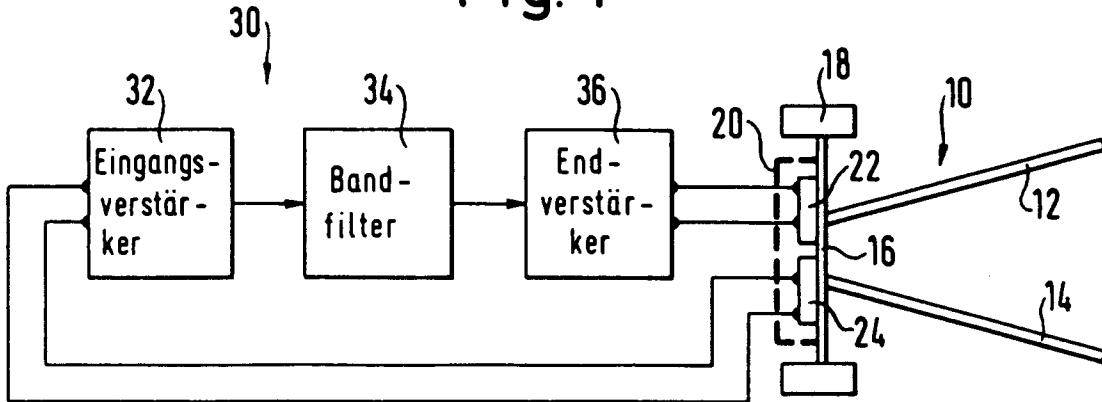
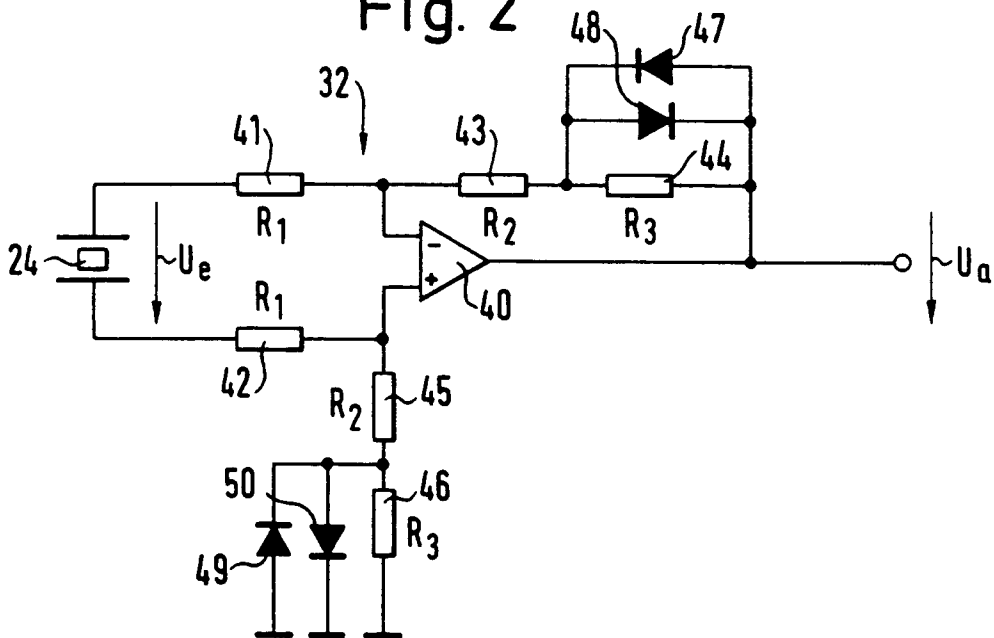


Fig. 2



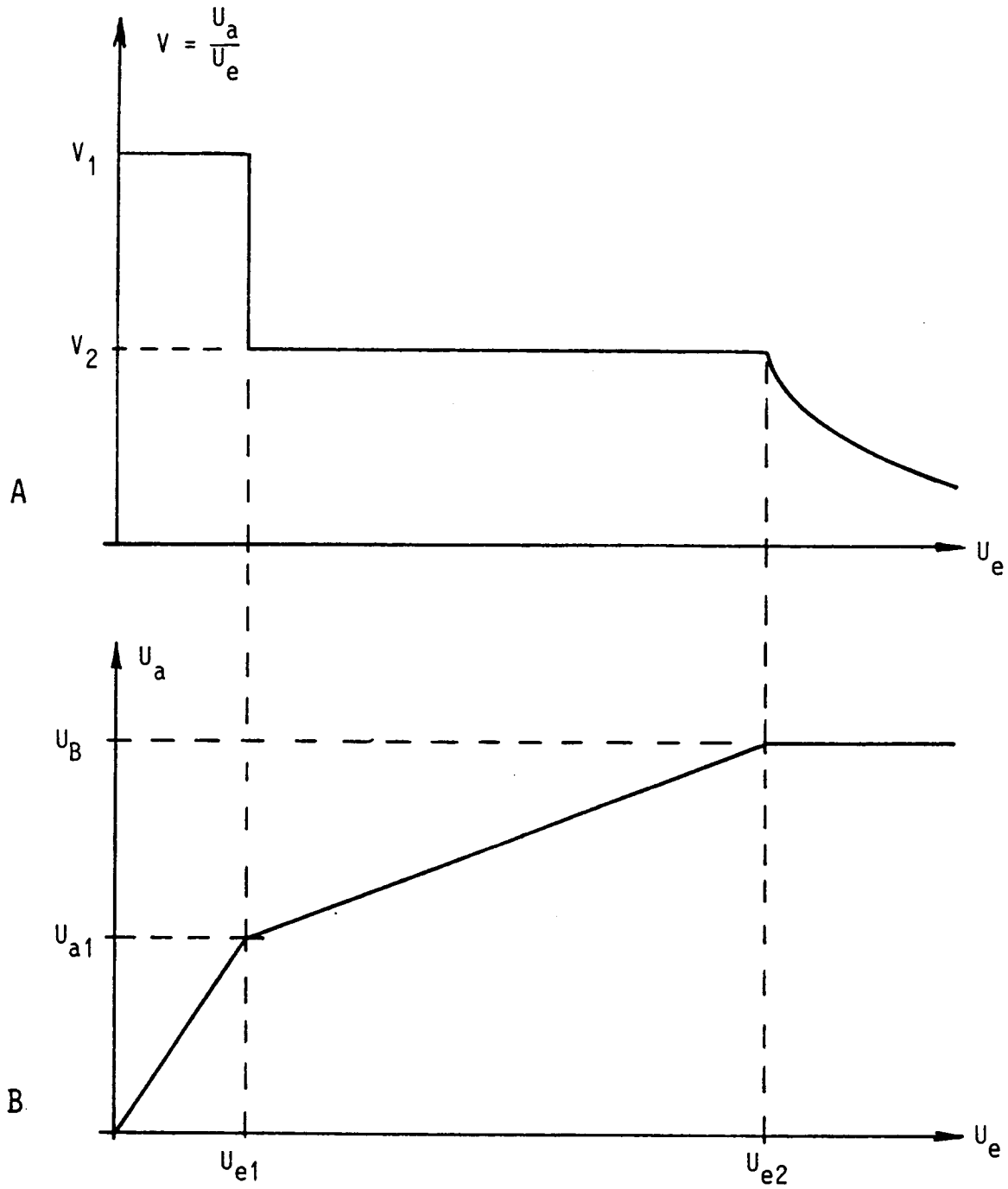


FIG. 3

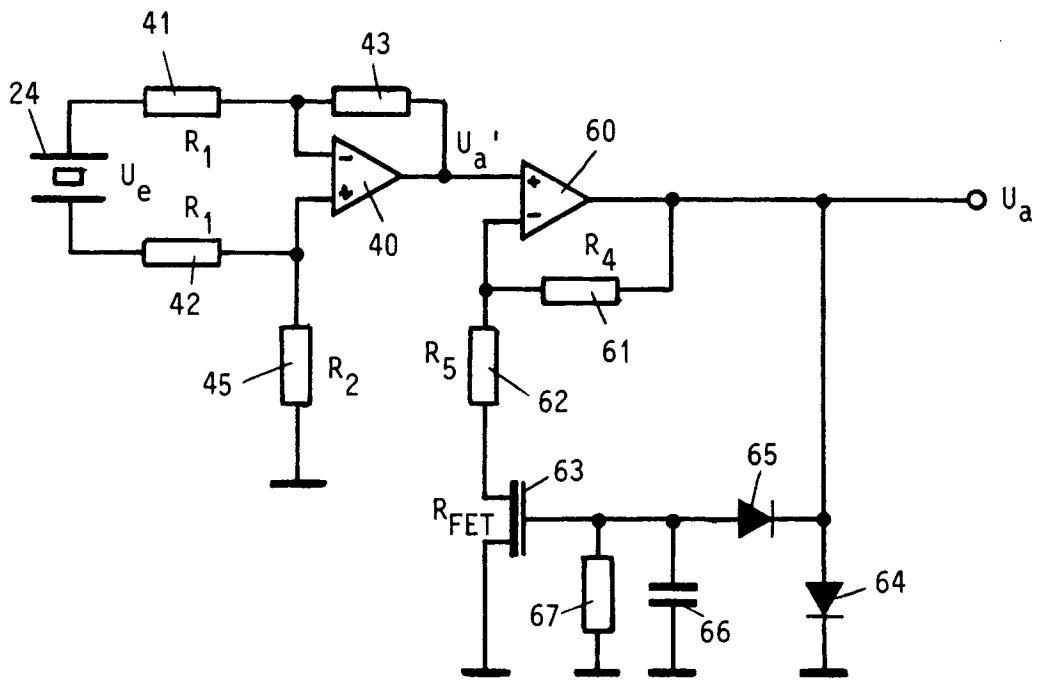


FIG. 4

FIG. 5

