

19



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT  
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

11 CH 690 950 A5

51 Int. Cl.<sup>7</sup>: H 03 L 001/02  
H 03 K 017/945

# Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

## 12 PATENTSCHRIFT A5

21 Gesuchsnummer: 01482/96

22 Anmeldungsdatum: 13.06.1996

24 Patent erteilt: 28.02.2001

45 Patentschrift veröffentlicht: 28.02.2001

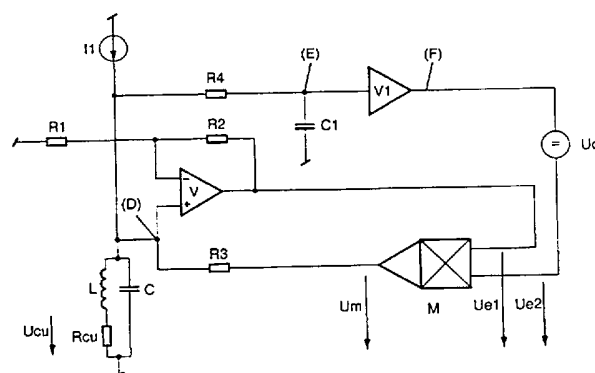
73 Inhaber:  
Optosys SA, Petit Moncor 6,  
1752 Villars-sur-Glâne (CH)

72 Erfinder:  
Peter Heimlicher, Klein-Schoenberg 112,  
1700 Fribourg (CH)

74 Vertreter:  
Ammann Patentanwälte AG Bern,  
Schwarztorstrasse 31, 3001 Bern (CH)

### 54 Temperaturstabilisierter Oszillator und Verwendung desselben in einem Näherungsschalter.

57 Bei einem Oszillator mit einem Schwingkreis (L, C, R<sub>CU</sub>) und einer als negativer Widerstand geschalteten Verstärkerschaltung (V, R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>) ist eine Gleichstromquelle (I<sub>1</sub>) in Serie zum Schwingkreis (L, C, R<sub>CU</sub>) geschaltet. Damit wird ein Signal (U<sub>CU</sub>) ermittelt, welches ein Mass ist für den Widerstand (R<sub>CU</sub>) der Schwingkreisspule (L). Eine Steuerschaltung (V<sub>1</sub>, M) steuert mit diesem Signal (U<sub>CU</sub>) den negativen Widerstand umgekehrt proportional zum Widerstand (R<sub>CU</sub>) der Schwingkreisspule (L). Dies ergibt eine einfache Stabilisierung des Temperaturverhaltens des Schwingkreises (L, C, R<sub>CU</sub>) und ermöglicht so die kostengünstige Herstellung induktiver Näherungsschalter mit einem grossen Schaltabstand, die in einem breiten Temperaturbereich zuverlässig funktionieren.



## Beschreibung

Die Erfindung betrifft einen temperaturstabilisierten Oszillator gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

Die Erfindung betrifft ferner die Verwendung eines solchen Oszillators als Teil eines Näherungsschalters.

Oszillatoren, welche einen LC-Schwingkreis aufweisen, werden z.B. in induktiven Näherungsschaltern verwendet, wobei die Annäherung einer so genannten Normmessplatte das Verhalten der durch den Oszillator erzeugten Schwingung beeinflusst. Dabei verändert sich beispielsweise die Amplitude des Ausgangssignals des Oszillators oder der Einsatzzpunkt der Schwingung, wodurch ein Schwellwertdetektor gesteuert wird, der ein nutzbares Ausgangssignal des Näherungsschalters liefert.

Der Hauptnachteil handelsüblicher induktiver Näherungsschalter besteht in ihrem relativ kleinen Schaltabstand. Einer Erhöhung dieses Schaltabstandes steht die Temperaturabhängigkeit der verwendeten Oszillator-Schwingkreiskombination entgegen, die bei erhöhtem Schaltabstand zu einem normalerweise nicht akzeptablen Temperaturkoeffizienten desselben führt.

Fig. 1a zeigt das Verhalten der relativen Schwingkreislänge  $Q/Q_0$  in Funktion der Distanz  $S$  (Schaltabstand) der Normmessplatte eines induktiven Näherungsschalters. Mit zunehmendem Schaltabstand sinkt die durch die Normmessplatte bewirkte, nutzbare Änderung ( $Q_0 - Q$ ) der Schwingkreislänge  $Q$  relativ zur ungedämpften Schwingkreislänge  $Q_0$  rasch auf einen sehr kleinen Wert. Ist der normale Arbeitsbereich so gewählt, dass für einen gegebenen Schaltabstand die relative Schwingkreislänge 50% beträgt (Arbeitspunkt A), so zeigt die Kurve von Fig. 1a, dass sich der Einfluss der Normmessplatte auf die relative Schwingkreislänge für einen dreimal so grossen Schaltabstand auf ca. 3% reduziert (Arbeitspunkt B).

Der Einfluss der Umgebungstemperatur  $T$  auf die relative Schwingkreislänge ist in Fig. 1b wiedergegeben, welche zeigt, dass das Verhältnis  $Q/Q_0$  mit steigender Temperatur abnimmt. Ein Vergleich mit Fig. 1a lässt erkennen, dass bei grösseren Schaltabständen der Temperatureinfluss auf  $Q/Q_0$  rasch grösser wird als die durch die Normmessplatte bewirkte Änderung. Dieser Temperatureinfluss wird zum weitaus grössten Teil durch die Temperaturabhängigkeit des Widerstandes der Schwingkreisspule verursacht.

Es ist aus der DE-A-1 589 826 eine Spulenordnung mit kleiner Temperaturabhängigkeit der Güte bekannt. Die Temperaturkompensation der Güte der Spule wird erzielt, indem diese Spule als Primärwicklung eines Transformators geschaltet ist, dessen Sekundärkreis kurzgeschlossen ist. Der spezifische Widerstand des Leitmaterials der Sekundärwicklung hat eine Temperaturabhängigkeit gleichen Vorzeichens wie der spezifische Widerstand des Leitermaterials der Primärwicklung. Der Kopplungsfaktor sowie das Verhältnis des ohmschen Wicklungswiderstandes zum induktiven Widerstand dieser Wicklung werden so gewählt, dass

die Güte, die an den Anschlüssen der Primärwicklung auftritt, eine geringere Temperaturabhängigkeit hat als die Güte der Primärwicklung allein. Jedoch braucht diese Güte-Kompensation eine zweite, kurzgeschlossene Wicklung, die als Sekundärwicklung eines Transformators geschaltet ist, und die Kompensation, welche nicht vollständig ist, wird durch eine relativ grosse Verminderung des Gütefaktors erkauft.

Die EP-A-0 070 796 beschreibt ein Verfahren, bei dem die Temperaturabhängigkeit des Widerstandes der Schwingkreisspule dazu benutzt wird, das durch eben diesen Einfluss schlechte Temperaturverhalten der Schwingamplitude des durch einen Generator angeregten Schwingkreises zu kompensieren. Dabei wird eine zum Widerstand der Schwingkreisspule proportionale Spannung an den Schwingkreis angelegt. Der Generator erzeugt einen konstanten Wechselstrom der gleichen Frequenz wie die des Schwingkreises durch den Widerstand der Schwingkreisspule. Dieses Verfahren ermöglicht die grössten zur Zeit realisierbaren Schaltabstände.

Dieses bekannte Verfahren benötigt eine bifilare Spule zur Erzielung der gewünschten Kompensation des Temperatureinflusses. Diese Art von Spule hat unter anderem den Nachteil, dass ein bzw. zwei zusätzliche Drähte anzuschliessen sind. Dadurch entstehen zusätzliche Kosten in der Fertigung sowohl der Spule selbst wie auch bei deren Verbindung mit der elektronischen Schaltung. Zudem ist die automatische Fertigung sowohl der Spule wie auch deren Anschluss sehr schwierig.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen gattungsgemässen Oszillator zu schaffen, welcher ohne die oben genannten Nachteile eine wirksame Kompensation der Auswirkungen der Temperaturabhängigkeit des Widerstandes der Schwingkreisspule auf das Schwingverhalten des Schwingkreises gewährleistet, wodurch die einfache und kostengünstige Herstellung induktiver Näherungsschalter mit grossen Schaltabständen möglich wird.

Erfindungsgemäss wird dies durch die Merkmale des kennzeichnenden Teils des Patentanspruchs 1 erreicht. Durch die Ermittlung des Signals, welches ein Mass ist für den Widerstand der Schwingkreisspule, mittels der Stromquelle und die Steuerung des negativen Widerstandes mithilfe dieses Signals umgekehrt proportional zum Widerstand der Schwingkreisspule, ist die Schwingbedingung des Schwingkreises unabhängig vom Widerstand der Schwingkreisspule und somit im Wesentlichen temperaturunabhängig geworden. Dies ergibt eine Stabilisierung des Temperaturverhaltens des Einsatzpunktes der Schwingung des Schwingkreises, was einen stabilen Oszillator und somit einen einfachen Näherungsschalter mit einem grossen Schaltabstand ermöglicht, der in einem breiten Temperaturbereich zuverlässig funktioniert.

Weitere vorteilhafte Ausführungsformen gehen aus den abhängigen Ansprüchen hervor.

Nachfolgend werden einige beispielsweise Ausführungsformen der Erfindung anhand der Zeichnung näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1a das Verhalten der relativen Schwingkreisgüte eines induktiven Näherungsschalters in Funktion des Schaltabstandes,

Fig. 1b das Verhalten der relativen Schwingkreisgüte eines induktiven Näherungsschalters in Funktion der Temperatur,

Fig. 2 das Schaltbild eines Oszillators mit einem parallel zu einem virtuellen negativen Widerstand geschalteten LC-Schwingkreis,

Fig. 3 das Schaltbild eines Oszillators gemäss einer ersten Ausführungsform der Erfindung, und

Fig. 4 das Schaltbild eines Oszillators gemäss einer weiteren Ausführungsform der Erfindung.

In Fig. 2 ist das Schaltbild eines Oszillators mit einem parallel zu einem virtuellen negativen Widerstand geschalteten LC-Schwingkreis wiedergegeben. Der Oszillator gemäss Fig. 2 ist in bekannter Art aufgebaut und besteht aus dem durch die Spule L (mit Induktivität L) und den Kondensator C (mit Kapazität C) gebildeten Schwingkreis, dem Kupferwiderstand  $R_{Cu}$  der Schwingkreisspule L und dem als negativer Widerstand geschalteten Verstärker V mit den drei den virtuellen negativen Widerstand  $R_n$  am Punkt (D) bestimmenden Widerständen  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_3$ . Der ohmsche Widerstand der jeweiligen Widerstände  $R_i$  wird der Einfachheit halber auch mit  $R_i$  bezeichnet.

Der Widerstand  $R_1$  ist zwischen Masse und den invertierenden (oder N-)Eingang des Verstärkers V geschaltet. Der Widerstand  $R_2$  ist zwischen den invertierenden Eingang des Verstärkers V und den Ausgang desselben geschaltet. Der Widerstand  $R_3$  ist zwischen den nichtinvertierenden (oder P-)Eingang des Verstärkers V und den Ausgang desselben geschaltet. Der Schwingkreis L, C,  $R_{Cu}$  ist zwischen den nichtinvertierenden Eingang des Verstärkers V und Masse geschaltet.

Die Anwendung der Knotenregel auf den N- und P-Eingang des Verstärkers V ergibt in an sich bekannter Weise für die in Fig. 2 dargestellten Ströme  $I_N$ ,  $I_P$  und Spannungen  $U_N$ ,  $U_P$  und  $U_a$  (Ausgangsspannung des Verstärkers V):

$$-I_N + (U_a - U_N) / R_2 = 0$$

$$I_P + (U_a - U_P) / R_3 = 0$$

Zusätzlich gilt:

$$U_N = U_P$$

$$U_N - I_N \cdot R_1 = 0$$

Daraus folgt:

$$I_N = (-R_3 / R_2) \cdot I_P$$

$$U_P + (R_1 \cdot R_3 / R_2) \cdot I_P = 0$$

und damit:

$$R_n = -R_1 \cdot R_3 / R_2 \quad (1)$$

Der aus L, C und  $R_{Cu}$  bestehende Schwingkreis hat bei Resonanz den (nicht gezeigten) äquivalenten Resonanzwiderstand  $R_p$ . Es gilt:

$$R_p = L / (C \cdot R_{Cu}) \quad (2)$$

Die Schwingbedingung für den Oszillator gemäss Fig. 2 ist:

$$|R_p| \geq |R_n| \quad (3)$$

Er schwingt mit der Frequenz  $F_{osc}$  (z.B. in der Grössenordnung von einigen hundert kHz).

Der Widerstand  $R_{Cu}$  des Leitermaterials der Spule L besitzt einen relativ hohen, positiven Temperaturkoeffizienten, der gemäss den Gleichungen (2) und (3) das Ein- bzw. Aussetzen der Schwingung des Schwingkreises beeinflusst. Der Einsatz- bzw. Abreisspunkt der Schwingung wird jedoch bei Näherungsschalter-Oszillatoren in an sich bekannter Weise als Folge der Annäherung einer Normmessplatte von einer Auswerteschaltung festgestellt und als Schaltpunkt für den Näherungsschalter benutzt. Jeglicher Einfluss der Temperatur auf diesen Schaltpunkt ist also unerwünscht. Der weitaus grösste Temperatureinfluss stammt bei bekannten Oszillatoren vom Widerstand  $R_{Cu}$  der Schwingkreisspule L.

Fig. 3 zeigt das Schaltbild eines Oszillators gemäss einer ersten Ausführungsform der Erfindung. Zur Ermittlung des temperaturabhängigen Kupferwiderstandes  $R_{Cu}$  der Schwingkreisspule L dient die Konstantstromquelle  $I_1$ , die zwischen Masse und den nichtinvertierenden Eingang des Verstärkers V in Serie zum Schwingkreis L, C,  $R_{Cu}$  geschaltet ist. Die Stromquelle  $I_1$  kann auch eine pulsierende Gleichstromquelle oder eine niederfrequente Wechselstromquelle (mit einer Frequenz, welche viel niedriger ist als  $F_{osc}$ ) sein. Sie liefert einen Messstrom  $I_1$ , welcher am Widerstand  $R_{Cu}$  der Schwingkreisspule L einen Spannungsabfall  $U_{Cu}$  hervorruft:

$$U_{Cu} = R_{Cu} \cdot I_1 \quad (4)$$

Ihre Impedanz wird so hoch gewählt, dass der Schwingkreis L, C,  $R_{Cu}$  nicht nennenswert gedämpft wird. Aus dem Spannungsabfall  $U_{Cu}$  wird zuerst mithilfe des durch den Kondensator  $C_1$  und den Widerstand  $R_4$  gebildeten Tiefpasses der Wechselspannungsanteil weggefiltert. Der Gleichspannungsanteil am Punkt (E) wird in einem nichtinvertierenden Gleichspannungsverstärker  $V_1$  um den Faktor G verstärkt. Am Ausgang (F) des Verstärkers  $V_1$  steht die zum Kupferwiderstand  $R_{Cu}$  proportionale Gleichspannung  $U_{V1}$  zur Verfügung:

$$U_{V1} = R_{Cu} \cdot I_1 \cdot G \quad (5)$$

Gemäss Fig. 3 ist zwischen den Ausgang (F) des Verstärkers  $V_1$  und den einen Eingang eines Multiplizierers M eine Konstantspannungsquelle  $U_0$  geschaltet. Zur Vereinfachung der Formel wird die Konstante k wie folgt definiert:

$$k = R_1 / (R_1 + R_2) \quad (6)$$

Die Spannungsquelle  $U_0$  dient dazu, zur Spannung  $U_{V1}$  an (F) eine konstante Spannung der Grösse  $k \cdot U_0$  zu addieren. Die Summe dieser

Spannungen wird mit  $U_{e2}$  bezeichnet. Statt der in Serie geschalteten Spannungsquelle  $U_0$  kann die gewünschte Spannung natürlich auch mit einem Addierer eingebracht werden.

Im Weiteren ist zwischen den Ausgang des Verstärkers V und den Widerstand  $R_3$  (dieser Strompfad bestimmt gemäss Gleichung (1) den virtuellen negativen Widerstand  $R_n$  an (D) mit) der schon erwähnte Multiplizierer M geschaltet. Er berechnet ( $U_{e1}$  ist die Ausgangsspannung des Verstärkers V):

$$U_m = U_{e1} * U_{e2} / U_0 \quad (7)$$

Die Spannung  $U_0$  ist die Referenzspannung des Multiplizierers M.

Der virtuelle negative Widerstand  $R_n$  an (D) kann wiederum durch Anwendung der Knotenregel auf den N- und P-Eingang des Verstärkers V berechnet werden (die Ströme  $I_N$ ,  $I_P$  und Spannungen  $U_N$ ,  $U_P$  entsprechen den in Fig. 2 dargestellten Strömen und Spannungen, sind jedoch der Einfachheit halber in Fig. 3 nicht wiedergegeben):

$$\begin{aligned} -I_N + (U_{e1} - U_N) / R_2 &= 0 \\ I_P + (U_m - U_P) / R_3 &= 0 \end{aligned}$$

Zusätzlich gilt:

$$\begin{aligned} U_N &= U_P \\ U_N - I_N * R_1 &= 0 \end{aligned}$$

Daraus folgt:

$$\begin{aligned} U_{e1} &= I_N * (R_1 + R_2) = U_P / k \\ I_P &= (U_P - U_{e1} * U_{e2} / U_0) / R_3 \\ &= [U_P - (U_P / k) * (U_{V1} + k * U_0) / U_0] / R_3 \\ &= (U_P * U_{V1} +) / (k * U_0 * R_3) \\ U_P &[- (k * U_0 * R_3) / U_{V1}] * I_P \end{aligned}$$

und damit:

$$R_n = -k * R_3 * U_0 / U_{V1} \quad (8)$$

und mit (5) in (8) eingesetzt:

$$R_n = - (k * R_3 * U_0) / (R_{CU} * I_1 * G) \quad (9)$$

Der virtuelle negative Widerstand  $R_n$  ist somit umgekehrt proportional zum Kupferwiderstand  $R_{CU}$  der Schwingkreisspule L gesteuert, wodurch die durch  $R_{CU}$  bedingte Temperaturabhängigkeit des Schwingverhaltens des Oszillators gemäss Fig. 2 ideal kompensiert wird. Mithilfe der Auswertung des Kupferwiderstandes  $R_{CU}$  der Schwingkreisspule L sowie der Rückkopplung des Signals  $U_{CU}$  bzw.  $U_{V1}$  wird die Schwingbedingung für den Oszillator (siehe Gleichung (3)) nämlich unabhängig von  $R_{CU}$  und daher im Wesentlichen temperaturunabhängig. Somit ist eine Kompensation des Einflusses des Temperaturkoeffizienten des Widerstandes  $R_{CU}$  der Schwingkreisspule L auf den Einsatzpunkt der Schwingung des Schwingkreises C, L,  $R_{CU}$  realisiert, ohne dass die Verwendung einer bifilaren Spule nötig wäre. Die verwendete Schwingkreisspu-

le L ist eine einfache Spule mit einer Wicklung und zwei Anschlüssen, ohne irgendwelche speziellen Anforderungen an die Spule.

Die Steuerung des virtuellen negativen Widerstandes  $R_n$  umgekehrt proportional zum Kupferwiderstand  $R_{CU}$  der Schwingkreisspule L, und somit die Temperaturkompensation des Oszillators, ist dadurch erreicht, dass die Ausgangsspannung  $U_{e1}$  des Verstärkers V mit einem Faktor multipliziert wird, der eine lineare Funktion des Widerstandes  $R_{CU}$  der Spule L ist.

Diese Multiplikation und die Erzeugung des geeigneten Faktors können vorteilhaft mit der kostengünstigen Steuerschaltung gemäss Fig. 3 vorgenommen werden. Andere Ausführungsformen der Steuerschaltung sind jedoch ohne weiteres möglich. So kann statt (des gezeigten Multiplizierers M auch eine Ausführung nach dem Time-Division-Verfahren eingesetzt werden, oder das Signal kann zuerst digitalisiert und die Multiplikation mit einem multiplizierenden Digital/Analog-Wandler vorgenommen werden. Die gesamte Steuerung kann auch rein digital, zum Beispiel mit einem Digital Signal Processor, realisiert werden.

Die Stromquelle  $I_1$  ist vorzugsweise von der Spannungsquelle  $U_0$  abgeleitet, oder umgekehrt. Dadurch wird erreicht, dass (gemäss Gleichung (9):  $U_0$  im Zähler,  $I_1$  im Nenner) der negative Widerstand  $R_n$  von einer eventuellen Unstabilität der Spannungsquelle  $U_0$  oder der Stromquelle  $I_1$  nicht beeinträchtigt wird. Somit entfällt die Notwendigkeit einer Stabilisierung der Spannungsquelle  $U_0$  und der Stromquelle  $I_1$ .

Die Spannungsquelle  $U_0$  kann eventuell weglassen werden, was zur Folge hat, dass der virtuelle negative Widerstand  $R_n$  nicht genau umgekehrt proportional zum Kupferwiderstand  $R_{CU}$  der Schwingkreisspule L wird. Die Temperaturkompensation ist dann etwas weniger gut.

Bei der Verwendung eines erfindungsgemässen Oszillators in einem Näherungsschalter wird der temperaturkompensierte Einsatz- bzw. Abreisspunkt der Schwingung bei Annäherung einer Normmessplatte in an sich bekannter Weise von einer (nicht gezeigten) Auswerteschaltung, beispielsweise mithilfe eines Schwellenwertdetektors, festgestellt und als Schaltpunkt für den Näherungsschalter verwendet.

Der Kupferwiderstand  $R_{CU}$  der Schwingkreisspule L beträgt in der Regel nur einige Ohm, und der in der Praxis für  $I_1$  zur Verfügung stehende Strom liegt in der Grössenordnung von 1 mA. Die nutzbare Spannung  $U_{CU}$  beträgt deshalb nur einige mV. Es ist schwierig, diese kleine Spannung mit der erforderlichen Genauigkeit zu verstärken. Vor allem die Offsetspannung des Verstärkers  $V_1$  macht sich störend bemerkbar. Zur Vermeidung dieses Problems kann der Verstärker  $V_1$  nach dem bekannten Prinzip des Chopper-Verstärkers ausgeführt werden.

In Fig. 4 ist das Schaltbild eines Oszillators gemäss einer weiteren Ausführungsform der Erfindung wiedergegeben. Statt den Verstärker  $V_1$  als Chopperverstärker auszuführen, wird zur Verstärkung des Spannungsabfalles  $U_{CU}$  eine Sample-Hold-Schaltung verwendet. Die Stromquelle  $I_1$  wird mittels

des Taktgenerators TG und des Schalters  $S_1$  mit der Frequenz  $F_{TG}$ , die wesentlich kleiner (in der Grössenordnung von einigen Hz) als  $F_{osc}$  ist, getaktet. Das Taktverhältnis des Taktgenerators TG kann zur Reduktion des von der Stromquelle  $I_1$  verbrauchten Stromes klein gewählt werden.

Der Wechselspannungsanteil der Spannung am Punkt (E) wird im nichtinvertierenden Wechselspannungsverstärker  $V_2$  verstärkt. Anschliessend wird mit der aus dem Schalter  $S_2$ , dem Haltekondensator  $C_2$  und dem Spannungsfolger  $V_3$  bestehenden Sample-Hold-Schaltung der Gleichspannungsanteil wieder hergestellt. Die Offsetspannung des Verstärkers  $V_3$  fällt gegenüber der bereits im Verstärker  $V_2$  verstärkten Nutzspannung  $U_{CU}$  nicht mehr ins Gewicht.

### Patentansprüche

1. Temperaturstabilisierter Oszillator mit einem Schwingkreis (L, C,  $R_{CU}$ ), welcher eine Schwingkreisspule (L) enthält, die einen Kupferwiderstand ( $R_{CU}$ ) hat, und einer als virtueller negativer Widerstand ( $R_n$ ) geschalteten Verstärkerschaltung (V,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ), welcher Oszillator dadurch gekennzeichnet ist, dass er eine Stromquelle ( $I_1$ ) enthält, die mit dem Schwingkreis (L, C,  $R_{CU}$ ) in Serie geschaltet ist und die dazu dient, zwischen beiden Enden der Schwingkreisspule (L) eine erste Spannung ( $U_{CU}$ ) zu erzeugen, welche dem Kupferwiderstand ( $R_{CU}$ ) der Schwingkreisspule (L) proportional ist, und eine Steuerschaltung ( $V_1$ , M;  $V_2$ ,  $V_3$ , M) enthält, welche mittels der vorgenannten ersten Spannung ( $U_{CU}$ ) den virtuellen negativen Widerstand ( $R_n$ ) im Wesentlichen umgekehrt proportional zum Kupferwiderstand ( $R_{CU}$ ) der Schwingkreisspule (L) macht.

2. Oszillator nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass, die Steuerschaltung ( $V_1$ , M;  $V_2$ ,  $V_3$ , M) eine Ausgangsspannung ( $U_{e1}$ ) der Verstärkerschaltung (V,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ) aufgrund einer zweiten Spannung ( $U_{e2}$ ) einstellt, die eine lineare Funktion der vorgenannten ersten Spannung ( $U_{CU}$ ) ist.

3. Oszillator nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromquelle ( $I_1$ ) eine Gleichstromquelle, eine pulsierende Gleichstromquelle oder eine niederfrequente Wechselstromquelle ist.

4. Oszillator nach einem der Ansprüche 1–3, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuerschaltung ( $V_1$ , M;  $V_2$ ,  $V_3$ , M) die Ausgangsspannung ( $U_{e1}$ ) der Verstärkerschaltung (V,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ) mit einer Spannung multipliziert, die eine lineare Funktion des Signales ( $U_{CU}$ ) ist.

5. Oszillator nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Schwingkreis (L, C,  $R_{CU}$ ) mit dem Eingang eines Verstärkers (V) und ein erster Widerstand ( $R_1$ ) mit dem anderen Eingang des Verstärkers (V) verbunden ist, ein zweiter Widerstand ( $R_2$ ) zwischen den anderen Eingang des Verstärkers (V) und den Ausgang desselben, ein dritter Widerstand ( $R_3$ ) zwischen den einen Eingang des Verstärkers (V) und die Steuerschaltung ( $V_1$ , M;  $V_2$ ,  $V_3$ , M) geschaltet ist, und der eine Eingang des Verstärkers (V) sowie der Ausgang desselben mit der Steuerschaltung ( $V_1$ , M;  $V_2$ ,  $V_3$ , M) verbunden ist.

6. Oszillator nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass der eine Eingang des Verstärkers (V) über einen weiteren Verstärker ( $V_1$ ;  $V_2$ ) mit einem Eingang eines Multiplizierers (M) verbunden ist, dessen weiterer Eingang mit dem Ausgang des Verstärkers (V) verbunden ist, und dessen Ausgang über den dritten Widerstand ( $R_3$ ) wiederum mit dem einen Eingang des Verstärkers (V) verbunden ist.

7. Oszillator nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen den einen Eingang des Verstärkers (V) und den Eingang des weiteren Verstärkers ( $V_1$ ;  $V_2$ ) ein Tiefpass ( $R_4$ ,  $C_1$ ) geschaltet ist.

8. Oszillator nach einem der Ansprüche 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen den Ausgang des weiteren Verstärkers ( $V_1$ ;  $V_2$ ) und den Eingang des Multiplizierers (M) eine Spannungsquelle ( $U_0$ ) zum Addieren einer Spannung geschaltet ist.

9. Oszillator nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass die Spannungsquelle ( $U_0$ ) zur Ausgangsspannung ( $U_{V1}$ ) des weiteren Verstärkers ( $V_1$ ;  $V_2$ ) eine konstante Spannung addiert, deren Grösse proportional zur Grösse einer Spannung ( $U_0$ ) ist, welche die Referenzspannung des Multiplizierers (M) ist.

10. Oszillator nach einem der Ansprüche 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromquelle ( $I_1$ ) von der Spannungsquelle ( $U_0$ ) abgeleitet ist, oder umgekehrt.

11. Oszillator nach einem der Ansprüche 6 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass der weitere Verstärker als nichtinvertierender Gleichspannungsverstärker ( $V_1$ ) ausgeführt ist.

12. Oszillator nach einem der Ansprüche 6 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass der weitere Verstärker als Chopper-Verstärker ( $V_1$ ) ausgeführt ist.

13. Oszillator nach einem der Ansprüche 6 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass der weitere Verstärker als nichtinvertierender Wechselspannungsverstärker ( $V_2$ ) ausgeführt ist, wobei ein Taktgenerator (TG) und ein Schalter ( $S_1$ ) zum Takten der Stromquelle ( $I_1$ ) sowie eine Sample-Hold-Schaltung ( $S_2$ ,  $C_2$ ,  $V_3$ ) zum Wiederherstellen der Gleichspannungskomponente des vom Wechselspannungsverstärker ( $V_2$ ) verstärkten Signals vorgesehen sind.

14. Verwendung eines Oszillators nach einem der Ansprüche 1 bis 13 als Teil eines Näherungsschalters.

15. Verwendung eines Oszillators gemäss Anspruch 13, wobei der Näherungsschalter eine Auswerteschaltung zum Feststellen des Einsatz- bzw. Abreisspunktes der durch den Oszillator erzeugten Schwingung als Folge der Annäherung einer Normmessplatte aufweist.

Fig. 1a

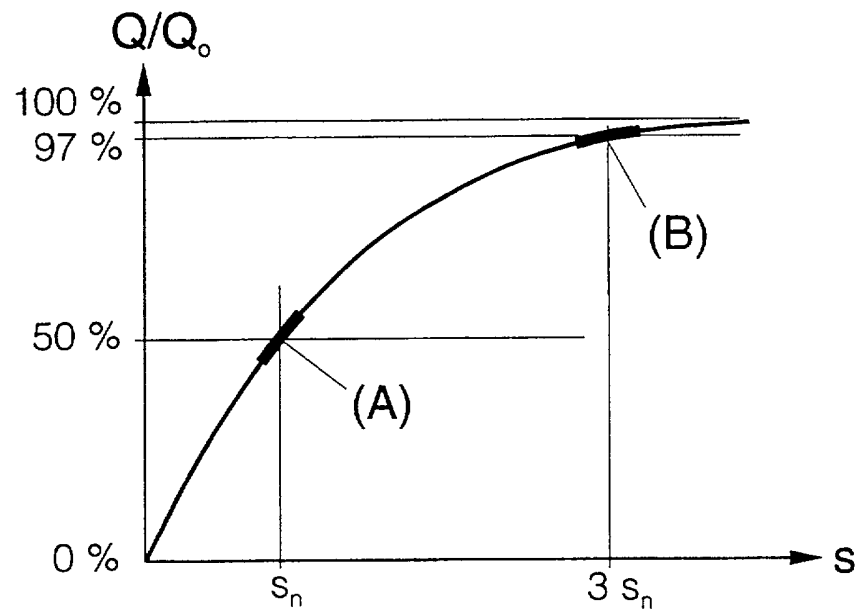
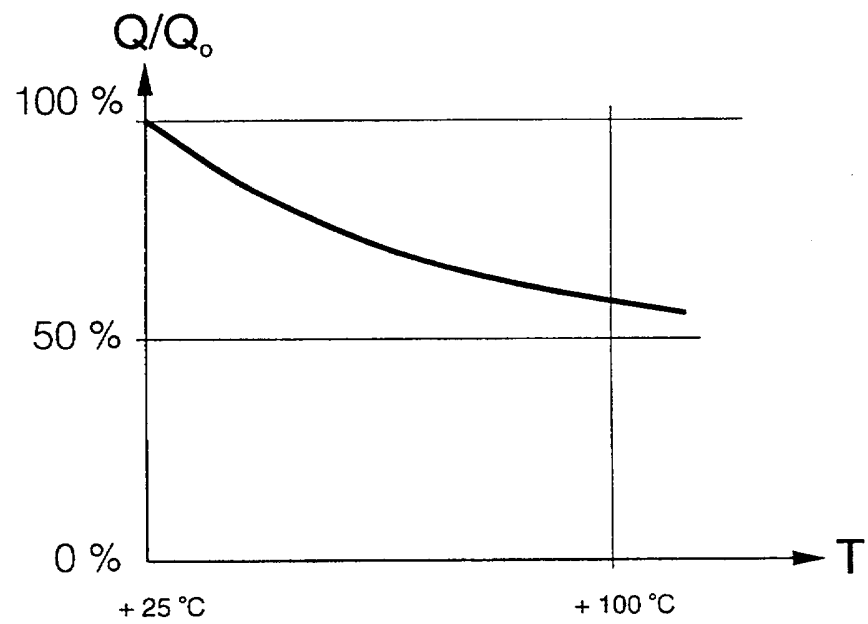


Fig. 1b



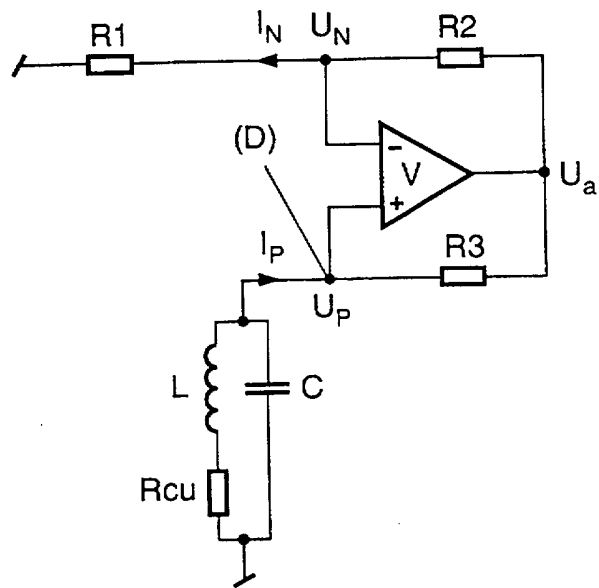


Fig. 2

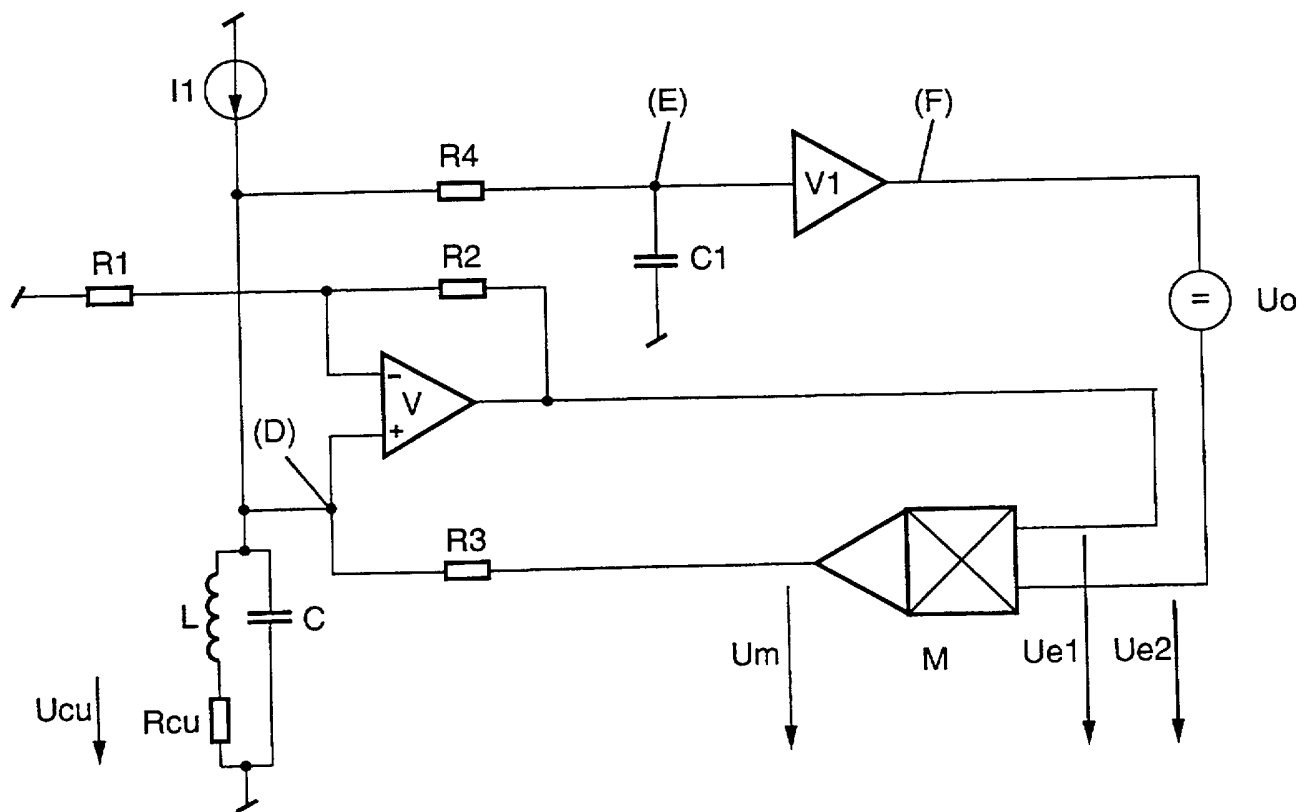


Fig. 3

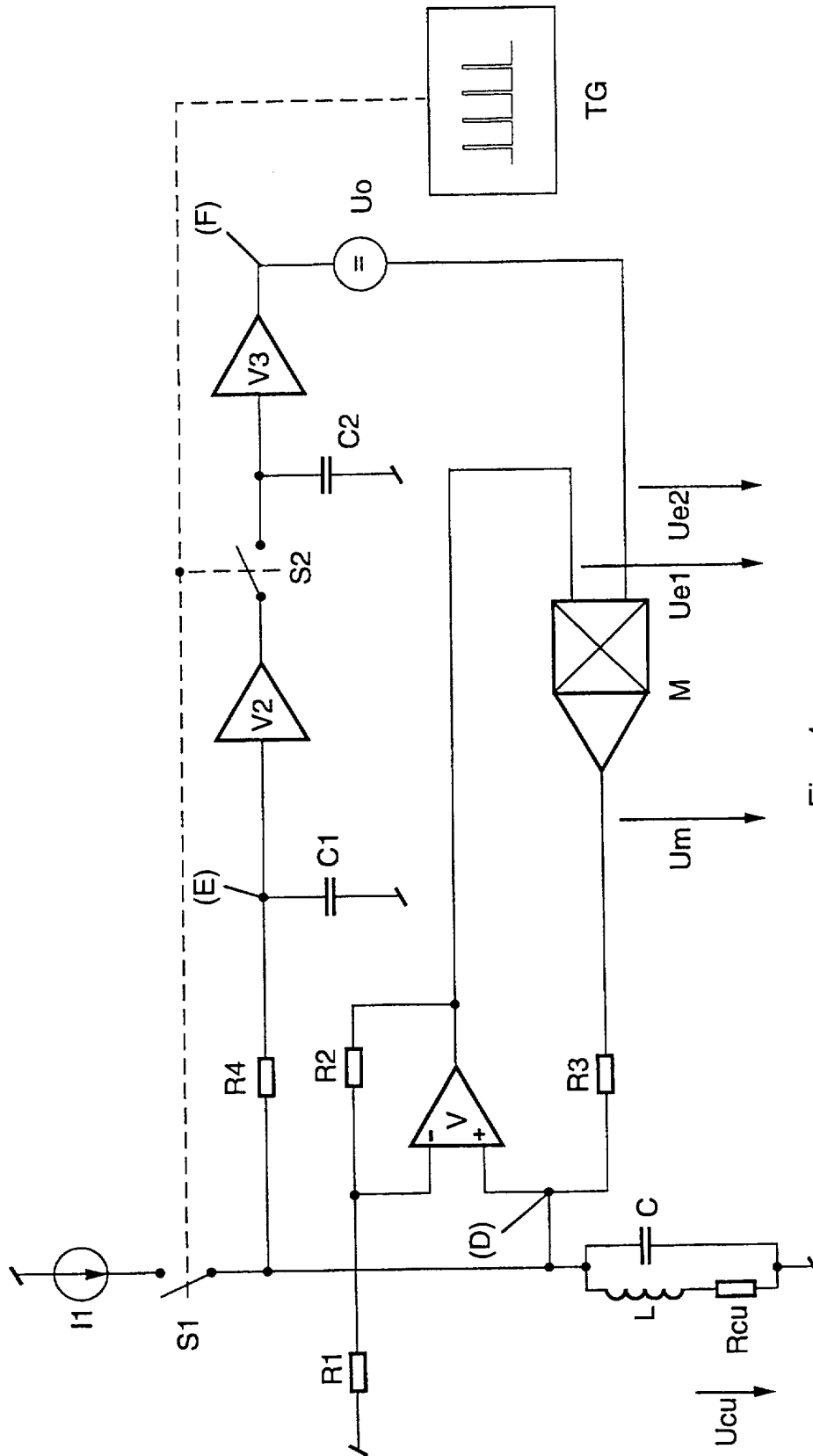


Fig. 4