



Erfolgspatent für die Schweiz und Liechtenstein
Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ PATENTSCHRIFT A5

②1 Gesuchsnummer: 01482/96

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

②2 Anmeldungsdatum: 13.06.1996

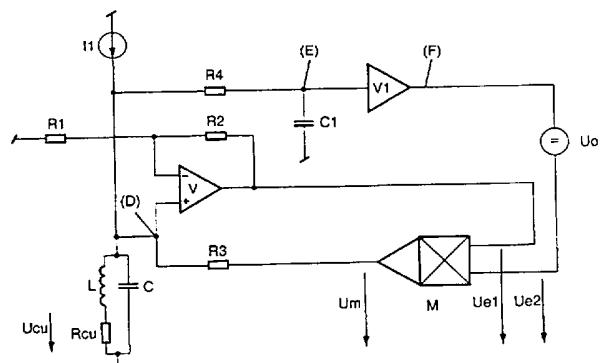
⑦2 Erfinder:
Peter Heimlicher, Klein-Schoenberg 112,
1700 Fribourg (CH)

②4 Patent erteilt: 28.02.2001

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

⑤4 Temperaturstabilisierter Oszillator und Verwendung desselben in einem Näherungsschalter.

⑤7 Bei einem Oszillator mit einem Schwingkreis (L , C , R_{cu}) und einer als negativer Widerstand geschalteten Verstärkerschaltung (V , R_1 , R_2 , R_3) ist eine Gleichstromquelle (I_1) in Serie zum Schwingkreis (L , C , R_{cu}) geschaltet. Damit wird ein Signal (U_{cu}) ermittelt, welches ein Mass ist für den Widerstand (R_{cu}) der Schwingkreisspule (L). Eine Steuerschaltung (V_1 , M) steuert mit diesem Signal (U_{cu}) den negativen Widerstand umgekehrt proportional zum Widerstand (R_{cu}) der Schwingkreisspule (L). Dies ergibt eine einfache Stabilisierung des Temperaturverhaltens des Schwingkreises (L , C , R_{cu}) und ermöglicht so die kostengünstige Herstellung induktiver Näherungsschalter mit einem grossen Schaltabstand, die in einem breiten Temperaturbereich zuverlässig funktionieren.



Beschreibung

Die Erfindung betrifft einen temperaturstabilisier-ten Oszillator gemäss dem Oberbegriff des Patent-anspruchs 1.

Die Erfindung betrifft ferner die Verwendung ei-nes solchen Oszillators als Teil eines Näherungs-schalters.

Oszillatoren, welche einen LC-Schwingkreis auf-weisen, werden z.B. in induktiven Näherungs-schaltern verwendet, wobei die Annäherung einer so genannten Normmessplatte das Verhalten der durch den Oszillator erzeugten Schwingung beein-flusst. Dabei verändert sich beispielsweise die Am-pplitude des Ausgangssignals des Oszillators oder der Einsatzpunkt der Schwingung, wodurch ein Schwellenwertdetektor gesteuert wird, der ein nutzbares Ausgangssignal des Näherungsschalters liefert.

Der Hauptnachteil handelsüblicher induktiver Nä-herungsschalter besteht in ihrem relativ kleinen Schaltabstand. Einer Erhöhung dieses Schaltab-standes steht die Temperaturabhängigkeit der ver-wendeten Oszillator-Schwingkreiskombination entge-gen, die bei erhöhtem Schaltabstand zu einem nor-malerweise nicht akzeptablen Temperaturkoeffizien-ten desselben führt.

Fig. 1a zeigt das Verhalten der relativen Schwing-kreisgüte Q/Q_0 in Funktion der Distanz S (Schaltab-stand) der Normmessplatte eines induktiven Nä-herungsschalters. Mit zunehmendem Schaltabstand sinkt die durch die Normmessplatte bewirkte, nutz-bare Änderung (Q_0-Q) der Schwingkreisgüte Q relati-viv zur ungedämpften Schwingkreisgüte Q_0 rasch auf einen sehr kleinen Wert. Ist der normale Arbeits-bereich so gewählt, dass für einen gegebenen Schaltabstand die relative Schwingkreisgüte 50% be-trägt (Arbeitspunkt A), so zeigt die Kurve von Fig. 1a, dass sich der Einfluss der Normmessplatte auf die relative Schwingkreisgüte für einen dreimal so grossen Schaltabstand auf ca. 3% reduziert (Ar-beitspunkt B).

Der Einfluss der Umgebungstemperatur T auf die relative Schwingkreisgüte ist in Fig. 1b wiederge-geben, welche zeigt, dass das Verhältnis Q/Q_0 mit steigender Temperatur abnimmt. Ein Vergleich mit Fig. 1a lässt erkennen, dass bei grösseren Schalt-abständen der Temperatureinfluss auf Q/Q_0 rasch grösser wird als die durch die Normmessplatte be-wirkte Änderung. Dieser Temperatureinfluss wird zum weitaus grössen Teil durch die Temperaturab-hängigkeit des Widerstandes der Schwingkreisspule verursacht.

Es ist aus der DE-A-1 589 826 eine Spulenan-ordnung mit kleiner Temperaturabhängigkeit der Güte bekannt. Die Temperaturkompensation der Güte der Spule wird erzielt, indem diese Spule als Primärwicklung eines Transfornators geschaltet ist, dessen Sekundärkreis kurzgeschlossen ist. Der spezifische Widerstand des Leitermaterials der Se-kundärwicklung hat eine Temperaturabhängigkeit gleichen Vorzeichens wie der spezifische Wider-stand des Leitermaterials der Primärwicklung. Der Kopplungsfaktor sowie das Verhältnis des ohm-schen Wicklungswiderstandes zum induktiven Wi-derstand dieser Wicklung werden so gewählt, dass

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

Die EP-A-0 070 796 beschreibt ein Verfahren, bei dem die Temperaturabhängigkeit des Wider-standes der Schwingkreisspule dazu benutzt wird, das durch eben diesen Einfluss schlechte Tempe-raturverhalten der Schwingamplitude des durch einen Generator angeregten Schwingkreises zu kompen-sieren. Dabei wird eine zum Widerstand der Schwingkreisspule proportionale Spannung an den Schwingkreis angelegt. Der Generator erzeugt ei-nen konstanten Wechselstrom der gleichen Fre-quenz wie die des Schwingkreises durch den Wi-derstand der Schwingkreisspule. Dieses Verfahren ermöglicht die grössten zur Zeit realisierbaren Schaltabstände.

Dieses bekannte Verfahren benötigt eine bifilare Spule zur Erzielung der gewünschten Kompen-sation 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 so-wohl der Spule selbst wie auch bei deren Verbin-dung 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 Kompen-sation der Auswirkungen der Temperaturab-hängigkeit des Widerstandes der Schwingkreisspule auf das Schwingverhalten des Schwingkreises ge-währleistet, 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 tem-peraturunabhängig geworden. Dies ergibt eine Sta-bilisierung des Temperaturverhaltens des Einsatz-punktes der Schwingung des Schwingkreises, was einen stabilen Oszillator und somit einen einfachen Näherungsschalter mit einem grossen Schaltab-stand ermöglicht, der in einem breiten Temperatur-bereich zuverlässig funktioniert.

Weitere vorteilhafte Ausführungsformen gehen aus den abhängigen Ansprüchen hervor.

Nachfolgend werden einige beispielsweise Aus-führungsformen der Erfindung anhand der Zeich-nung 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 Widerständen R_n am Punkt (D) bestimmenden Widerständen R₁, R₂ und R₃. Der ohmsche Widerstand der jeweiligen Widerstände R_i wird der Einfachheit halber auch mit R_i bezeichnet.

Der Widerstand R₁ ist zwischen Masse und den invertierenden (oder N-)Eingang des Verstärkers V geschaltet. Der Widerstand R₂ ist zwischen den invertierenden Eingang des Verstärkers V und den Ausgang desselben geschaltet. Der Widerstand R₃ 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):

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

Zusätzlich gilt:

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

Daraus folgt:

$$\begin{aligned} I_N &= (-R_3 / R_2) * I_P \\ U_P + (R_1 * R_3 / R_2) * I_P &= 0 \end{aligned}$$

und damit:

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

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

$$R_p = L / (C * R_{cu}) \quad (2)$$

Die Schwingbedingung für den Oszillator gemäss Fig. 2 ist:

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

Er schwingt mit der Frequenz Fosc (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 I₁, die zwischen Masse und den nichtinvertierenden Eingang des Verstärkers V in Serie zum Schwingkreis L, C, R_{cu} geschaltet ist. Die Stromquelle I₁ kann auch eine pulsierende Gleichstromquelle oder eine niederfrequente Wechselstromquelle (mit einer Frequenz, welche viel niedriger ist als Fosc) sein. Sie liefert einen Messstrom I₁, welcher am Widerstand R_{cu} der Schwingkreisspule L einen Spannungsabfall U_{cu} hervorruft:

$$U_{cu} = R_{cu} * I_1 \quad (4)$$

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 C₁ und den Widerstand R₄ gebildeten Tiefpasses der Wechselspannungsanteil weggefiltert. Der Gleichspannungsanteil am Punkt (E) wird in einem nichtinvertierenden Gleichspannungsverstärker V₁ um den Faktor G verstärkt. Am Ausgang (F) des Verstärkers V₁ steht die zum Kupferwiderstand R_{cu} proportionale Gleichspannung U_{V1} zur Verfügung:

$$U_{V1} = R_{cu} * I_1 * G \quad (5)$$

Gemäss Fig. 3 ist zwischen den Ausgang (F) des Verstärkers V₁ und den einen Eingang eines Multiplizierers M eine Konstantspannungsquelle U₀ geschaltet. Zur Vereinfachung der Formel wird die Konstante k wie folgt definiert:

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

Die Spannungsquelle U₀ dient dazu, zur Spannung U_{V1} an (F) eine konstante Spannung der Grösse k * U₀ 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 Schwingkreisspule

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 V1 macht sich störend bemerkbar. Zur Vermeidung dieses Problems kann der Verstärker V1 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 V1 als Chopperverstärker auszuführen, wird zur Verstärkung des Spannungsabfalls 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 Signals (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 Taktten 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 vorgesehenen 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.

60

65

Fig. 1a

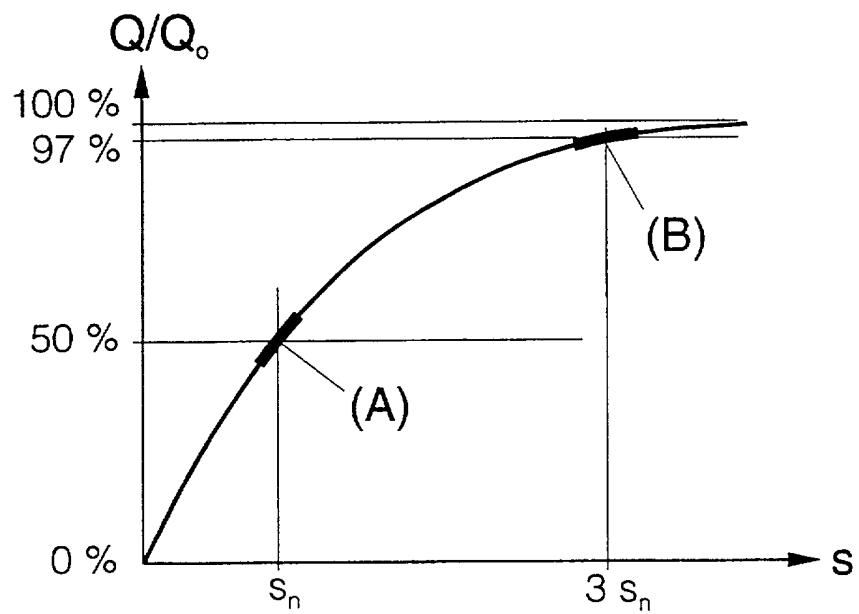
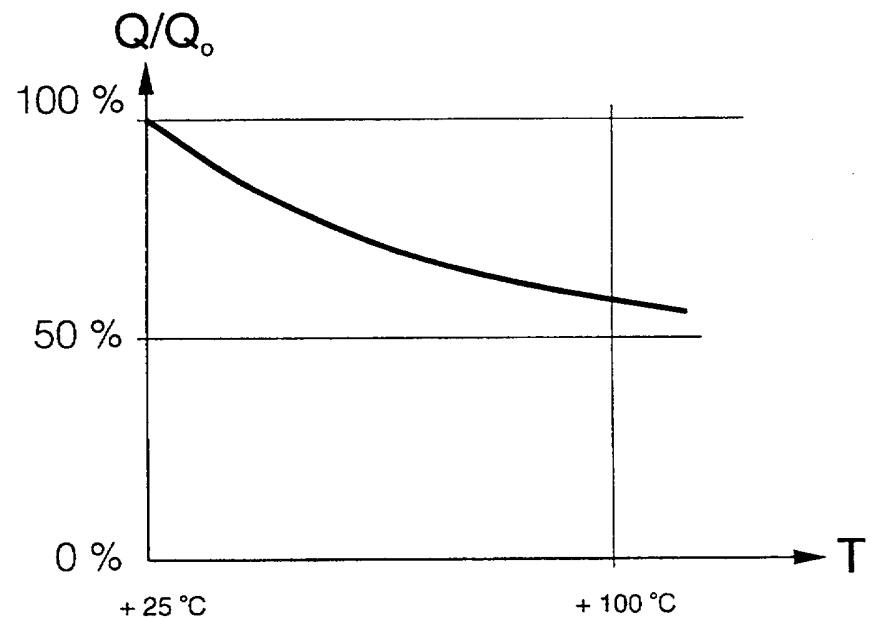


Fig. 1b



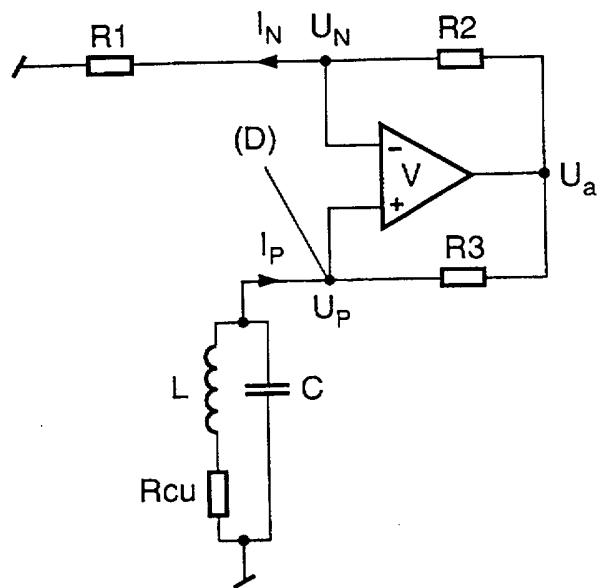


Fig. 2

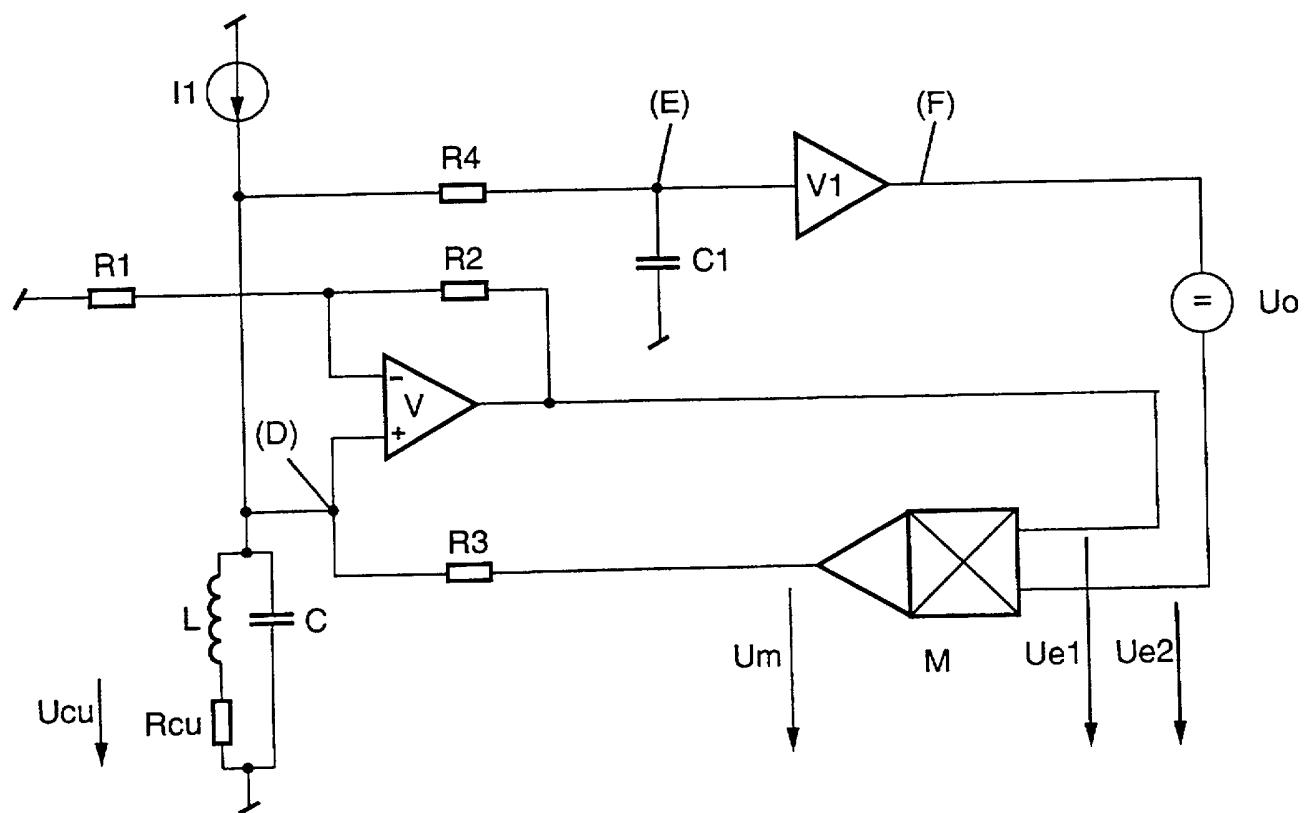


Fig. 3

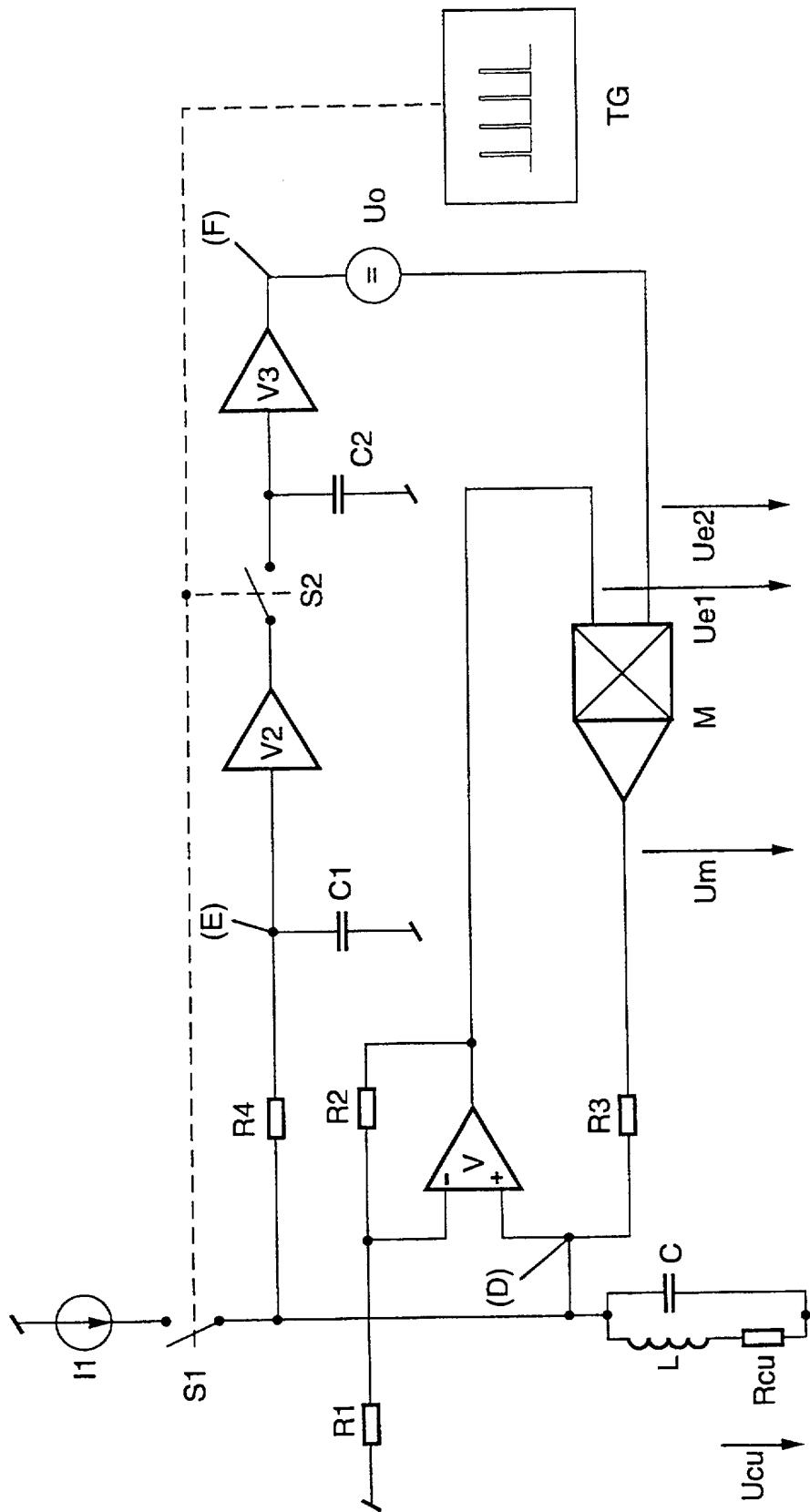


Fig. 4