

①



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑪ CH 689 088 A5

⑤① Int. Cl.⁶: H 03 B 005/36
H 03 H 011/12

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ PATENTSCHRIFT A5

②① Gesuchsnummer: 01465/94

②② Anmeldungsdatum: 10.05.1994

②④ Patent erteilt: 15.09.1998

④⑤ Patentschrift
veröffentlicht: 15.09.1998

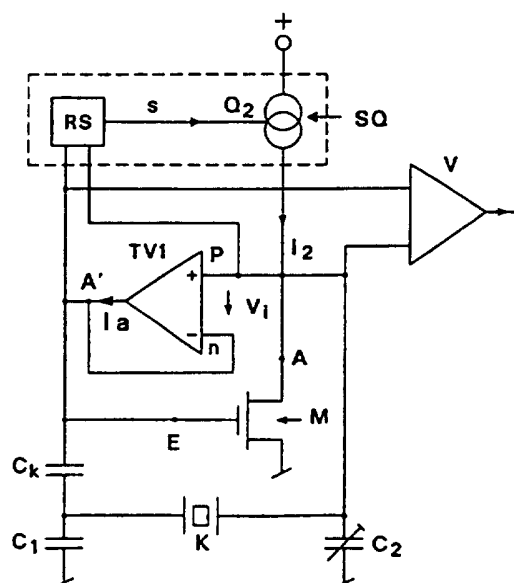
⑦③ Inhaber:
Microdul AG, Grubenstrasse 9, 8045 Zürich (CH)

⑦② Erfinder:
Thommen, Werner, Zürich (CH)

⑦④ Vertreter:
Isler & Pedrazzini AG Patentanwälte,
Stampfenbachstrasse 48, Postfach 6940,
8023 Zürich (CH)

⑤④ Resonanzoszillator.

⑤⑦ Der Resonanzoszillator weist einen Feldeffekttransistor (M), dessen Drainanschluss (A) an eine Stromquelle (Q2) als Last angeschlossen ist, und einen Quarzresonator (K) als Rückkopplung zwischen dem Drain (A) und dem Gate auf. An den Quarzresonator (K) können zwei Lastkapazitäten (C1, C2) angeschlossen sein. Zur Arbeitspunkteinstellung des Transistors (M) ist ein Transconductanceverstärker (TV1) vorhanden, dessen positiver Eingang (p) mit dem Drain (A) und dessen Ausgang (A') mit dem Gate des Transistors (M) verbunden ist, wobei der negative Eingang (n) des Transconductanceverstärkers (TV1) mit einer Referenzspannung beaufschlagt ist, die die Gatespannung des Transistors (M) sein kann. Dadurch kann mit kleinem Aufwand eine sehr hochohmige Rückkopplungsimpedanz für den Feldeffekttransistor realisiert werden.



Beschreibung

Die vorliegende Erfindung betrifft einen Resonanzoszillator gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

Der vorliegenden Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen Resonanzoszillator mit einem möglichst kleinen Stromverbrauch zu schaffen.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäss durch einen Resonanzoszillator mit den im kennzeichnenden Teil des Patentanspruchs 1 angegebenen Merkmalen gelöst.

Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den abhängigen Ansprüchen angegeben.

Die Erfindung wird nachfolgend beispielsweise anhand einer Zeichnung näher erläutert. Dabei zeigt:

Fig. 1 das Prinzipschaltbild eines Resonanzoszillators nach dem Stand der Technik mit einem Rückkopplungswiderstand,

Fig. 2 die schematische Darstellung einer ersten Ausführung eines erfindungsgemässen Resonanzoszillators mit einem Transconductanceverstärker,

Fig. 3 die schematische Darstellung einer zweiten Ausführung eines erfindungsgemässen Resonanzoszillators mit einem Transconductanceverstärker,

Fig. 4 die Übertragungskennlinie eines solchen Transconductanceverstärkers,

Fig. 5 eine erste Ausführung eines solchen Transconductanceverstärkers,

Fig. 6 eine zweite Ausführung eines solchen Transconductanceverstärkers,

Fig. 7 ein Prinzipschaltbild einer geregelten Stromquellenschaltung für den erfindungsgemässen Resonanzoszillator,

Fig. 8 ein Prinzipschaltbild eines Auskopplungsverstärkers für den erfindungsgemässen Resonanzoszillator, und

Fig. 9 das Prinzipschaltbild einer speziellen Schaltung mit unabhängig von der Speisespannung kontrolliertem Stromverbrauch.

Der Resonanzoszillator nach Fig. 1 weist einen einzigen Feldeffekttransistor M mit einer gegebenenfalls geregelten Stromquelle Q1 als Last auf, wobei der Eingang E des Oszillators das Gate G und der Ausgang A der Drain D des Transistors ist. Zwischen den Anschlüssen A und E ist zur Einstellung des Arbeitspunktes ein Rückkopplungswiderstand R eingefügt. Die Source S ist an Masse bzw. an den Minuspol angeschlossen. An die Anschlüsse E und A ist zur Auskopplung des Signals eine Verstärkerschaltung V angeschlossen.

Zwischen den Kontaktpunkten E und A liegt ein Resonator K, beispielsweise ein Quarz oder ein Piezoschwinger. Zudem sind die Anschlüsse E und A über je einen Kondensator C1 bzw. C2 mit Masse oder mit dem Minuspol verbunden, wobei einer dieser Kondensatoren C1, C2 gegebenenfalls ein Trimmerkondensator sein kann. Gegebenenfalls können die Kapazitäten C1 und C2 in die Schaltung integriert sein. Zur Entkopplung eventueller Leckströme können die externen Elemente K und evtl. C1 über eine Kopplungskapazität Ck an den Anschluss E angeschlossen werden. Die Verstärkerschaltung V bewirkt, dass das Sinussignal des Oszillators in ein Rechtecksignal umgewandelt wird.

Bei der Realisierung eines solchen Resonanzoszillators als integrierte Schaltung stellt sich das Problem, dass der Rückkopplungswiderstand R sehr hochohmig sein muss, wenn man mit kleinen Strömen und relativ tiefen Oszillatorfrequenzen arbeiten möchte, wie es bei batteriebetriebenen Miniaturschaltungen oft der Fall ist. Bei einer Oszillatorfrequenz von 32 kHz sollte beispielsweise der Widerstand R einen Wert von über 10 M Ω haben, was eine direkte Integration nahezu verunmöglicht.

Eine Lösung dieses Problems besteht darin, den Rückkopplungswiderstand durch ein entsprechend schwach vorgespanntes Transmissionsgate zu ersetzen. Diese Lösung erweist sich jedoch als nachteilig im Hinblick auf einen relativ grossen Flächenbedarf, eine von der Schwellspannung der Transistoren abhängige Impedanz, eine erhöhte minimale Betriebsspannung für den Oszillator und eine starke Verminderung der Rückkopplungsimpedanz mit zunehmender Schwingungsamplitude.

Eine weitere Lösung dieses Problems besteht gemäss der DE-C2 3 737 862 darin, den Arbeitspunkt nicht durch einen Rückkopplungswiderstand, sondern durch eine vom Oszillatorausgangssignal gesteuerte Stromquelle einzustellen. Diese Lösung hat den Nachteil, dass die DC-Spannung am Drain des Oszillatortransistors von der Stromquellensteuerung bestimmt wird und nicht mehr gleich gross wie die DC-Spannung am Gate des Oszillatortransistors ist.

Demgegenüber wird nach einer ersten Variante der Erfindung der zwischen den Anschlüssen E und A eingeschaltete Widerstand R (Fig. 1) durch einen rückgekoppelten Transconductanceverstärker TV1 nach Fig. 2 ersetzt, dessen nichtinvertierender Eingang p mit dem Anschluss A und dessen invertierender Eingang n mit seinem Ausgang A' und mit dem Gate verbunden ist, das den Anschluss E darstellt.

Nach einer anderen Variante der Erfindung gemäss Fig. 3 wird die Arbeitspunkteinstellung durch einen Transconductanceverstärker TV2 erreicht, dessen invertierender Eingang n mit einer Referenzspannung Vref beaufschlagt ist. Der positive Eingang p des Transconductanceverstärkers TV2 ist mit dem Drain (Anschluss A) und sein Ausgang A' mit dem Gate (Anschluss E) vom Transistor M verbunden.

Der invertierende Eingang n eines Transconductanceverstärkers kann somit entweder an die Referenzspannung Vref (Fig. 3) angelegt oder mit dem Gate des Transistors M (Fig. 2) verbunden werden.

Die DC-Spannung am Drain wird im ersten Fall (Fig. 3) durch den Regelprozess gleich V_{ref} und im zweiten Fall gleich der DC-Spannung am Gate. Um die am Gate G des Oszillatortransistors M verlangte hohe Impedanz zu erreichen, hat der Transconductanceverstärker TV1 bzw. TV2 eine sehr kleine Steilheit. Dies lässt sich in einer integrierten Schaltung mit sehr wenig Aufwand realisieren.

5 Fig. 4 zeigt die Übertragungskennlinie der Transconductanceverstärker TV1 bzw. TV2.

An die Anschlüsse E und A sind (Fig. 2 und 3) eine Verstärkerschaltung V und eine geregelte Stromquellschaltung SQ angeschlossen.

10 Der Kristall K schwingt so, dass die Signalamplituden am Eingang und am Ausgang etwa gleich gross sind, und zwar abhängig von den Kapazitätswerten der Kondensatoren C1, C2 bzw. der entsprechenden integrierten Kapazitäten, und immer voll gegenphasig.

Bei den meisten Kristalloszillatoren wird das Signal nur an einem Punkt (Eingang oder Ausgang) ausgekoppelt. Eine wesentlich bessere Empfindlichkeit und grössere Störspannungsunterdrückung erhält man, wenn das Signal differentiell ausgekoppelt wird. Die in Fig. 2 gezeigte Schaltung hat das gleiche DC-Potential am Eingang und am Ausgang des Oszillators und ermöglicht dadurch eine einfache direkte differentielle Auskopplung sowohl für den Signalverstärker als auch für die Amplitudenregelung. Im Gegensatz dazu ist bei der zweiten erwähnten bekannten Lösung eine derartige differentielle Auskopplung des Oszillatorsignals nur mit grossem Schaltungsaufwand und entsprechend erhöhtem Stromverbrauch möglich.

20 Die an sich bekannte Transconductanceschaltung nach einer in Fig. 5 dargestellten Ausführung umfasst acht Transistoren. Die Gates der Transistoren 51 und 54 bilden die Anschlüsse p bzw. n und der gemeinsame Drain-Anschluss der Transistoren 52 und 53 den Ausgang A' der Schaltung. Die Sources der Transistoren 51 und 54 sind gemeinsam über eine Stromquelle Q5, die einen Strom $-I_5$ liefert, mit dem Minuspol verbunden.

25 Die an sich bekannte Transconductanceschaltung nach der in Fig. 6 dargestellten einfachen Ausführung umfasst vier Transistoren. Die Source-Anschlüsse der Transistoren 61 und 62 sind an Masse bzw. an den Minuspol angeschlossen. Die Source-Anschlüsse der Transistoren 63 und 64 sind gemeinsam über eine Stromquelle Q6 mit dem Pluspol verbunden. Die Gates der Transistoren 63 und 64 bilden die Anschlüsse p bzw. n und der gemeinsame Drain-Anschluss der Transistoren 64 und 62 den Ausgang A' der Schaltung. Die Stromquelle Q6 liefert einen Strom I_6 . Diese vereinfachte Version weist eine um

30 eine Schwellenspannung höhere minimale Speisespannung auf als die Standard-Schaltung. Die Steilheit des beispielsweise in Fig. 5 oder 6 dargestellten Transconductanceverstärkers ist gegeben durch die Steilheit der differentiellen Eingangsstufe multipliziert mit dem Stromspiegelverhältnis der Ausgangsstufe. Die Steilheit der Eingangsstufe ist primär durch die Grösse der Ströme I_5 bzw. I_6 der Stromquellen Q5 bzw. Q6 (Fig. 5, 6) bestimmt. Um die gewünschte hohe Impedanz zwischen den Punkten E und A zu erreichen, wird I_5 bzw. I_6 sehr klein gewählt. Der Transconductanceverstärker arbeitet somit im Subthresholdgebiet. Dadurch ist die Steilheit direkt proportional zum Strom $I_q = I_5$ bzw. $I_q = I_6$ der Stromquelle Q5 bzw. Q6 und unabhängig von der Transistorgeometrie der Eingangsstufe und der Schwellenspannung der Transistoren. Bei einem Stromspiegelverhältnis der Ausgangsstufe von beispielsweise 1:1 gilt dann für kleine Aussteuerungen

40

$$g_m = \frac{I_q}{n \cdot kT/q} = \frac{I_q}{40 \text{ mV}}$$

45 worin n ein dimensionsloser, von der MOS-Technologie abhängiger Faktor ist, der typischerweise den Wert 1.5 aufweist.

Ferner sind k die Boltzmann-Konstante, T die absolute Temperatur und q die Elektronenladung.

50 Die Impedanz, die der Transconductanceverstärker zwischen den Anschlüssen E und A darstellt, die den Anschlüssen des Rückkopplungswiderstandes von Fig. 1 entsprechen, ist für kleine Signale gegeben durch:

55

$$R = \frac{V_A - V_E}{I_a} = \frac{V_i}{V_i \cdot g_m} = \frac{1}{g_m} = \frac{40 \text{ mV}}{I_q}$$

60

Ein Quellenstrom I_5 (Fig. 5) bzw. I_6 (Fig. 6) von 4 nA entspricht somit einem Rückkopplungswiderstand von 10 MΩ. Aus der Transferkennlinie des Transconductanceverstärkers (Fig. 4) ist ersichtlich, dass die Steilheit für zunehmende Aussteuerung relativ rasch abnimmt, das heisst, die Rückkopplungsimpedanz nimmt zu, was sich vorteilhaft auf den Stromverbrauch auswirkt.

Bei den Oszillatoren nach Fig. 2 und 3 bewirkt die Regelschaltung RS, dass beim Erreichen einer vorbestimmten Schwingungsamplitude der von der Stromquelle Q2 bzw. Q3 gelieferte Strom I_2 bzw. I_3 vermindert wird, so dass die Amplitude nicht mehr weiter ansteigen kann.

65

In weiterer Ausgestaltung der Erfindung kann zu diesem Zweck die Differenzspannung zwischen den Klemmen E und A (Fig. 2, 3) direkt zur Amplitudenregelung (Fig. 7) gebraucht werden.

Die Schaltung nach Fig. 7 ist vorgesehen, um mit einer Oszillatoramplitude von etwa 600 mVpp zu arbeiten, die einen guten Kompromiss zwischen Stromverbrauch und Störfähigkeit darstellt, derart, dass als Referenzspannung für die Amplitudenbegrenzung gerade der Schwellwert eines Transistors MH gebraucht werden kann, der zwischen einer Spannungsquelle Qd und dem Anschluss A eingefügt ist. Der Oszillatorstrom stellt sich zusammen aus dem kleinen konstanten Strom Ib (z.B. 30 nA) aus einer Stromquelle Qb und einem geregelten Strom Ir. Der Maximalwert des Stromes Ir (z.B. 500 nA) entspricht dem von der Stromquelle Qd gelieferten Strom Id multipliziert mit den Spiegelfaktoren der Transistoren 74, 72 bzw. 71, 73 (Fig. 7). Wenn die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung des Oszillators gross genug wird, fängt der Transistor MH an, pulsweise zu leiten. Der Strom Id fliesst dann in zunehmendem Masse durch den Transistor MH statt in den Stromspiegel 72, 74, so dass der Oszillatorstrom abnimmt. Die Amplitude wird durch die Schwellenspannung und die Geometrie vom Transistor MH bestimmt. Das Filter im Stromspiegel 72, 74 sorgt für einen rippelfreien Oszillatorstrom. Der Widerstand R7 kann durch einen entsprechend schwach vorgespannten Transistor realisiert werden. Die Stromquelle Qb sorgt dafür, dass auch bei Störungen, beispielsweise bei einem mechanischen Schock, der Oszillatorstrom nie ganz auf Null zurückgeht. Dies hätte nämlich eine starke Drift des Arbeitspunktes vom Transistor M und anschliessend eine lange Erholungszeit zur Folge.

Der Verstärker V nach Fig. 1 ist eigentlich ein Komparatorverstärker, der direkt an die gegenphasigen Spannungen der Oszillatoranschlüsse E und A angeschlossen werden kann. Fig. 8 zeigt ein Beispiel eines Auskopplungsverstärkers. Die Anschlüsse E und A sind hier die Eingänge eines Differenzverstärkers DV, der beispielsweise mit zwei Reihenschaltungen von je von Transistoren 81, 82 bzw. 83, 84 realisiert werden kann. Der Ausgang des Differenzverstärkers DV ist mit dem Gate eines P-Transistors 85 verbunden, dessen Drain über eine Stromquelle Qw mit dem Minuspol verbunden ist. Das Signal y am Drain des Transistors 85 wird dem Eingang eines Inverters INV zugeführt. Zwischen dem Pluspol und dem Gate des Transistors 85 ist eine Begrenzerschaltung BS mit zwei Transistoren 86 und 87 eingefügt, durch die der Spannungshub am Gate vom Transistor 85 begrenzt wird. Der Komparator hätte sonst bei Betriebsspannungen über 3 Volt eine zu lange Erholungszeit.

Die Stromquelle Qw am Ausgang des Auskopplungsverstärkers muss so dimensioniert sein, dass der Querstrom des nachgeschalteten Inverters INV klein bleibt, der als Treiberstufe arbeitet. Der Stromverbrauch des Inverters INV (Fig. 8) nimmt für Spannungen über 1,5 Volt sehr stark zu. Hauptursache ist die Abfallflanke des Signals y am Eingang des Inverters INV. Eine langsame Flanke führt zu grossen Querströmen im Inverter INV, und man erhält eine genügend steile Flanke nur für relativ grosse Ströme Iw der Stromquelle Qw.

Eine Lösung mit minimalem Stromverbrauch ergibt sich, wenn, wie in Fig. 9 dargestellt, die ersten Logikgates INV1, INV2 und evtl. F1, F2, F3 mit einer reduzierten Speisespannung betrieben werden, wobei der erste Inverter INV1 mit dem Signal y (Fig. 8) beaufschlagt ist. Erst wenn eine genügend steile Flanke vorhanden ist, wird das Signal mit einem Levelshifter LS auf die volle Speisespannung angehoben. Treibt das Oszillatorsignal eine Frequenzteilerkette F1, F2, F3 (Fig. 9), so ergibt sich eine weitere Stromersparnis, wenn auch die ersten paar Frequenzteiler mit der reduzierten Speisung betrieben werden.

Eine einfache Art, eine reduzierte Spannung zu erzeugen, besteht darin, den Schaltungsteil, der an der reduzierten Spannung arbeiten soll, mit einer Stromquellschaltung Q9 zu speisen. Es stellt sich dann automatisch eine reduzierte Speisespannung ein, die hauptsächlich vom Querstrom des ersten Inverters INV1 abhängt. Die Spannung ist nach unten begrenzt, da erst ein Strom I9 (Fig. 9) fliessen kann, wenn der N- und der P-Transistor des Inverters gleichzeitig leitend sind. Zur Reduktion der Umschaltspikes genügt eine Glättungskapazität von einigen Picofarad. Der Strombedarf für die Eingangsinverter INV1, INV2 und die Teilerkette F1, F2, F3 an einer reduzierten Spannung beträgt etwa 1 nA pro kHz.

Patentansprüche

1. Resonanzoszillator mit einem Oszillatortransistor (M), dessen Oszillatoranschluss (A) an eine Stromquelle (Q1; Q2; Q3) als Last angeschlossen ist, und mit einem Resonator (K) als Rückkopplung zwischen diesem Oszillatoranschluss (A) und dem Steueranschluss (E) des Oszillatortransistors (M), wobei Lastkapazitäten (C1, C2) für den Resonator (K) vorhanden sind, dadurch gekennzeichnet, dass zur Arbeitspunkteinstellung des Oszillatortransistors (M) ein Transconductanceverstärker (TV1, TV2) vorhanden ist, dessen positiver Eingang (p) mit dem Oszillatoranschluss (A) und dessen Ausgang mit dem Steueranschluss des Oszillatortransistors (M) verbunden ist, und dass der negative Eingang (n) des Transconductanceverstärkers (TV1, TV2) mit einer Referenzspannung beaufschlagt ist.

2. Resonanzoszillator nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Referenzspannung eine konstante Spannung (Vref) ist.

3. Resonanzoszillator nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Referenzspannung die Spannung am Steuereingang (G) des Oszillatortransistors (M) ist.

4. Resonanzoszillator nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen

dem Ausgang (A') des Transconductanceverstärkers (TV1, TV2) und dem einen Anschluss des Resonators (K) eine Kopplungskapazität (Ck) eingefügt ist.

5 5. Resonanzoszillator nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromquelle durch eine geregelte Stromquellschaltung (SQ) gebildet ist, die eingangsseitig sowohl mit dem Ausgang (A') des Transconductanceverstärkers (TV1, TV2) als auch mit dem Oszillatoranschluss (A) verbunden ist, und dass die Regelung dieser Stromquellschaltung (SQ) derart ausgestaltet ist, dass sie einen Strom (I2, I3) liefert, der umso kleiner wird, je grösser die Spannungsamplitude über dem Resonator (K) ist.

10 6. Resonanzoszillator nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromquellschaltung (SQ) einen Transistor (MH) umfasst, derart, dass die Stromregelung erst einsetzt, wenn der Schwellwert dieses Transistors (MH) überschritten wird.

7. Resonanzoszillator nach Anspruch 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromquellschaltung (SQ) eine konstante Stromquelle (Qb) und eine geregelte Stromquelle (Qd) umfasst.

15 8. Resonanzoszillator nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass eine Komparatorschaltung (V) vorhanden ist, deren ein Eingang mit dem einen Resonatoranschluss und deren anderer Eingang mit dem anderen Resonatoranschluss verbunden ist.

20 9. Resonanzoszillator nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass der Komparatorschaltung eine Auskopplungsschaltung nachgeschaltet ist, die mindestens zwei in Reihe geschaltete Inverter (INV1, INV2) sowie eine Stromquelle (Q9) umfasst, um diese Inverter zu speisen, und dass ein nachgeschalteter Levelshifter (LS) vorhanden ist, um das Nutzsignal auf Batteriespannung zu heben.

25

30

35

40

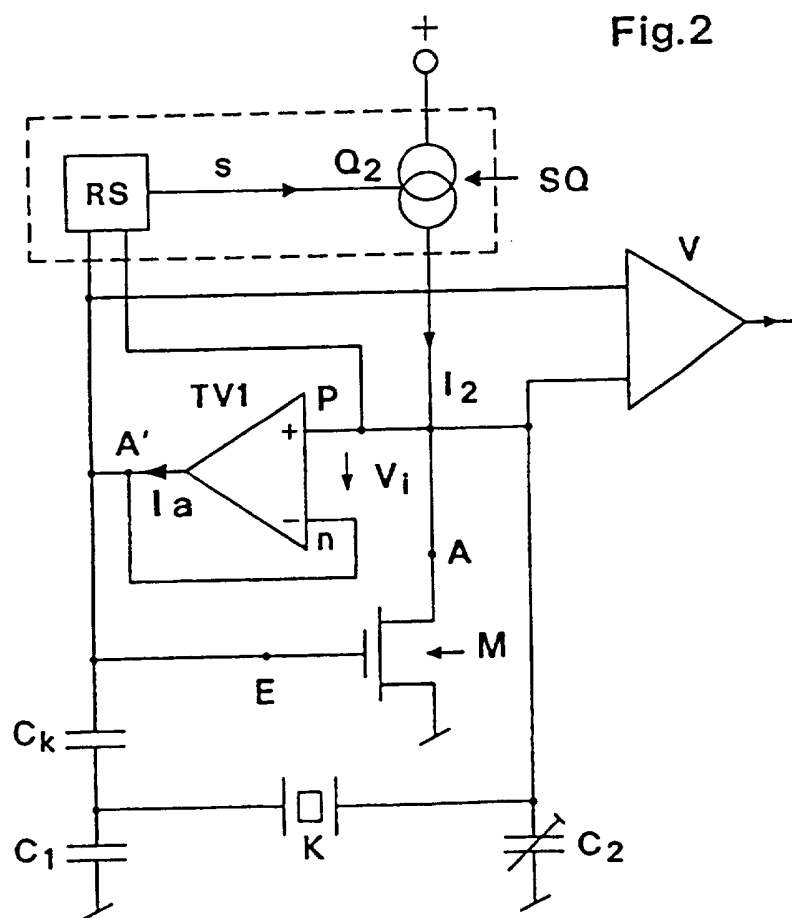
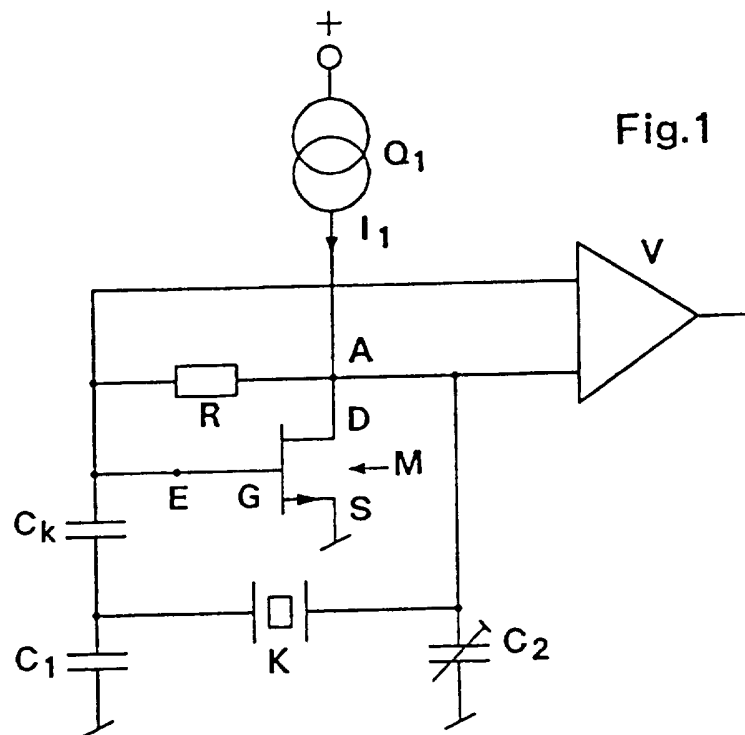
45

50

55

60

65



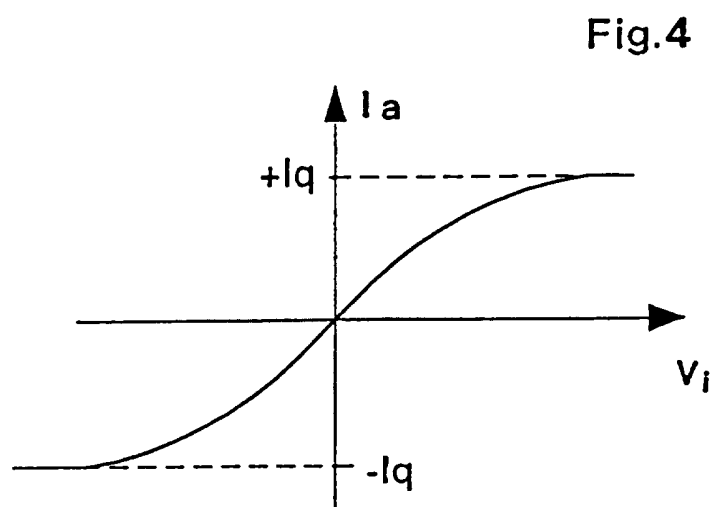
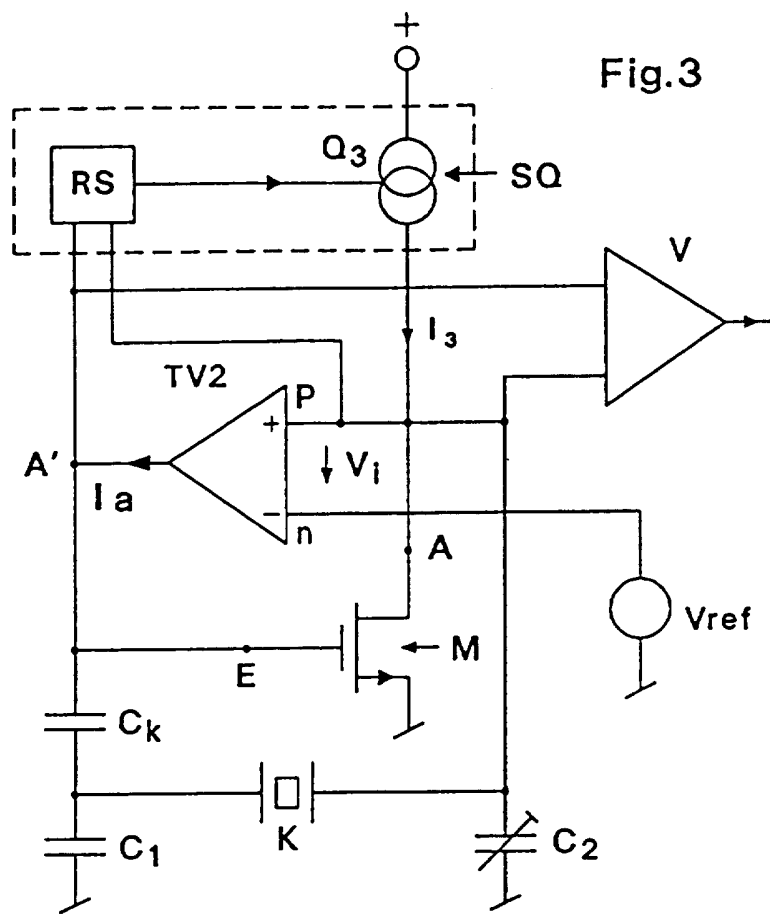


Fig.5

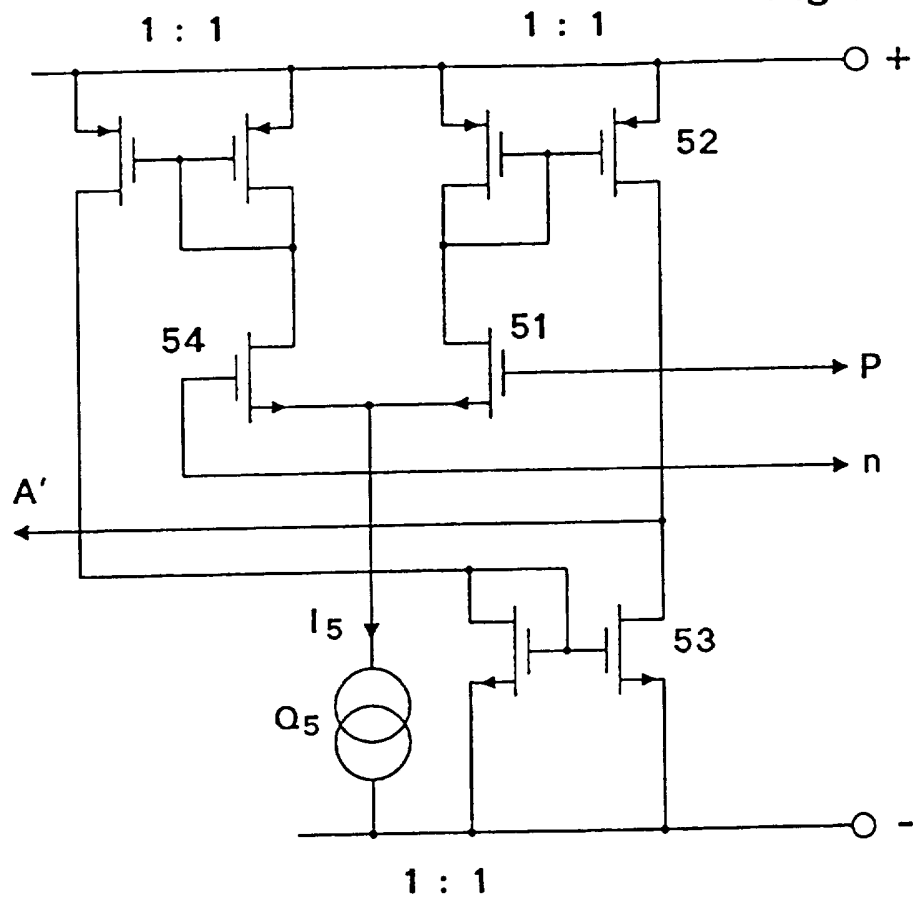


Fig.6

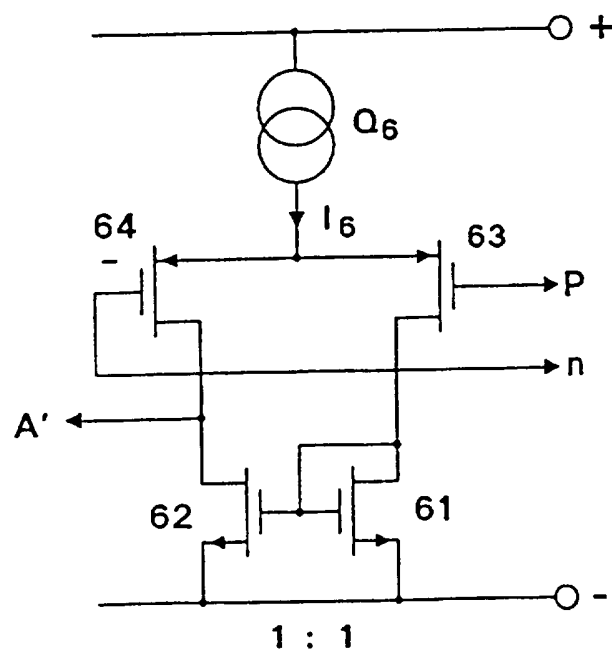


Fig.7

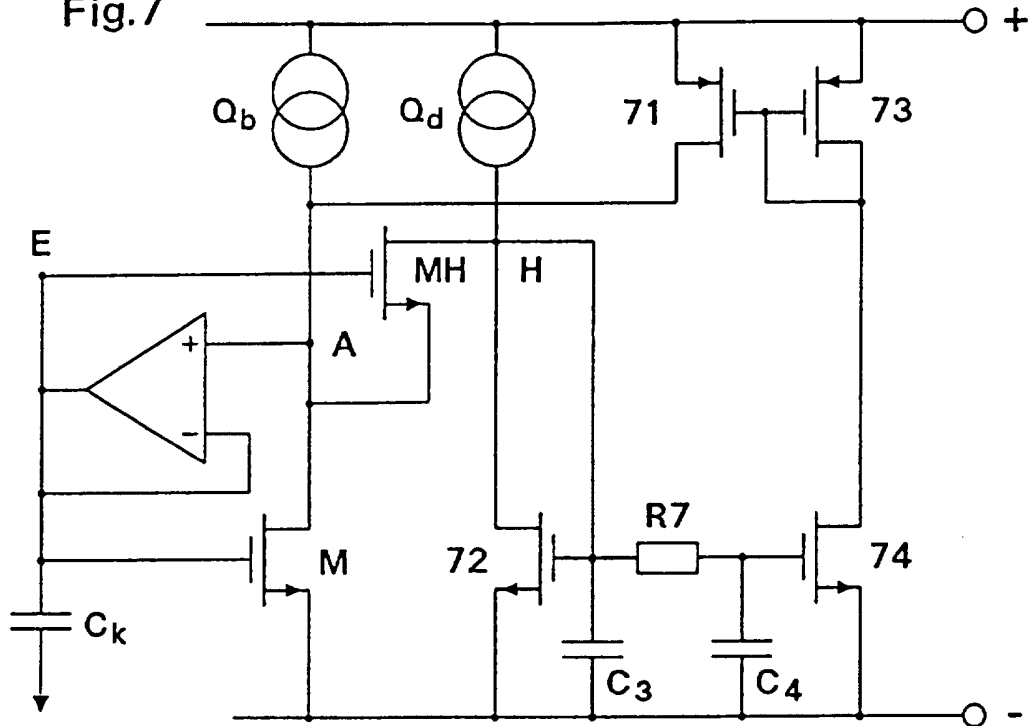


Fig.8

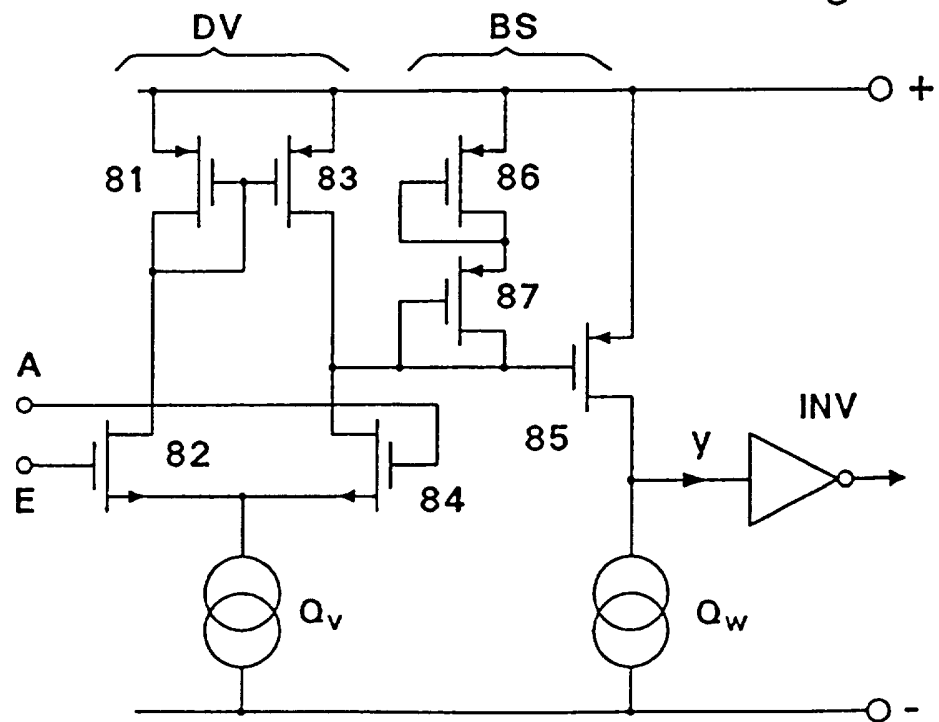


Fig.9

