

19



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets

11

Veröffentlichungsnummer:

**0 220 511  
A2**

12

## EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

21 Anmeldenummer: 86113333.8

51

Int. Cl. 4: **G08B 13/18**

22 Anmeldetag: 27.09.86

30 Priorität: 19.10.85 DE 3537316

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung:  
06.05.87 Patentblatt 87/19

84 Benannte Vertragsstaaten:  
CH DE GB IT LI NL SE

71

Anmelder: **Richard Hirschmann**  
**Radiotechnisches Werk**  
**Richard-Hirschmann-Strasse 19 Postfach**  
**110**  
**D-7300 Esslingen a.N.(DE)**

72

Erfinder: **Zierhut, Hermann, Dipl.-Ing.**  
**Waldperlacher Strasse 21**  
**D-8000 München 83(DE)**

74

Vertreter: **Stadler, Heinz, Dipl.-Ing.**  
**Richard-Hirschmann-Strasse 19 Postfach**  
**110**  
**D-7300 Esslingen a.N.(DE)**

54 **Schaltungsanordnung für einen Infrarot-Raumüberwachungsdetektor.**

57 Die Schaltungsanordnung für einen Infrarot-Raumüberwachungsdetektor mit einem Sensor und einem diesem nachgeschalteten Feldeffekttransistor weist einen Operationsverstärker auf, dessen Minus-Eingang mit der Drain-Elektrode des Feldeffekttransistors verbunden ist, und dessen Ausgangssignal auf seinen Minus-Eingang rückgekoppelt ist. Auf diese Weise wird die Stabilisierung der Betriebsspannung durch den Operationsverstärker ausgenutzt und der Drain-Elektrode des Feldeffekttransistors kann eine stabile Spannung bereitgestellt werden, so daß darauf verzichtet werden kann, die Betriebsspannung in der sonst erforderlichen Weise mit einem Siebfaktor von 100 bis 120 dB zu sieben. Zusätzlich kann vorgesehen sein, die Source-Elektrode des Feldeffekttransistors mit einem konstanten Strom zu beaufschlagen und/oder den der Source-Elektrode bereitgestellten Strom unter Verwendung des Ausgangssignals des Operationsverstärkers konstant zu regeln.

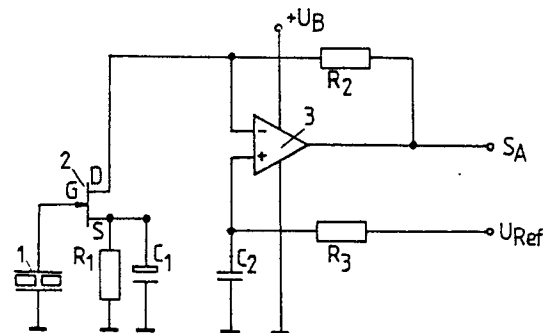


Fig. 2

EP 0 220 511 A2

## Schaltungsanordnung für einen Infrarot-Raumüberwachungsdetektor

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung für einen Infrarot-Raumüberwachungsdetektor mit einem Sensor und einem diesem nachgeschalteten Feldeffekttransistor.

Fig. 1a zeigt eine bekannte Schaltung dieser Art, bei der ein Anschluß eines Pyroelementes P an Masse bzw. an der Minus-Betriebsspannungsklemme liegt und der andere Anschluß mit der Gate-Elektrode eines Feldeffekttransistors (nachfolgend mit FET abgekürzt) verbunden ist. Die Drain-Elektrode des FET steht mit der Plus-Betriebsspannungsklemme  $U_B$  in Verbindung. Die Source-Elektrode des FETs liegt über einen Widerstand  $R_A$  an Masse bzw. an der Minus-Betriebsspannungsklemme  $-U_B$ . Über diesen Widerstand  $R_A$  wird die Signalspannung  $U_A$  abgegriffen. Die dargestellte Schaltung ist also analog einer Emitterfolger-Schaltung ausgebildet.

Die Signalspannung  $U_A$  ist bei dieser Schaltungsanordnung sehr empfindlich gegenüber Störspannungen, die der Betriebsspannung  $U_B$  überlagert sind, da sich derartige Störspannungen auf Grund der Drain-Gate-Rückwirkung des FET auch auf die Gate-Spannung und damit auf die Signalspannung  $U_A$ , die im  $\mu V$ -Bereich liegt, auswirkt. Die an der Drain-Elektrode des FETs anliegende Betriebsspannung  $+U_B$  weist Rausch- oder Störkomponenten in dem besagten  $\mu V$ -Bereich auf, so daß das Sensorsignal nicht mit ausreichender Zuverlässigkeit für die Signalgabe ausgewertet werden kann. Es ist daher erforderlich, die Betriebsspannung  $U_B$  sehr gut zu sieben, d.h., es ist ein Netzteil mit einem hohen Siebfaktor von 100 bis 120 dB erforderlich. Um den hohen Siebfaktor zu erhalten, werden häufig auch zwei Netzteile hintereinander geschaltet. Der Schaltungsaufwand für die Siebung der Betriebsspannung  $U_B$  ist daher hoch.

Es ist weiterhin bekannt, die Nutz- bzw. Signalspannung  $U_A$  an der Drain-Elektrode des FET abzugreifen, wie dies aus der in Fig. 1b dargestellten schematischen Schaltungsanordnung zu ersehen ist. In diesem Falle wird die Betriebsspannung  $+U_B$  der Drain-Elektrode des FETs über einen Widerstand  $R_L$  bereitgestellt. Im Source-Elektrodenzweig liegt in diesem Falle die Parallelschaltung eines Widerstandes  $R_A$  und eines Kondensators C.

Zusätzlich zu den besagten Nachteilen, die im Zusammenhang mit der in Fig. 1a dargestellten Schaltungsanordnung auftreten, kommt bei dieser in Fig. 1b dargestellten Schaltung hinzu, daß sich die der Versorgungsspannung  $U_B$  überlagernden Rausch- und Störkomponenten dem Nutzsignal bzw. der Signalspannung  $U_A$  ebenfalls überlagern, das bzw. die am Widerstand  $R_L$  auftritt und dort

abgegriffen wird. Durch den Rückwirkungsleitwert des Drain-Gate-Übergangs des FET wird das Signal/Rausch-Verhältnis der Signalspannung  $U_A$  noch schlechter.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, eine Schaltungsanordnung der eingangs genannten Art zu schaffen, die ohne hohen Siebaufwand im Netzteil auskommt und eine hohe Verstärkung des Sensorsignals auf einfache Weise ermöglicht.

Diese Aufgabe wird dadurch gelöst, daß die Drain-Elektrode des FET mit dem Minus-Eingang eines Operationsverstärkers verbunden ist, dessen Ausgangssignal über einen Rückkoppelwiderstand auf dem Minus-Eingang des Operationsverstärkers rückgekoppelt ist.

Die erfindungsgemäße Verbindung eines Operationsverstärkers sowie die angegebene Schaltung desselben im Zusammenhang mit dem FET ermöglicht es, die Operationsverstärker-Stabilisierung auszunützen, die eine Dämpfung von 80 bis 100 dB ergibt. Dabei wird die Drain-Spannung des FET ohne zusätzlichen Schaltungsaufwand für eine Siebung automatisch stabil gehalten und es ergibt sich daher auch praktisch keine Rückwirkung auf die Gate-Elektrode des FET. Die Operationsverstärker-Schaltung regelt daher automatisch alle Schwankungen der Netzspannung aus, die Drain-Spannung des FET bleibt konstant, und damit ergibt sich auch ein ungestörtes Nutzsignal bzw. eine ungestörte Signalspannung. Anders ausgedrückt ist der Operationsverstärker bei der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung nicht als Spannungsverstärker, sondern als Stromverstärker geschaltet, wodurch Schwankungen am Minus-Eingang des Operationsverstärkers und damit an der Drain-Elektrode des FET unterdrückt werden, was zur Folge hat, daß Stör-Rückwirkungen auf die Gate-Elektrode des FET nicht auftreten.

Besonders vorteilhaft ist es, einen Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand zu wählen. Hierzu bieten sich insbesondere C-MOS-Operationsverstärker an. Die Verwendung weniger hochohmiger Operationsverstärker ist jedoch ebenfalls möglich, insbesondere dann, wenn die Betriebsspannung etwa mittels eines vorgeschalteten Netzteils zusätzlich noch mit einem Siebfaktor von 20 bis 30 dB gesiebt wird.

Eine besonders vorteilhafte Ausführungsform der Erfindung besteht darin, daß der Source-Elektrode des FET ein konstanter Strom mittels einer Konstant-Stromquelle bereitgestellt wird. Statt der herkömmlichen RC-Kombination im Source-Elektrodenbereich des FET kann durch die Verwendung einer Konstantstromquelle der Gleichstrom-

wert des Ausgangssignals weiter konstant gehalten werden.

Eine weitere sehr vorteilhafte Möglichkeit im Zusammenhang mit der vorliegenden Erfindung besteht darin, der Konstantstromquelle das Ausgangssignal des Operationsverstärkers als Regelsignal zuzuleiten. Das Ausgangssignal des Operationsverstärkers wird also über die Konstantstromquelle rückgekoppelt, so daß die Ausgangsspannung bzw. der Ruhestromwert der Ausgangsspannung stabil gehalten wird.

Eine weitere Ausgestaltung der Erfindung besteht darin, die Konstantstromquelle als Rückkoppelvierpol auszubilden. Dabei ist es besonders vorteilhaft, im Zusammenhang mit dem Rückkoppelvierpol ein Integrationsglied zur Dämpfung des Nutzsignals vorzusehen. Dadurch wird erreicht, daß die gesamte Schaltung in Leerlaufverstärkung betrieben wird.

Vorteilhaft ist weiterhin eine Ausführung, bei der der Rückkoppelvierpol ein Dämpfungsglied aufweist, dessen Dämpfungsfaktor proportional zur Gesamtverstärkung der Detektorschaltungsanordnung geregelt ist. Auf diese Weise ist eine konstante Verstärkung des Nutzsignals unter Ausschaltung von Fertigungs-, Bauteile-, Temperatur- und sonstigen Toleranzen sichergestellt. Durch diese verstärkungsgeregelte Ausführungsform kann die Schaltungsanordnung besonders kostengünstig hergestellt werden, da einfachste Bauelemente mit großen Toleranzen verwendet werden können und dennoch kein Abgleich erforderlich ist.

Die Erfindung wird nachstehend anhand der Zeichnungen beispielsweise näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1a und 1b Schaltungsanordnungen herkömmlicher Art in schematischer Darstellung,

Fig. 2 die schematische Darstellung einer Schaltungsanordnung gemäß der vorliegenden Erfindung,

Fig. 3 eine vorteilhafte Modifikation der in Fig. 2 dargestellten Schaltungsanordnung und

Fig. 4 eine weitere Ausführungsform der Erfindung.

Schaltungsteile und Bauelemente, die sich in den Fig. 2 bis 4 entsprechen, sind jeweils mit denselben Bezugszeichen versehen.

Wie Fig. 2 zeigt, ist die Gate-Elektrode eines Feldeffekttransistors 2 mit einem Anschluß eines Pyroelements 1 verbunden, dessen anderer Anschluß an Masse bzw. an der Minus-Betriebsspannungsquelle liegt. Die Source-Elektrode des FET 2 liegt über einen Widerstand  $R_1$  und einem zu diesem Widerstand  $R_1$  parallel geschalteten Kondensator  $C_1$  ebenfalls an Masse bzw. an der Minus-Betriebsspannungsklemme. Die Drain-Elektrode des FET 2 ist mit dem Minus-Eingang eines Operations-

verstärkers 3 verbunden, dessen Plus-Eingang über einen Kondensator  $C_2$  an Masse bzw. an der Minus-Betriebsspannungsquelle liegt. Dem Plus-Eingang des Operationsverstärkers 3 wird eine Referenzspannung  $U_{Ref}$  über einen Widerstand  $R_1$  bereitgestellt. Das Ausgangssignal  $S_A$  des Operationsverstärkers 3 wird dem Minus-Eingang des Operationsverstärkers 3 über einen Widerstand  $R_2$  rückgeführt. Der Widerstand  $R_2$  liegt vorzugsweise im Mega-Ohm-Bereich. Er weist beispielsweise den Widerstandswert von 1 MOhm auf. Die Betriebsspannungsanschlüsse des Operationsverstärkers 3 sind mit der Plus-Betriebsspannungsklemme  $+U_B$  bzw. mit der Minus-Betriebsspannungsklemme  $-U_B$  oder Masse verbunden.

Das an der Drain-Elektrode des FET 2 auftretende Ausgangssignal des Pyroelements 1 wird im Operationsverstärker 3 verstärkt, und dieses verstärkte Signal wird über den Widerstand  $R_2$  enthaltenden Rückkoppelzweig auf den Minus-Eingang des Operationsverstärkers 3 rückgekoppelt. Da der Operationsverstärker selbst eine gute Siebwirkung von etwa 80 bis 100 dB für die Versorgungsspannung aufweist, wird diese Eigenschaft des Operationsverstärkers zusätzlich zur eigentlichen Verstärkungseigenschaft für das Nutzsignal ausgenutzt, um die Drain-Spannung des FET 2 stabil zu halten. Dadurch ergibt sich auch keine negative Rückwirkung von der Drain-Elektrode auf die Gate-Elektrode, wodurch das Nutzsignal insofern nicht negativ beeinflusst werden kann. Die Operationsverstärkerschaltung regelt also alle Schwankungen aus, so daß die Drain-Spannung vollkommen konstant bleibt. Das Nutzsignal wird dabei nicht mehr einer Spannungsverstärkung, sondern einer Stromverstärkung unterzogen. Dadurch ist das Nutzsignal frei von etwa in der Betriebsspannung auftretenden Schwankungen oder Störkomponenten.

Die in Fig. 3 dargestellte Ausführungsform unterscheidet sich von der Schaltungsanordnung in Fig. 2 lediglich dadurch, daß die aus dem Widerstand  $R_1$  und  $C_1$  bestehende, im Source-Elektrodenzweig des FET 2 liegende Parallelschaltung nunmehr durch eine Konstantstromquelle 4 ersetzt ist. Auf diese Weise kann der Gleichstromwert des Nutzsignals  $S_A$  noch besser konstant gehalten werden.

Bei der in Fig. 4 dargestellten Ausführungsform ist im Source-Elektrodenzweig des FET 2, statt einer an Masse liegenden Konstantstromquelle 4 bzw. einer Parallelschaltung aus einem Widerstand  $R_1$  und einem Kondensator  $C_1$ , eine Konstantstromquelle bzw. ein Rückkoppelvierpol 5 vorgesehen, der bzw. dem das Ausgangssignal  $S_A$  des Operationsverstärkers 3 als Regelsignal zugeleitet wird. Das heißt, die Konstantstromquelle wird mittels der Ausgangs-Gleichspannung des Operations-

verstärkers 3 so rückgekoppelt, daß der Gleichspannungs- bzw. Ruhespannungswert des Ausgangssignals stabil bleibt. Der Rückkoppelvierpol 5 kann beispielsweise in Form einer Operationsverstärker-, Transistor- oder Stromspiegel-Schaltung ausgebildet sein. Zusätzlich kann das Ausgangssignal der rückgekoppelten Konstantstromquelle bzw. des Rückkoppelvierpols 5 vor der Einspeisung in die Sourceelektrode des FET 2 verstärkt werden. Es ist weiterhin möglich, in diesem Schaltungsteil 5 ein Integrationsglied für eine Dämpfung des Signals vorzusehen, um die gesamte Schaltung in Leerlaufverstärkung zu betreiben, so daß ein verstärkungsgeregeltes Konzept vorliegt. Das Integrationsglied kann beispielsweise in Form eines Operationsverstärkers mit Rückkopplung über einen Kondensator ausgebildet sein. Weiterhin ist es möglich, den Rückkoppelvierpol als Dämpfungsglied auszubilden, dessen Dämpfungsfaktor gerade so groß ist, wie die Gesamtverstärkung der Schaltungsanordnung sein soll.

Die vorliegende Erfindung wurde anhand der dargestellten Ausführungsformen erläutert. Dem Fachmann sind darüberhinaus selbstverständlich zahlreiche Abwandlungen und Ausgestaltungen der dargestellten Ausführungsformen möglich, ohne daß dadurch der Erfindungsgedanke verlassen wird.

## Ansprüche

1. Schaltungsanordnung für einen Infrarot-Raumüberwachungsdetektor mit einem Sensor und einem diesem nachgeschalteten Feldeffekttransi-

stor,

dadurch gekennzeichnet, daß die Drain-Elektrode (D) des Feldeffekttransistors (2) mit dem Minus-Eingang eines Operationsverstärkers (3) verbunden ist, dessen Ausgangssignal ( $S_A$ ) über einen Rückkoppelwiderstand ( $R_2$ ) auf den Minus-Eingang des Operationsverstärkers (3) rückgekoppelt ist.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß ein Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand vorgesehen ist.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Source-Elektrode (S) des Feldeffekttransistors (2) ein konstanter Strom mittels einer Konstant-Stromquelle (4) bereitgestellt wird (Fig. 3).

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß das Ausgangssignal ( $S_A$ ) des Operationsverstärkers (3) der Konstant-Stromquelle (4 bzw. 5) als Regelsignal zugeleitet wird (Fig. 4).

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Konstant-Stromquelle (5) ein Rückkoppelvierpol ist.

6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Rückkoppelvierpol ein Integrationsglied zur Dämpfung des Nutzsignals aufweist.

7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Rückkoppelvierpol ein Dämpfungsglied aufweist, dessen Dämpfungsfaktor proportional zur Gesamtverstärkung der Detektorschaltungsanordnung geregelt ist.

40

45

50

55

4

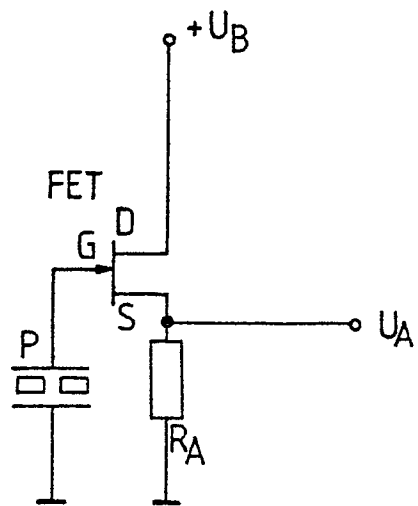


Fig. 1a

Stand der Technik

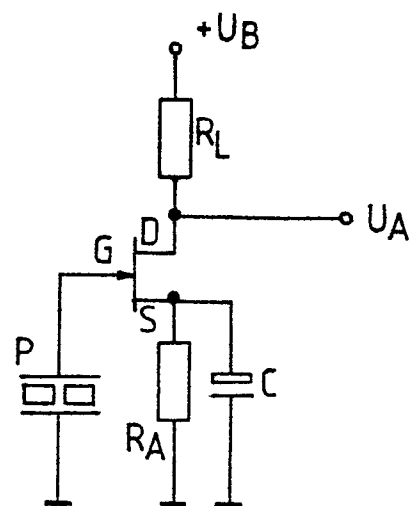


Fig. 1b

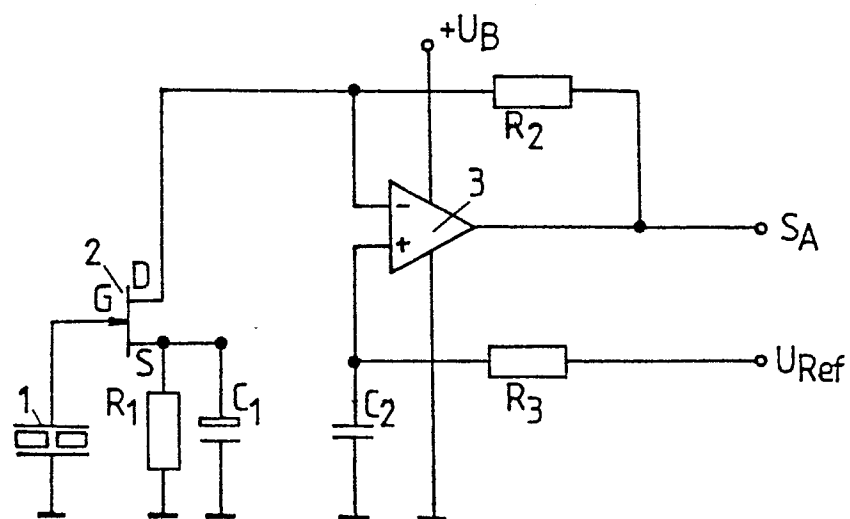


Fig. 2

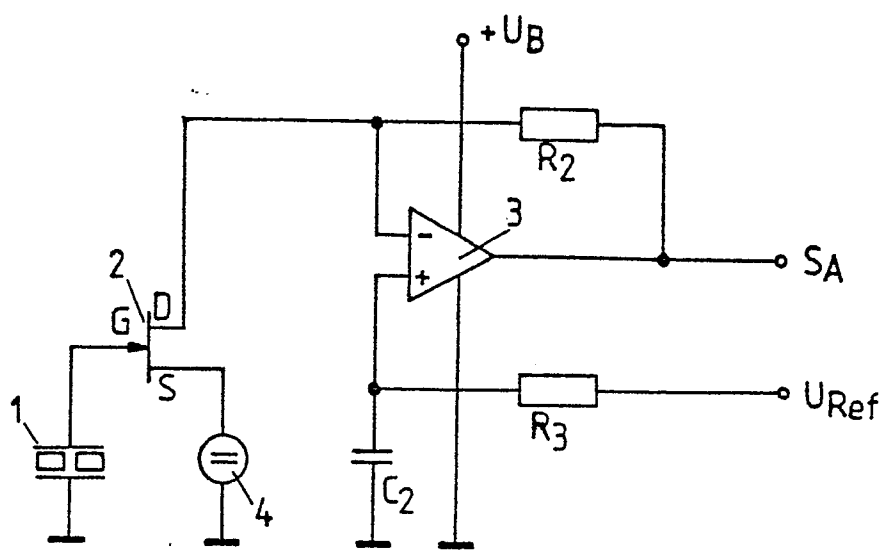


Fig. 3

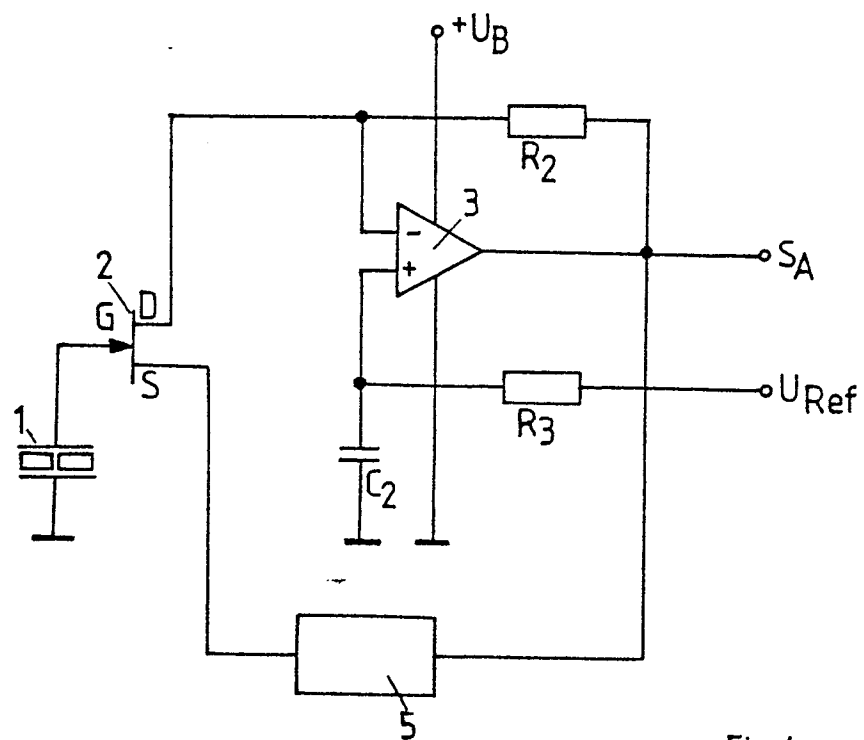


Fig. 4