



(11) **EP 1 276 024 B1**

(12) **EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT**

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:  
**21.12.2011 Patentblatt 2011/51**

(51) Int Cl.:  
**G04C 10/00 (2006.01) G04G 19/04 (2006.01)**

(21) Anmeldenummer: **02022189.1**

(22) Anmeldetag: **25.06.1997**

(54) **Elektronischer Schaltkreis und Uhrwerk enthaltend einen solchen Schaltkreis**

Electronic switching circuit and time piece containing such a switching circuit

Circuit de commutation électronique et pièce d'horlogerie avec un tel circuit de commutation

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

(30) Priorität: **26.06.1996 PCT/EP96/02791**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:  
**15.01.2003 Patentblatt 2003/03**

(62) Dokumentnummer(n) der früheren Anmeldung(en) nach Art. 76 EPÜ:  
**97810403.2 / 0 816 955**

(73) Patentinhaber: **Richemont International S.A.**  
**1752 Villars-sur-Glâne (CH)**

(72) Erfinder: **Schafroth, Konrad**  
**CH-3011 Berne (CH)**

(74) Vertreter: **P&TS SA (AG, Ltd.)**  
**Av. J.-J. Rousseau 4**  
**P.O. Box 2848**  
**2001 Neuchâtel (CH)**

(56) Entgegenhaltungen:  
**WO-A-97/09657 US-A1- 4 519 024**

**EP 1 276 024 B1**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann nach Maßgabe der Ausführungsordnung beim Europäischen Patentamt gegen dieses Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

## Beschreibung

**[0001]** Die vorliegende Erfindung betrifft einen elektronischen Schaltkreis gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1 und ein Uhrwerk, welches einen solchen Schaltkreis enthält.

**[0002]** Zahlreiche miniaturisierte elektronische und elektromechanische Geräte benötigen eine unabhängige Energiequelle. Diese Quelle besteht oft aus einem Batteriesatz oder aus Solarzellen. Batterien führen zu zahlreichen Unannehmlichkeiten, wie der begrenzten Lebensdauer, des unangenehm häufigen Ersatzes, erhöhten Kosten und Umweltschäden. Solarzellen funktionieren nur, wenn genügend Licht vorhanden ist und brauchen einen zusätzlichen Energiespeicher. Im weiteren kann ihre Entsorgung ebenfalls zu Umweltproblemen führen, und ihre Einverleibung in miniaturisierte Geräte, wie beispielsweise in Uhren, ist schwierig und führt zu bedeutenden Einschränkungen im Design.

**[0003]** Zur Vermeidung dieser Unannehmlichkeiten wurde beispielsweise in CH-A-597636 (Ebauches S.A.) vorgeschlagen, die Batterien eines Uhrwerkes durch einen Generator und eine den Generator antreibende Feder zu ersetzen. Das beschriebene Uhrwerk enthält eine Feder, die über ein Räderwerk eine Zeitanzeige und einen eine Wechsellspannung liefernden Generator antreibt. Der Generator speist einen Gleichrichter, der Gleichrichter speist ein kapazitives Bauelement, und das kapazitive Bauelement speist eine elektronische Referenzschaltung mit einem stabilen Quarzoszillator sowie eine elektronische Regelschaltung. Die elektronische Regelschaltung weist eine Komparator-Logik-Schaltung und eine mit dem Ausgang der Komparator-Logik-Schaltung verbundene und durch die Komparator-Logik-Schaltung in ihrer Leistungsaufnahme steuerbare Energiedissipationsschaltung auf. Ein Eingang der Komparator-Logik-Schaltung ist mit der elektronischen Referenzschaltung und ein anderer Eingang der Komparator-Logik-Schaltung ist mit dem Generator verbunden. Die Komparator-Logik-Schaltung ist so ausgelegt, dass sie ein von der elektronischen Referenzschaltung kommendes Taktsignal mit einem vom Generator stammenden Taktsignal vergleicht, in Abhängigkeit vom Ergebnis dieses Vergleiches die Grösse der Leistungsaufnahme der Energiedissipationsschaltung steuert und auf diese Weise über die Steuerung der Regelschaltungsleistungsaufnahme den Gang des Generators und damit den Gang der Zeitanzeige regelt. Bei einer solchen Uhr werden die Vorteile einer mechanischen Uhr, das heisst die Abwesenheit von Batterien, mit der Präzision einer Quarzuhr kombiniert.

**[0004]** Die Patentdokumente EP-A-0239820 und EP-A-679968 beschreiben verschiedene elektronische Schaltkreise zur Steuerung der Geschwindigkeit eines des Mikrogenerators in welchem ein Überwachungsschaltkreis ständig die Winkelposition des Rotors überwacht und ihn bremst, sobald seine Winkelposition voraus ist. Diese Schaltkreise sind, wegen ihrer Empfind-

lichkeit auf Fehler und Phasenvariationen der Komponenten, schwierig zu handhaben.

**[0005]** Die Patentanmeldung WO-A-9709657 beschreibt einen verbesserten elektronischen Regelschaltkreis, welcher in einer solchen Vorrichtung verwendet werden könnte und welcher den Gegenstand dem Oberbegriff des Anspruchs 1 entspricht.

**[0006]** Es ist Ziel der vorliegenden Erfindung, eine verbesserte elektronische Steuerschaltung vorzuschlagen.

**[0007]** Insbesondere ist es Ziel der vorliegenden Erfindung, einen elektronischen Regelschaltkreis vorzuschlagen, der in energetisch besonders günstiger Weise betrieben werden kann.

**[0008]** Erfindungsgemäss wird dieses Ziel mittels einer elektronischen Regelschaltung erreicht, welche die Merkmale enthält, die in der Kennzeichnung des unabhängigen Anspruchs angeführt sind, wobei bevorzugte Ausführungsformen u.a. in den abhängigen Ansprüchen und in der Beschreibung beschrieben sind, und Beispiele mittels der Figuren näher erläutert werden, wobei:

Figur 1 ein Blockschaltbild der erfindungsgemässen elektronischen Schaltung zeigt,

Figur 2 eine Gleichricht- und Spannungswandlerschaltung zeigt,

Figur 3 einen ersten Komparator zeigt, welcher in der Gleichricht- und Spannungswandlerschaltung verwendet wird,

Figur 4 einen zweiten Komparator zeigt, welcher in der Gleichricht- und Spannungswandlerschaltung verwendet wird,

Figur 5a eine Logik-Schaltung, die zwei Signale latch und mess erzeugt,

Figur 5b ein Chronogram von den Signalen latch und mess,

Figur 6 eine Stromquelle zeigt, welche verschiedene Teile der Schaltung mit Strom versorgt,

Figur 7 einen Frequenzteiler des Schaltkreises darstellt, welcher die durch den Quarzoszillator erzeugte Frequenz teilt,

Figur 8 eine Schaltung, um das System bei der Initialisierung auf aufzustarten,

Figur 9 einen Zähler zeigt, dessen Wert von der Differenz der Frequenz zwischen dem Generator und einer Referenzfrequenz abhängt,

Figur 10 eine Steuerschaltung zeigt, die die Energiedissipation der Energiedissipationsschaltung steuert,

Figur 10a ein Diagramm zeigt, welches die Entwicklung des Bremsstromes über die Widerstände  $R_f$  zeigt, welcher in Funktion des Zählerwerts ausgewählt werden,

Figur 11 eine Energiedissipationsschaltung zeigt.

**[0009]** In Figur 1 ist ein Blockschema einer erfindungsgemässen elektronischen Schaltung 11 zur Geschwindigkeitsregelung eines Mikrogenerators gezeigt. Die elektronische Schaltung wird vom Mikrogenerator 1, dessen Geschwindigkeit sie regelt, über eine Kapazität C3, die die vom Generator abgegebene Energie temporär speichert, gespeisen. Der Mikrogenerator 1, welcher eine Wechselspannung erzeugt, wird über ein nicht dargestelltes Räderwerk von einer nicht dargestellten Feder angetrieben. Das Räderwerk treibt im weiteren die Zeitanzeige an (nicht dargestellt). Die elektronische Schaltung 11 regelt die Leistungsaufnahme einer mit dem Mikrogenerator verbundenen Energiedissipationsschaltung 9 (Fig. 11), so dass die Rotationsfrequenz des Rotors des Mikrogenerators mit der Referenzfrequenz am Ausgang eines Frequenzteilers 5, dessen Eingang von einem Quarzoszillator 3, 4 gespeisen wird, synchronisiert wird.

**[0010]** Es wird beispielsweise ein Mikrogenerator verwendet, welcher in der Patentanmeldung EP-A-851332 beschrieben ist. Die Sollfrequenz der Wechselspannung des Mikrogenerators 1 beträgt vorzugsweise  $2^n$  Hz, wobei  $n$  eine natürliche Zahl verschieden Null ist. Der mechanische Teil des Uhrwerkes ist Teil des Standes der Technik und beispielsweise beschrieben in CH-A-597636.

**[0011]** Der Mikrogenerator 1 ist mit den beiden Eingängen G- und G+ des elektronischen Schaltkreises 11 verbunden. Die Schaltung 11 ist vorzugsweise als ein einziges IC aufgebaut. Die Eingänge G- und G+ sind mit einer Gleichricht- und Spannungswandlerschaltung 2 verbunden, deren Funktion weiter unten in Bezug auf die Figuren 2 - 5 beschrieben ist. Der Gleichrichter und Spannungswandler 2 lädt einen Speicherkondensator 10 (C3) auf, der temporär die elektrische Energie speichert, welche durch den Mikrogenerator erzeugt wird und gibt die Energie in Form einer im wesentlichen kontinuierlichen Spannung an das IC ab. Der Gleichrichter und Spannungswandler 2 verwendet im weiteren zwei andere Kondensatoren 16 (C1) und 15 (C2). Die Kondensatoren C1, C2 und C3 sind vorzugsweise extern, obschon sie ebenfalls im IC 11 integriert werden könnten.

**[0012]** In der dargestellten Ausführungsform ist die Energiedissipationsschaltung parallel mit dem Mikrogenerator 1 geschaltet. Die Energiedissipationsschaltung 9 könnte aber auch auf der anderen Seite vom Gleichrichter und Spannungswandler 2, parallel mit dem Kondensator

C3 geschaltet, angeordnet sein. Die Energiedissipationsschaltung 9 besteht aus einem Ohmschen Widerstand, dessen Wert durch Energiedissipationssteuermittel 30 (Fig. 10) gesteuert wird. Die Energiedissipationsschaltung 9 könnte ebenfalls aus einer regulierbaren Stromquelle bestehen. Die Rotationsgeschwindigkeit des Rotors des Mikrogenerators 1 wird dadurch gesteuert, indem der Widerstandswert variiert wird.

**[0013]** Eine stabilisierte, im einzelnen unter Bezugnahme auf Figur 6 beschriebene Stromquelle 32 erzeugt verschiedene stabilisierte Ströme  $p_p$ ,  $p_n$ , welche zur Speisung des Gleichrichters und Spannungswandlers 2 und der Elemente 3, 7, 31 bestimmt sind. Die stabilisierte Stromquelle 32 bezieht ihre Energie aus der Kapazität C3, welche das gesamte IC speist. Ein Oszillator 3,4, liefert ein Referenzsignal mit einer vorbestimmten Frequenz. Der Oszillator 3,4 weist einen Quarz 4 auf, welcher vorzugsweise ausserhalb des ICs 11 montiert ist und dessen Schwingungen eine Referenzfrequenz am Ausgang des Oszillators 3 definieren. Diese Referenzfrequenz wird mittels eines Frequenzteilers 5 durch einen vorbestimmten Faktor geteilt, welcher im einzelnen unter Bezugnahme auf die Figuren 7 und 8 beschrieben wird.

**[0014]** Das IC beinhaltet ausserdem einen Zähler 6, der im einzelnen unter Bezugnahme auf Figur 9 beschrieben wird. Ein Dekrementierungseingang (DOWN) des Zählers 6 ist mit dem Ausgang des Frequenzteilers 5 verbunden, während der Inkrementierungseingang (UP) des Zählers 6 über einen Hysteresiskomparator 7, welcher die Nullübergänge des Signals am Ausgang des Mikrogenerators 1 feststellt, und über einen Antikoinzidenzschaltkreis 8 mit dem Mikrogenerator 1 verbunden ist. Der Antikoinzidenzschaltkreis 8 verhindert ein gleichzeitiges Einlaufen von UP- und DOWN-Impulsen auf beiden Eingängen des Zählers 6, welcher andernfalls ein unvorhersehbares Verhalten annehmen könnte. Hierzu synchronisiert der Antikoinzidenzschaltkreis die Signale UP und DOWN auf Signale mit verschiedener Phase, welche vom Frequenzteiler 5 stammen. Das IC beinhaltet im weiteren einen internen Spannungsverdoppler 31, welcher es erlaubt, die Energiedissipationssteuermittel Bremssteuerung 30 und die Energiedissipationsschaltung 9 mit einer höheren Spannung  $HV > V_{dd}$  und einer tieferen Spannung  $LV < V_{ss}$  zu speisen und anzusteuern.

**[0015]** Die Energiedissipationssteuermittel 30 steuern die Energiedissipation der Energiedissipationsschaltung 9 in Abhängigkeit vom Referenzsignal, welches durch den Schwingquarz 3,4 erzeugt wird und vom Signal, welches vom Mikrogenerator 1 stammt. Wenn der Rotor des Mikrogenerators 1 zu schnell dreht, ist die Frequenz des Signals zwischen den Eingängen G+ und G- grösser als die Frequenz des Referenzsignals am Ausgang des Frequenzteilers 5. Der Zähler 6 erhält somit während einem Zeitintervall mehr Impulse auf seinem Inkrementierungseingang UP als auf seinem Dekrementierungseingang DOWN; sein Zählwert wächst somit an. In Funktion dieses Wertes steuern die Energiedissipationssteuermittel 30 den Widerstandswert von der Energiedissipations-

schaltung 9 und demzufolge die Energiedissipation in solcher Weise, dass der Mikrogenerator 1 gebremst wird. Auf diese Weise wird die Drehfrequenz des Mikrogenerators 1, und somit auch der Gang der Zeitanzeige mit der Referenzfrequenz, welche vom Quarzoszillator stammt, synchronisiert.

**[0016]** Der Regulierwert B1:B31, welcher der Energiedissipationsschaltung 9 von der Energiedissipationssteuermittel 30 abgegeben wird, hängt in diesem Beispiel vom Zählerwert 6 ab, das heisst von der Differenz der Anzahl Impulse des Signals UP, welche vom Mikrogenerator kommen, und der Anzahl Impulse DOWN, welche vom Quartoszillator 3,4 kommen, seit der Ingangsetzung der Uhr. Die Regelungsart ist somit integral. Andere Regelungsarten, beispielsweise eine Regelung, welche proportional zum momentanen Frequenzunterschied ist oder zum Gradient des Frequenzunterschieds ist oder eine PID-Regelung (Proportional-integral-deriviert) können ebenfalls verwendet werden. In der dargestellten Ausführungsform wird die Rotordrehgeschwindigkeit geregelt, indem der Bremswiderstandswert in der Energiedissipationsschaltung 9 geregelt wird; eine Ein-, Aus-Regelung könnte aber ebenfalls verwendet werden.

**[0017]** Wie erwähnt, beinhalten die Energiedissipationssteuermittel einen Hysteresiskomparator 7, welcher die Signale G+, G- auf den beiden mit dem Mikrogenerator 1 verbundenen Eingängen vergleicht. Das Signal Gen am Ausgang des Komparators 7 ist somit ein rechteckiges Signal, welches seinen Zustand bei jeder Polaritätsänderung des Signals zwischen den Eingängen G+, G- ändert. Die Verwendung eines Hysteresiskomparators erlaubt die Filterung von Störungen des Signals zwischen den Eingängen G+, G-. Zur Vermeidung unerwünschter Werteänderungen des Signals Gen, welche zu fehlerhaften Inkrementierungen und somit zu einer übermässigen Bremsung des Mikrogenerators führen würden, können andere Filtermittel, beispielsweise ein Tiefpass- oder Bandfilter, oder ein Filter, das erst nach einer vordefinierten Zeitspanne seinen Zustand ändert, vorgesehen werden. Der Hysteresiskomparator 7 wird durch die Stromquelle 32 gespeisen.

**[0018]** Die Gleichricht- und Spannungswandlerschaltung 2 ist auf den Figuren 2 - 5 dargestellt.

**[0019]** Um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erreichen, werden in dieser Schaltung Dioden, die normalerweise verwendet werden, durch Schalter 17, 18, 19 und diese Schalter ansteuernde Komparatoren 20, 21 ersetzt, wie von der oben erwähnten Patentanmeldung WO-A-9709657 schon bekannt ist. Ein erster Schalter 19 ist in Reihe mit dem Mikrogenerator 1 und mit der schon erwähnten Speicherkapazität C3. geschaltet.

**[0020]** Der erste Schalter 19 besteht vorzugsweise aus einem Feldeffekttransistor, der unmittelbar nach einem Anlaufen des Uhrwerkes als einfache Diode fungiert. Der Spannungsabfall über den Schalter 19 ist in diesem Moment gleich der Diodenschwellenspannung, etwa 400 mV. Sobald die Spannung des Kondensators 10 genügend hoch ist, damit die interne Stromquelle und somit

auch die Komparatoren funktionieren können, werden die Transistoren, die als Schalter fungieren, durch die Komparatoren angesteuert. Wenn die von der Spannungsverdreifacherschaltung gelieferte Spannung höher ist als die Spannung des Kondensators 10, wird der erste Feldeffekttransistor geöffnet. Der Spannungsabfall über dem Kanal des Feldeffekttransistors beträgt jedoch nur ungefähr 10 mV. Der Spannungsverlust wird bei der Verwendung von Transistoren und die Transistoren ansteuernden Komparatoren anstelle der Dioden also erheblich herabgesetzt, die Energiereserve des Uhrwerkes sparsamer genutzt und die Gangreserve erhöht.

**[0021]** Der Feldeffekttransistor 19 wird erst wieder gesperrt, wenn die von der Spannungsverdreifacherschaltung gelieferte Spannung C2 wieder unter die Spannung Vdd des ersten Kondensators 10 absinkt.

**[0022]** Der erste Schalter 19 wird durch ein Signal /ser gesteuert, welches von einer ersten auf Figur 4 dargestellten Komparatorschaltung 21 abgegeben wird.

**[0023]** Die Komparatorschaltung 21 weist einen Komparator 210 auf, welcher die Spannung auf beiden Seiten des Schalters 19 vergleicht. Wenn die Spannung C2 auf der linken Seite des Schalters höher ist als die Spannung Vdd auf der rechten Seite, geht der Ausgang des Komparators 210 von 0 auf 1.

**[0024]** Normale Komparatoren haben stets eine (positive oder negative) Offsetspannung  $V_0$ . Damit der Ausgang des Komparators 210 auf 1 geht, muss also die folgende Bedingung erfüllt sein :

$$C2 > Vdd + V_0$$

**[0025]** Wenn die Offsetspannung zum Beispiel +2mV beträgt, muss der Spannungsunterschied über den Schalter 19 2mV oder mehr betragen, damit der Ausgang des Komparators 210 auf 1 geht.

**[0026]** Wenn aber der Schalter 19 direkt durch den Komparator 210 gesteuert wäre, würde der Schalter 19 schliessen, sobald der Spannungsunterschied 2mV oder mehr beträgt. Da aber der Innenwiderstand dieses Schalters klein ist, kann der Spannungsabfall über den geschlossenen Schalter kleiner als die Offsetspannung werden. In diesem Fall würde der Schalter 19 sofort wieder geöffnet werden. Die Spannungs Differenz über den Schalter 19 wäre dann wieder vorhanden, so dass der Ausgang des Komparators wieder auf 1 gehen würde und der Schalter 19 wieder schliessen würde: das System könnte schwingen.

**[0027]** Um dieses Problem zu vermeiden, wird erfindungsgemäss zwischen dem Messen und dem Schalten ein zeitlicher Unterschied gemacht. Zuerst wird durch das Signal mess der Schalter 19 gesperrt und dadurch wird dem Komparator ermöglicht, den Spannungsunterschied über den Schalter zu detektieren. Danach wird der Wert am Ausgang des Komparators 210 beim gesperrten Transistor 19 mittels eines Signals latch in ei-

nem Speicherelement 211 gespeichert. Erst nach einer Zeitspanne gehen die Signale mess und latch auf 0, und der Schalter 19 wird mit dem im Speicherelement 211 gespeicherten Wert ser angesteuert. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass das System nicht schwingt und dass der Strom von C2 nach Vdd fließt.

**[0028]** Die Bildung von den beiden zeitlich verzögerten und auf Figur 5b dargestellten Signal latch und mess wird unter Bezugnahme auf Figur 5a beschrieben. Ein NAND-Tor 3081, welches die vom Frequenzteiler 5 abgegebenen Signale von 16kHz, 8kHz, 4 kHz, 2kHz und 1kHz kombiniert, gibt ein Signal p ab. Das Pulsierungssignal p hat demzufolge immer den Wert 1, ausgenommen einmal pro 1kHz-Zyklus während einem 16kHz-Halbzyklus. Dieses Signal am Ausgang des NAND-Tores 3081 wird durch einen Inverter 3082, welcher mit einem AND-Tor 3083 verbunden ist, invertiert. Ein Power-on-reset Signal rud, dessen Bildung später im Bezug auf Figur 8 erläutert wird, wird am anderen Eingang des Tors 3083 abgegeben. Beim Aufstarten der Schaltung beträgt das Signal rud Null, danach immer Eins. So beträgt das Signal mess, welches durch das Tor 3083 abgegeben wird, immer Null, ausgenommen nach dem Aufstarten wenn p den logischen Zustand 1 aufweist.

**[0029]** Das Signal p am Ausgang des NAND-Tores 3081 wird unter anderem zum OR-Tor 3084 abgegeben, welches ebenfalls ein 32 kHz-Signal erhält, welches vom Frequenzteiler 5 stammt. Das Signal r, welches vom Tor 3084 abgegeben wird, hat demzufolge immer den Wert Null, ausgenommen wenn p und das 32 kHz-Signal gleichzeitig Null betragen, d.h., einmal pro 1 kHz-Zyklus während einem halben 32 kHz-Zyklus. Dieses Signal wird durch das Signal rud validiert und mittels eines NAND-Tores 3085 invertiert. So geht das Signal latch, welches durch den Tor 3085 abgegeben wird, nur bei Null vorbei, wenn r den Wert 1 angenommen hat und wenn rud nicht gleichzeitig Null beträgt. Das Signal latch wird so verwendet, um den Zustand am Ausgang der Komparatoren 20 bzw 21 in den Registern 201, 211 in den Vergleichsschaltungen 20, 21 zu speichern.

**[0030]** Die Signale mess und latch können nur gebildet werden, wenn der Quarzoszillator und die Teilerkette funktionieren. Beim Anlaufen der Schaltung ist dies aber nicht der Fall, und so muss die Schaltung so gestaltet sein, dass beim Aufstarten des Systems die Schalter direkt von den Komparatoren angesteuert werden: Bei der Inangsetzung des Systems werden die Signale mess, bzw. Latch, durch das Signal rud auf Null, bzw. Eins, gehalten. Dadurch wird der Schalter 19 direkt von den Komparatoren 20,21 angesteuert. Sobald das Signal rud auf Eins geht, was bedeutet, dass der Quarzoszillator und die Teilerkette funktionieren, wird der Schalter 19 mit dem im Speicherelement 211 gespeicherten Wert angesteuert.

**[0031]** Der Spannungsverdreifacher 15,16,17,18 enthält einen zweiten Kondensator 15 (C2) und einen dritten Kondensator 16 (C1), die in Reihe mit dem Mikrogenerator 1 an den Eingängen G+ und G- geschaltet sind. Ein

zweiter Schalter 17 wird zwischen dem Eingang G- und dem an die Masse gesetzten Ende des dritten Kondensators 16 gegenüber dem Mikrogenerator geschaltet. Ein dritter Schalter 18 wird zwischen dem Eingang G+ und dem Ende des zweiten Kondensators 15 gegenüber dem Mikrogenerator geschaltet, welcher mit dem ersten Schalter 19 verbunden ist. Die Schalter 17 und 18 werden durch eine zweite Komparatorschaltung 20 (Figur 3) gesteuert, welche das elektrische Potential des Eingangs G-, welcher mit dem zweiten Kondensator 15 verbunden ist, mit dem Potential der Masse vergleicht.

**[0032]** Die Schalter 17 und 18 bestehen ebenfalls aus Feldeffekttransistoren, welche im gesperrten Zustand als Dioden agieren. Nach einem Anlaufen des Uhrwerks werden die Kapazitäten 15 und 16 durch die Diodenstrukturen der Transistoren 17 und 18 geladen. Sobald die Komparatoren funktionieren und die Spannung des Generators am Knoten G- tiefer ist als Vss, kippt die zweite Komparatorschaltung 20 bei der nächsten Flanke des Signals mess, und der Zustand des Komparators wird bei der Flanke des Signals latch im Speicherelement 201 gespeichert, und die Schalter mit den gespeicherten Werten angesteuert. Die zwei Transistoren 15 und 16 sind dann leitend. Die Kondensatoren 15 und 16 werden demzufolge allein über den Kanal der Transistoren 17 und 18 geladen, was sich energetisch als günstig erweist. Zu bemerken ist, dass der mit dem Mikrogenerator 1 verbundene Eingang G- über das Kanal des Transistors 17 an die Masse gesetzt wird, sobald der Transistor 17 leitet.

**[0033]** Andere Spannungswandler sind beispielsweise in WO-A-9709657 und EP-A-0695978 beschrieben.

**[0034]** Die Komparatoren 200 und 210 (auf den Figuren 3 und 4) werden mit der im Kondensator C3 gespeicherten Spannung Vdd gespeisen. Im weiteren benötigen sie eine Stromspeisung pp, beziehungsweise pn, welche durch die Stromquelle 32, die in der Figur 6 erläutert ist, bewerkstelligt wird. Die Komparatoren funktionieren nicht, solange die Ströme pp bzw. pn nicht genügend hoch sind; in diesem Fall bleibt ihr Ausgang im Null-Zustand, derart, dass die gesteuerten Schalter 17, 18, 19 gesperrt bleiben.

**[0035]** Die Stromquelle 32 besteht aus einem klassischen Stromspiegel. Sie enthält einen Widerstand 321 eines hohen Wertes, zum Beispiel 300K $\Omega$ , welcher zwischen der Masse und der Source eines N-Kanal-Feldefekttransistors 322 geschaltet ist. Der Drain des Transistors 322 ist mit dem Drain des Feldefekttransistors 323a und mit dem Gate von 3 P-Kanal-Transistoren 323a, 323b, 323c in Reihe geschaltet, wobei die Source der letzteren mit der vom Spannungswandler 2 erzeugten Spannung gespeist wird. Der Drain des Transistors 322 ist im weiteren mit dem Gate der drei P-Kanal-Feldefekttransistoren 323a, 323b, 323c als Spiegelschaltung geschaltet. Der Strom pp, welcher den Kanal des Transistors 322 und den Widerstand 321 durchquert, speist den Komparator 200, welcher in Figur 3 erläutert ist.

**[0036]** Der Drain des Transistors 323a ist mit dem

Drain des N-Kanal-Transistors 322 verbunden und mit dem Gate der N-Kanal-Transistoren 322a', 322b', 322c', 322d' in Reihe und als Spiegel bezüglich Transistor 322 geschaltet. Die Source des Transistors 322a' ist mit der Masse verbunden. Der Strom pn, welcher die Transistoren 323a', 323b' und 323c' durchquert, speist den Komparator 210, welcher in Figur 4 erläutert ist

**[0037]** Das Funktionieren dieser Art von Stromquellen mit Stromspiegeln ist bekannt und wird demzufolge nur knapp beschrieben. Wenn der Strom pp zunimmt, nimmt der Stromabfall über den Widerstand 322 ebenfalls zu und demzufolge nimmt ebenfalls die Spannung am Drain des Transistors 322 zu. Die an die Transistoren 322a', 323b' und 323c' angelegte Spannung wird demzufolge erhöht, was dazu führt, sie zu sperren, so dass die Spannung am Drain des P-Kanal-Transistors 323a' abnimmt. Diese Spannung ist an das Gate des P-Kanal-Transistors 322 angelegt, welcher weniger durchlässig wird, da sich seine Gatespannung vermindert. Demzufolge hat der Transistor 322 die Tendenz, sich zu sperren und den Strom pp zu begrenzen.

**[0038]** Umgekehrt führt eine Verminderung von pp zu einer Reduktion des Spannungsabfalls über den Widerstand 323 und demzufolge zu einer Spannungsreduktion, welche an das Gate des P-Kanal-Transistoren 323a', 323b', 323c' angelegt wird. Diese werden demzufolge durchlässiger, was zu einer Erhöhung der Spannung am Drain des Transistors 323a' führt, welche an das Gate des Transistors 322 angelegt wird. Dieser wird demzufolge durchlässiger und erlaubt eine Erhöhung des durchfließenden Stromes pp. Der Strom pp wird stabilisiert und hängt demzufolge nur gering von der angelegten Belastung ab. Es ist leicht zu zeigen, dass der Strom pn, welcher die Transistoren 323a', 323b' und 323c' durchdringt auf gleiche Weise stabilisiert wird.

**[0039]** Die Grösse des Stroms kann demzufolge bestimmt werden, indem die Charakteristika der Elemente in der Stromquelle, insbesondere die Anzahl Transistoren und die Grösse ihrer Kanäle, angepasst werden. Es ist so möglich, die Stromstärken pp und pn durch die beiden Zweige des Spiegels frei zu bestimmen.

**[0040]** Ein solcher Stromspiegel besitzt zwei Gleichgewichtszustände. Der erste ist beschrieben worden und ist erreicht, wenn die Ströme pp und pn die gewünschte Stärke erreicht haben. Der zweite Zustand entspricht den Strömen pp und pn gleich Null. Dieser zweite Zustand ist namentlich erreicht, wenn alle Transistoren blockiert sind. Dieser Zustand existiert insbesondere wenn das System unter Spannung gesetzt wird, wonach demzufolge die Ströme pp und pn Null sind. Ein N-Kanal-Initialisierungstransistor 320 ist vorgesehen, um bei der Anlaufphase einen Strom durch den Stromspiegel 32 zu zwingen, so dass er seinen ersten Gleichgewichtszustand erreicht. Das Gate des Transistors 320 ist an der Masse, während seine Source mit dem Eingang G- des Mikrogenerators 1 verbunden ist. Der Drain des Initialisierungstransistors wird mit dem Gate der P-Kanal-Transistoren verbunden. Bei der Anlaufphase des Uhrwerks

ist der Mikrogenerator 1 bezüglich der Masse floating. Das Signal G- am Eingang des Mikrogenerators oszilliert demzufolge in einer ungefähr sinusartigen Weise bezüglich der Masse. Wenn das Eingangssignal G-negativ ist, das heisst unter der Spannung der Masse liegt, wird der Transistor 320 durchlässig und die negative Spannung von G- wird auf das Gate des P-Kanal-Transistors 323a', 323b', 323c' angelegt. Diese Transistoren werden demzufolge plötzlich leitend, derart, dass nur ein Strom pn zirkuliert, dass die Spannung am Gate des Transistors 322 ansteigt und dass dieser ebenfalls einen Strom pp durchlässt. Dieser Strom wird, wie oben erklärt, an den Komparator 20 (Figur 3) in der Gleichricht- und Wandlerschaltung 2 angelegt, welche zu funktionieren beginnt. Das Ausgangssignal der Komparatorschaltung 20 ändert seinen Zustand, wie bei der Figur 2 angegeben, wenn die Spannung am Knoten G- tiefer als Vss ist, und öffnet die Transistoren 17 und 18, welche den Eingang G- des Mikrogenerators 1 mit der Masse und den Eingang G+ des Mikrogenerators mit C2 verbindet. Sobald der Eingang G- mit der Masse verbunden ist, wird der Transistor 320 gesperrt und hört von nun an auf, Strom zu verbrauchen. Die Stromquelle 2 ist von nun an initialisiert und die Ströme pp und pn erreichen schnell den gewünschten Wert.

**[0041]** Die Stromquelle kann leicht vervollständigt werden, beispielsweise mittels anderen N-Kanal-Transistoren, deren Gate mit dem Drain des Transistors 323a' und der Source an der Masse verbunden sind. Der Strom durch diese Transistoren kann somit leicht für die Speisung von anderen Komponenten kontrolliert werden, beispielsweise von Komponenten des Quarzoszillators 3,4.

**[0042]** Figur 7 erläutert eine bevorzugte Ausführungsform eines Frequenzteilers 50 der vorliegenden Erfindung. Der Frequenzteiler besteht aus zehn in Reihe verbundenen D-Flipflops. Die Frequenz des Signals wird bei jedem Flipflop durch 2 geteilt. Wenn das am Eingang des Frequenzteilers 50 durch den Oszillator 3, 4 gelieferte Referenzsignal, mit 32 kHz oszilliert, beträgt die Frequenz des Signals am Ausgang des Teilers 50  $2^{-10} \cdot 32 \text{ kHz}$ , das heisst 32 Hz. Dieses Signal wird durch den Schaltkreis 500 mit dem 4 kHz-Signal kombiniert, um ein Signal DOWN zu erzeugen, welches ein einziges Mal pro Zyklus von 32 Hz und während einem Halbzyklus von 4kHz. den logischen Zustand 1 annimmt.

**[0043]** Die Figur 8 erläutert eine Schaltung 51, die ein Power-on-reset Signal rud liefert. Dieses Signal wird unter anderem dazu bestimmt, den Zähler 6 bei der Initialisierung auf einen vorbestimmten Wert zurückzusetzen und die Energiedissipationsschaltung 9 auszuschalten. Die Schaltung 51 beinhaltet 3 P-Kanal-Feldeffekttransistoren 510, 511, 512, welche in Reihe mit einem P-Kanal-Transistor zwischen der Masse und der Speisung angeordnet sind. Das Gate der drei P-Kanal-Transistoren erhält das Signal pp, welches von der Stromquelle 32 stammt. Bei der Initialisierung bleiben die 3 Transistoren 510, 511 und 512 blockiert, solange die Stromquelle 32 nicht einen genügenden Strom liefert. Die Spannung am

Punkt 516 ist demzufolge Null. Der Inverter 550 wandelt diese Spannung in ein Signal POR1 um, welches mittels einem OR-Tor 528 mit einem Signal POR2 kombiniert wird. Das Signal am Ausgang des Tores 528 wird an einen aus den beiden NOR-Tor 517 und 518 bestehenden Flipflops mit 2 Eingängen weitergeleitet. Der andere Eingang des Flipflops 517, 518 ist mit dem Ausgang eines Frequenzteilers 520 verbunden, welcher aus fünf Flipflops 521 - 526 zusammengesetzt ist. Das 32 Hz-Ausgangssignal, das durch den Frequenzteiler 50 abgegeben wird, ist mit dem Eingang des ersten Flipflops 521 verbunden. Die Eingänge /reset zur Zurücksetzung der Flipflops 521 - 526 sind über einen Inverter 527 mit dem Ausgang des Inverters 515 verbunden.

**[0044]** Bei der Initialisierung beträgt das Signal POR1 Eins, solange die Stromquelle nicht genügend Strom liefert. Ähnlicherweise beträgt das Signal POR2 Eins, solange die Frequenz aus dem Frequenzteiler 5 nicht einen vorbestimmten Wert erreicht. Das Signal am Ausgang des Tores 528 beträgt demzufolge erst Null, wenn der Quarzoszillator und die Stromquelle beide funktionieren.

**[0045]** Bei der Initialisierung beträgt dieses Signal noch 1, so dass die Flipflop 521 - 526 alle auf Null gesetzt werden. Der Eingang des Flipflops 517, 518, der mit dem Flipflop 526 verbunden ist, erhält somit den logischen Zustand Null, während der Eingang, welcher mit dem Inverter 515 verbunden ist, den logischen Zustand 1 erhält. Der Ausgang des Flipflops 517, 518 ist demzufolge 1. Das Signal wird durch den Inverter 519 invertiert in ein Signal, das mit rud (reset up-down counter) bezeichnet wird und einen logischen Wert Null besitzt.

**[0046]** Sobald die Stromquelle genügend Strom liefert, werden die 3 Transistoren 510 bis 512 durchlässig. Das Signal am Punkt 516 beträgt demzufolge Vdd, derart, dass der Inverter 515 ein Signal POR1 mit einem logischen Wert Null abgibt. Wenn der Quarzoszillator auch funktioniert, wird ein logischer Wert Null an den Flipflop mit 2 Eingängen 517, 518 durch das Tor 528 abgegeben, während die Eingänge /reset der Flipflop 521 - 526 den logischen Wert 1 erhalten. Der Frequenzteiler 520 beginnt mit der Teilung der gelieferten 32 Hz-Frequenz. Nach einer Sekunde geht das Signal am Ausgang des Flipflops 560 auf 1. Da die zwei Eingänge des Flipflops 517, 518 den logischen Wert 1 erhalten, geht sein Ausgang auf Null, so, dass das Signal rud den logischen Wert 1 erreicht. Dieser Wert wird anschliessend aufrechterhalten, solange der Stromwert pp genügend ist und der Quarzoszillator auch funktioniert.

**[0047]** Wenn der Generator gestoppt wird, beispielsweise beim Einstellen des Uhrwerks, wird die Kapazität 10 (C3) nicht mehr vom Generator gespeist. Das IC verbraucht aber weiterhin Strom, und so sinkt die Spannung Vdd an C3 immer weiter ab. Wenn die Spannung so weit abgesunken ist, dass der Quarzoszillator nicht mehr funktioniert, werden die Signale mess und latch nicht mehr gebildet.

**[0048]** Da aber nicht sichergestellt ist, dass die Kapazität 514 schnell genug entladen wird, kann es gesche-

hen, dass, obwohl die Schaltung nicht mehr genügend Spannung hat, das Signal POR1 nicht auf Eins geht. Das zweite Power-on-reset- Signal POR2 geht aber auf Eins, sobald die Frequenz aus dem Frequenzteiler unter einen bestimmten Wert absinkt. Somit erscheint nach einer kurzen Zeitspanne wieder das Signal rud, so dass die Schalter 17, 18, 19 des Spannungswandlers auch in diesem Fall direkt von den Komparatoren 200, 210 angesteuert werden.

**[0049]** In einer nicht dargestellten Ausführungsform wird das Anlaufen des ICs nur mit dem Signal POR2 auf dem Frequenzteiler sichergestellt. Das Signal POR2 bleibt auf Null. Die Figur 9 erläutert eine bevorzugte Ausführungsform der Zählerschaltung 6. In diesem Beispiel umfasst die Zählerschaltung 6 einen 6-bits Zähler 60t. Der Zähler 60 wird beispielsweise durch sechs resetbare und in Reihe geschaltete D-Flipflops gebildet. Die binäre Zahl, welche durch die Ausgänge Q1 bis Q6 gebildet wird, nimmt durch eine Einheit bei jeder Vorderflanke, welche auf den Eingang 601 abgegeben wird, zu. Der Zähler wird auf Null zurückgesetzt, wenn ein Signal rud auf den Reset-Eingang 603 abgegeben wird.

**[0050]** Ein aus den beiden Nand-Toren 61, 62 und aus dem OR-Tor bestehender Maximumdetektor 63 blockiert mittels eines Nand-Tores 64 die Einführung von neuen UP-Impulsen auf den Inkrementationseingang 601, wenn der maximale Ausgangszustand  $Q1=Q2=...=Q6=1$  erreicht wird. In gleicher Weise verhindert ein Minimumdetektor 65, 66, 67, 68 alle Abzählen unterhalb des minimalen Ausgangszustandes  $/Q1=/Q2=...=/Q6=1$ . Man verhindert so, dank der beiden Zustandsdetektoren, falsche Zählungen ausserhalb der Zählgrenzen des Zählers 60.

**[0051]** Die Signale Q1 - Q6, welche durch den Zähler 6 abgegeben werden, erlauben die Codierung von 64 verschiedenen Bremswerten. Die Bremsung ist minimal, wenn  $Q1=Q2=...=Q6=0$  (Stufe 0) und maximal, wenn  $Q1=Q2=...=Q6=1$  (Stufe 63). Erfindungsgemäss steigt jedoch die Bremsung des Mikrogenerators zwischen diesen minimalen und maximalen Werten nicht linear. Die Energiedissipation über den Bremswiderstand Rf der Energiedissipationsschaltung 9 entwickelt sich vorzugsweise in solcher Weise, wie dies schematisch auf dem Diagramm der Figur 10A dargestellt ist. Zwischen 0 und 31 ist der vom Zähler 6 integrierte Frequenzunterschied zwischen dem Mikrogenerator 1 und dem Oszillator 3, 4 gering: es wird keine Bremsung veranlasst. Dies erlaubt eine schnelle Beschleunigung des Mikrogenerators bei der Ingangsetzung der Uhr, und so wird die nominale Geschwindigkeit sehr schnell erreicht. Zwischen 32 und 61 wächst die Energiedissipation linear mit einer mässigen Steigung an. Von Stufe 62 an wächst die Energiedissipation mit einer deutlich stärkeren Steigung und wird maximal auf Stufe 63, derart, dass der Rotor des Mikrogenerators heftig gebremst wird, wenn er durchdreht.

**[0052]** Die Figur 10 erläutert die Energiedissipationssteuermittel 30. Sie wandeln die Signale Q1 :Q6 aus dem Zähler in Signalen B1 :B63 um, die die auf der Figur 11

erläuterte Energiedissipationsschaltung 9 direkt ansteuern. Wie schon bei Figur 1 dargelegt, wird die Energiedissipationsschaltung 9 direkt zwischen den Eingängen G+, G- des Mikrogenerators geschaltet. Sie besteht aus einer Vielzahl von auf dem IC integrierten Widerständen 910 bis 916. Die Schalter 900 bis 906, welche durch die von den Energiedissipations-steuermitteln 30 stammenden Signale B1 bis B5 und B62, B63 gesteuert werden, erlauben eine Modifikation der Anzahl der parallel angeordneten Widerstände. Die Werte der Widerstände 910 bis 916 sind gemäss Figur 10A umgekehrt proportional zur Stärke der Steuersignale B1 - B63: die Signale B62 und B63 steuern so eine wirksamere Bremsung als beispielsweise das Signal B1.

**[0053]** Die Schalter 900 bis 906 sind N-Kanal Feldeffekttransistoren. Wenn die Spannung am Gate des Transistors auf 0 ist sperrt der Transistor, es fliesst also kein Strom über den Transistor. Sobald aber die Spannung an der Source des entsprechenden Transistors unter Vss ist, wird der Transistor leitend. Dies bedeutet, dass der Generator gebremst wird, weil nun ein Strom fliesst, da ja die Widerstände zwischen die Klemmen (G+ und G-) des Generators geschaltet sind.

**[0054]** Je nach verwendeter Schaltung ist es aber unabdingbar, dass der Generator eine wesentlich höhere Drehzahl als die Nenndrehzahl und somit eine möglichst hohe Ausgangsspannung erreicht, damit die Schaltung überhaupt anlaufen kann. Dabei ist es aber möglich, dass die Spannung an G+ und G- unter Vss zu liegen kommt, so dass dann der Generator gebremst wird, weil der Schalttransistor für die Bremse leitend wird. Wenn aber die hohe Drehzahl und somit die hohe Ausgangsspannung nicht erreicht wird, kann die Schaltung wegen des Spannungsabfalls über die Dioden nicht aufstarten.

**[0055]** Damit beim Aufstarten des Systems nun der Generator nicht durch die Energiedissipationsschaltung 9 gebremst wird, ist es nötig, mindestens einen P--Kanal Feldeffekttransistoren und mindestens einen N-Kanal Feldeffekttransistoren in Serie zu schalten, wenn sie als Schalter dienen sollen, um Bremswiderstände zwischen G+ und G- zu schalten. Dies wird erfindungsgemäss mit dem P-Kanal Feldeffekttransistor 920 gelöst. Der P-Kanal Feldeffekttransistor 920 kann nur leiten, wenn die Spannung am Gate tiefer als ein Schwellwert unter der Sourcespannung ist. Beim Aufstarten des Systems ist dies sicher nicht der Fall, so dass der Generator nicht gebremst wird und ein Aufstarten des Systems möglich ist.

**[0056]** N-Kanal und P-Kanal Transistoren können nur in der Nähe von Vss und Vdd als gute Schalter verwendet werden. Wenn die Spannung an Drain und Source irgendwo zwischen Vdd und Vss liegt, genügt es nicht mehr, das Gate mit Vdd resp. Vss anzusteuern, damit die Transistoren leitend werden.

**[0057]** Genau diesen Fall haben wir bei der Energiedissipationsschaltung 9 und beim Schalter 18 des Spannungsverdopplers:

Damit unter diesen Bedingungen die Transistoren als Schalter verwendet werden können, muss nun das Gate vom N-Kanal-Transistor mit einer Spannung höher als Vdd angesteuert werden, damit der Transistor gut leitet. Dasselbe gilt für den P-Kanal-Transistor, dessen Gate mit einer Spannung, die mindestens einen Schwellwert tiefer als Vss ist, angesteuert werden muss, damit der Transistor gut leitend wird.

**[0058]** Deshalb wird der Transistor 920 nicht mit Vss gesteuert, sondern mit einem Signal LV, das im aktiven Zustand eine wesentlich tiefere Spannung als Vss hat. Die Bildung vom LV in der Schaltung 30 wird weiter unten näher beschrieben.

**[0059]** Ebenso können die N-Kanal Transistoren 900 : 906 nicht direkt mit den Signalen Q1 : Q6 aus dem Zähler angesteuert werden, weil diese Signale nicht höher als Vdd sein können. Deshalb werden diese Transistoren mit den Signalen B1: B63 angesteuert, deren logische Zustände denjenigen von Q1 :Q6 entsprechen, deren Spannungen jedoch verdoppelt sind. Zu diesem Zweck werden die Signale Q1 - Q5 mit Levelshiftern 301 - 305 in den Energiedissipationssteuermitteln 30 in die Ausgangssignale B1 - B5 umgewandelt.

**[0060]** In einer nicht dargestellten weiteren Ausführungsform der Erfindung ist aus ähnlichen Gründen der Schalter 18 des Spannungswandlers 2 mit einem Signal angesteuert, das denselben logischen Zustand hat wie das Signal par, dessen Spannung aber erhöht ist. Ebenso wäre es möglich, die Spannung der Signale par und ser, die die Schalter 17 und 19 ansteuern, zu verdoppeln.

**[0061]** Die Levelshifter 301-305 in Figur 10 werden durch eine Spannung HV gespiesen, welche durch eine Verdoppelung der Spannung Vdd am Kondensator C3 mittels eines nicht dargestellten Spannungsverdopplers 31 erhalten wird. Damit die Schaltung zuverlässig anlaufen kann, muss der Spannungsverdoppler so gebaut werden, dass er auch bei der Initialisierung eine Spannung, die mindestens gleich Vdd ist, liefert. Dafür kann zum Beispiel der Spannungsverdoppler 31 durch das schon beschriebene Signal rud angesteuert werden, so dass er bei der Initialisierung eine Spannung Vdd liefert, und eine verdoppelte Spannung HV, erst nachdem das Signal rud seinen Zustand geändert hat, wenn der Quarzoszillator und die Stromquelle beide funktionieren.

**[0062]** Der logische Zustand « 62 » wird durch ein Und-Tor 306 nachgewiesen, wenn die Signale B2, B3, B4 und B5 alle 1 betragen (62 dezimal ausgedrückt entspricht 111110 binär). Das Tor 306 multipliziert die Signale B2 bis B5 und liefert ein Signal B62 mit dem logischen Zustand 1 nur, wenn der Zählerwert die Stufe 30 oder 31 erreicht. Ein zweites Und-Tor multipliziert B62 mit B1 in solcher Weise, dass der Logische Zustand « 63 » mittels eines Signals B63 nachgewiesen wird. Die Signale B62, bzw B63, steuern direkt die Transistoren 905, bzw. 906.

**[0063]** Wie schon erwähnt liefert die Schaltung 30 das Signal LV, welches zum Ansteuern des P-Kanal Transi-

stors 920 in der Energiedissipationsschaltung 9 bestimmt ist. Das LV Signal wird von einem Levelshifter 300 erzeugt. Damit der Transistor 920 gut leitet, muss, wie schon erwähnt, die Spannung vom LV Signal im aktiven Zustand mindestens einen Schwellwert tiefer als Vss sein. Zu diesem Zweck wird der Ausgang des Levelshifters 300 mit einer Kapazität 3005 verbunden. Ein Transistor 3006, der wie eine Diode funktioniert, ist zwischen der anderen Seite der Kapazität 3005 und dem Punkt/rud verbunden. Der Transistor 3006 hat einen Schwellwert Ue, z.B. 400mV. Wenn der Levelshifter 300 eine Spannung HV liefert, beträgt die in der Kapazität 3005 geladene Spannung  $\Delta U$  HV-Ue. Wenn die Spannung am Ausgang des Levelshifters 300 plötzlich auf Vss absinkt, sinkt die Spannung des LV Signals auf Vss-(HV-Ue), was erlaubt, den Transistor 920 in den leitenden Zustand zu bringen.

**[0064]** Bei der Initialisierung des Systems beträgt das Signal/rud Eins, so dass LV auch auf Eins bleibt, und der Transistor 920 wird gesperrt. Der Transistor 920 kann erst leiten, sobald das Signal rud/Null beträgt.

**[0065]** Der Levelshifter 300 wird durch ein Signal /b gesteuert, derart, dass die Energiedissipationsschaltung 9 bremst, wenn das Signal /b Null beträgt. Das Signal /b wird durch ein NAND-Tor 3080 abgegeben, welches die Signale Q6 und p logisch kombiniert. Das Signal /b beträgt 1, wenn mindestens eines dieser zwei Signale Null beträgt. Beispielsweise wenn Q6 Null beträgt, das heisst, wenn der Zähler 6 nicht mindestens das Niveau 16 erreicht hat, beträgt das Signal /b 1 derart, dass die Energiedissipationsschaltung 9 nur ab Stufe 16 des Zählers bremsen kann, gemäss dem Diagramm von Fig. 10a. Die Bildung des Pulsierungssignals p durch die Schaltung 308 wurde schon in Bezug auf die Figur 5a erläutert. Das Pulsierungssignal p hat demzufolge immer den Wert 1, ausgenommen einmal pro 1kHz-Zyklus während einem 16kHz-Halbzyklus. Dies dient dazu, die Kapazität, die das LV erzeugt, wieder aufzuladen. Dabei wird die Bremsung durch das Pulsierungssignal p einmal pro Millisekunde unterbrochen (gepulste Bremsung). Es sind aber auch Lösungen denkbar, bei denen mit LV1 und LV2 und dementsprechend mit 2 P-Kanal-Transistoren gearbeitet wird, damit die Bremse nicht unterbrochen werden muss.

**[0066]** Damit das System stabil ist, muss das Laden der Kapazitäten C1, C2, C3 und das Bremsen getrennt werden, d.h., dass das Moment, wo gebremst wird, nicht vom Laden abhängig sein darf. In der in der Figur 10 dargestellten Schaltung wird während der ganzen Periode gebremst. Dementsprechend wird der Spannungsabfall relativ klein, zudem ist dieser Spannungsabfall nur vorhanden, wenn stark gebremst wird. Dies ist aber gleichbedeutend mit einem hohen Antriebsmoment und somit einer grossen Sicherheit, dass der Generator mit einem Schlag schnell wieder beschleunigt und das System wieder mit Energie versorgt werden kann. Es wäre aber auch möglich, das Bremsen und das Laden strikte zu trennen. Z.B. könnte man während einer positiven und

negativen Halbwelle zuerst nur bremsen und während der nächsten positiven und negativen Halbwelle zuerst nur bremsen und während der nächsten positiven und negativen Halbwelle nur die Kapazitäten laden. Somit fällt der durch das Bremsen verursachte Spannungsabfall weg und die Kapazitäten werden maximal geladen.

## Patentansprüche

1. Elektronischer Schaltkreis zur Regelung der Rotationsgeschwindigkeit eines Mikrogenerators (1) enthaltend:

einen ersten Eingang (G-) und einen zweiten Eingang (G+), die mit dem Mikrogenerator (1) verbunden werden können, einen Oszillator (3, 4) welcher ein Referenzsignal einer vorbestimmten Frequenz abgibt, eine Energiedissipationsschaltung (9) zur Bremsung des Mikrogenerators (1), Energiedissipationssteuermittel (5, 6, 7, 8, 30, 31) zur Steuerung der Energiedissipation der Energiedissipationsschaltung (9) in Abhängigkeit des Referenzsignals und des Signals zwischen den genannten Eingängen (G-, G+), eine Gleichricht- und Spannungswandlerschaltung (2) zur Gleichrichtung und Vervielfachung des Signals zwischen den genannten ersten und zweiten Eingängen, wobei die Gleichricht- und Spannungswandlerschaltung (2) mindestens einen Kondensator (10, 15, 16) enthält, welcher durch den genannten Mikrogenerator (1) über mindestens einen Schalter (17, 18, 19) aufgeladen werden kann, eine stabilisierte Stromquelle (32), welche insbesondere die genannte Gleichricht- und Spannungswandlerschaltung (2) speist, mindestens eine Steuerschaltung (21) des genannten Schalters (19), um die Spannung auf beiden Seiten des genannten Schalters (19) zu vergleichen,

**dadurch gekennzeichnet, dass** der elektronische Schaltkreis so eingerichtet ist, dass der Ausgang der benannten Steuerschaltung (21) zeitlich verzögert zur Ansteuerung des genannten Schalters (19) verwendet wird.

2. Elektronischer Schaltkreis gemäss Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** die genannte Steuerschaltung (21) einen Komparator (210) enthält.

3. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** ein Bremsen während jedem zweiten Zyklus des Signals vom Mikrogenerator (1) gesperrt wird.

4. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die genannte Energiedissipationsschaltung (9) zwischen den genannten zur Verbindung mit dem Mikrogenerator (1) bestimmten Eingängen (G-, G+) verbunden ist.
5. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die genannte Energiedissipationsschaltung (9) zwischen den zur Verbindung mit dem genannten, durch den Mikrogenerator (1) aufgeladenen, Kondensator (10) bestimmten Eingängen verbunden ist.
6. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die genannten Energiedissipationssteuermittel (5, 6, 7, 30, 31) einen Zähler (6) aufweisen, dessen Wert von der Frequenzdifferenz zwischen dem Mikrogenerator (1) und dem Oszillator (3, 4) abhängt, wobei die Energiedissipation der Energiedissipationsschaltung (5, 6, 7, 8, 30, 31) vom genannten Zählerwert abhängig ist.
7. Elektronischer Schaltkreis gemäss dem vorhergehenden Anspruch, **dadurch gekennzeichnet, dass** der Wert des Zählers (9) bei jedem Impuls eines Inkrementationssignals (UP), welches vom Signal zwischen den beiden Eingängen (G-, G+) stammt, zunimmt, und bei jedem Impuls eines Dekrementierungssignals (DOWN), welches vom genannten Oszillator (3, 4) stammt, abnimmt.
8. Elektronischer Schaltkreis gemäss dem vorhergehenden Anspruch, **dadurch gekennzeichnet, dass** der elektronische Schaltkreis Mittel (51, rud) enthält, um den genannten Zähler (6) zurückzusetzen, wenn der elektronische Schaltkreis unter Spannung gesetzt wird.
9. Elektronischer Schaltkreis gemäss dem vorhergehenden Anspruch, **dadurch gekennzeichnet, dass** der elektronische Schaltkreis Initialisierungsmittel (51) enthält, die ein Signal (POR1) eines bestimmten Wertes abgeben, solange dass der durch die genannte stabilisierte Stromquelle (32) abgegebene Strom einen vorgegebenen Wert nicht erreicht, und ein Signal des entgegengesetzten Wertes abgegeben wird, sobald der durch die genannte stabilisierte Stromquelle (32) abgegebene Strom den genannten vorbestimmten Wert überschreitet.
10. Elektronischer Schaltkreis gemäss dem vorhergehenden Anspruch, **dadurch gekennzeichnet, dass** der elektronische Schaltkreis Initialisierungsmittel (51) enthält, die ein Signal (POR2) eines bestimmten Wertes abgeben, solange dass der Oszillator (3, 4)
- nicht funktioniert, und ein Signal des entgegengesetzten Wertes abgegeben wird, sobald der Oszillator (3, 4) funktioniert.
11. Elektronischer Schaltkreis, gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** der elektronische Schaltkreis Initialisierungsmittel (51) enthält, die folgende Signale abgeben:
- ein erstes Power-on-reset Signal (POR1) mit einem bestimmten Wert, solange dass der durch die genannte stabilisierte Stromquelle (32) abgegebene Strom einen vorgegebenen Wert nicht erreicht, und mit dem entgegengesetzten Wert, sobald der durch die genannte stabilisierte Stromquelle (32) abgegebene Strom den genannten vorbestimmten Wert überschreitet, ein zweites Power-on-reset-Signal (POR2) mit einem bestimmten Wert, solange dass der Oszillator (3, 4) nicht funktioniert, und mit dem entgegengesetzten Wert, sobald der Oszillator (3, 4) funktioniert, und dass die Initialisierungsmittel ausserdem Mittel (528) enthalten, die beide Power-on-reset Signale (POR1, POR2) kombinieren.
12. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der Ansprüche 9 bis 11, **dadurch gekennzeichnet, dass** die genannten Initialisierungsmittel (51) Verzögerungsmittel (510) enthalten.
13. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Energiedissipation der genannten Energiedissipationsschaltung (9) mindestens drei bestimmte Werte annehmen kann.
14. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **gekennzeichnet durch** die Mittel (51) für die Minimalisierung der Energiedissipationsschaltung (9), wenn der elektronische Schaltkreis unter Spannung gesetzt wird.
15. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** der genannte Oszillator (3, 4) mit einem Frequenzteiler (50) verbunden ist.
16. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die genannten Energiedissipationssteuermittel (5, 6, 7, 30, 31) folgende Komponenten aufweisen:
- einen Hysteresiskomparator (7), der das Signal zwischen den genannten ersten und zweiten Eingängen (G-, G+) vergleicht,

eine Antikoinzidenzschaltung (8), welche mit dem Ausgang des genannten Hysteresiskomparators (7) verbunden ist und das genannte Inkrementierungssignal (UP) abgibt.

17. Elektronischer Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** der genannte mindestens eine Kondensator (10, 15, 16) des Gleichrichter und Spannungswandlers (2) über ein oder mehrere passive Elemente beim unter Spannung Setzen des elektronischen Schaltkreises geladen wird, wobei das oder die genannten passiven Elemente durch aktive Elemente (17, 18, 19) ersetzt werden, sobald die in dem oder den Kondensatoren (10, 15, 16) geladene Spannung genügt, um das oder die aktiven Elemente zu aktivieren.

18. Uhrwerk enthaltend einen Schaltkreis gemäss einem der vorhergehenden Ansprüche.

## Claims

1. Electronic circuit for regulating the speed of rotation of a microgenerator (1), comprising:

a first input (G-) and a second input (G+) that can be connected to said microgenerator (1), an oscillator (3, 4) supplying a reference signal of a predetermined frequency,

an energy-dissipation circuit (9) for braking said microgenerator (19), energy-dissipation control means (5, 6, 7, 8, 30, 31) for controlling the energy dissipation of the energy-dissipation circuit (9) depending on the reference signal and on the signal between said inputs (G-, G+),

a rectifier and voltage-transformer circuit (2) for rectifying and multiplying the signal between said first and second inputs, wherein the rectifier and voltage-transformer circuit (2) includes at least one capacitor (10, 15, 16) which can be charged by said microgenerator (1) over at least one switch (17, 18, 19),

a stabilized power supply (32), which power especially said rectifier and voltage-transformer circuit (2),

at least one control circuit (21) of said switch (19) to compare the voltage on both sides of said switch (19), **characterized in that** the electronic circuit is arranged in a way that the output of said control circuit (21) is delayed in time for use for controlling of the switch (19).

2. Electronic circuit according to claim 1, **characterized in that** said control circuit (21) comprises a comparator (210).

3. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** a braking during each second cycle of the signal of the microgenerator (1) is blocked.

4. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** said energy-dissipation circuit (9) is connected between said inputs (G-, G+) designed for being connected with the microgenerator (1).

5. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** said energy-dissipation circuit (9) is connected between the inputs designed for being connected with said capacitor (10) charged by the microgenerator (1).

6. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** said energy-dissipation control means (5, 6, 7, 30, 31) comprise a counter (6), whose value depends on the frequency difference between the microgenerator (1) and the oscillator (3, 4), the energy dissipation of the energy-dissipation circuit (5, 6, 7, 8, 30, 31) being dependent on said counter's value.

7. Electronic circuit according to the preceding claim, **characterized in that** the value of the counter (9) increases at each impulse of an incrementation signal (UP) originating from the signal between the two inputs (G-, G+), and decreases at each impulse of a decrementation signal (DOWN) originating from said oscillator (3, 4).

8. Electronic circuit according to the preceding claim, **characterized in that** the electronic circuit comprises means (51, rud) for resetting said counter (6) to a predetermined value when the electronic circuit is put under tension.

9. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** the electronic circuit comprises initialization means (51) that transmit a signal (POR1) of a determined value as long as the current supplied by said stabilized power source (32) does not reach a predetermined value, and a signal of opposite value as soon as the current supplied by said stabilized power source (32) exceeds said predetermined value.

10. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** the electronic circuit comprises initialization means (51) that transmit a signal (POR2) of a determined value as long as the oscillator (3, 4) is not working, and a signal of the opposite value as soon as said oscillator (3, 4) is working.

11. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** the electronic circuit comprises initialization means (51) transmitting the following signals:

a first power-on-reset signal (POR1) of a determined value as long as the current supplied by said stabilized power source (32) has not reached a predetermined value, and a signal of opposite value as soon as the current supplied by said stabilized power source (32) exceeds said predetermined value,  
 a second power-on-reset signal (POR2) of a determined value as long as the oscillator (3, 4) is not working, and a signal of the opposite value as soon as said oscillator (3, 4) is working, and **in that** the initialization means furthermore comprise means (528) that combine both power-on-reset signals (POR1, POR2).

12. Electronic circuit according to one of the claims 9 to 11, **characterized in that** said initialization means (51) comprise delay means (510).

13. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** the energy-dissipation of said energy-dissipation circuit (9) can take at least three determined values.

14. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized by** means (51) for minimizing the energy dissipation of said energy-dissipation circuit (9) when the electronic circuit is put under tension.

15. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** said oscillator (3, 4) is connected with a frequency divider (50).

16. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** said energy-dissipation control means (5, 6, 7, 30, 31) comprise the following components:

a hysteresis capacitor (7) that compares the signal between said first and second inputs (G-, G+), and  
 an anti-coincidence circuit (8) that is connected with the output of said hysteresis capacitor (7) and that supplies said incrementation signal (UP).

17. Electronic circuit according to one of the preceding claims, **characterized in that** said at least one capacitor (10, 15, 16) of the rectifier and voltage (2) is charged over one or several passive elements when the electronic circuit is put under tension, wherein said passive element or elements are replaced by

active elements (17, 18, 19) as soon as the voltage charged in the capacitor or capacitors (10, 15, 165) is sufficient for activating said active element or elements.

18. Clockwork comprising a circuit according to one of the preceding claims.

## 10 Revendications

1. Circuit électronique de réglage de la vitesse de rotation d'un microgénérateur (1), comprenant:

une première entrée (G-) et une seconde entrée (G+) pouvant être connectées avec ledit microgénérateur (1),

un oscillateur (3, 4) délivrant un signal de référence d'une fréquence prédéterminée,

un circuit de dissipation d'énergie (9) pour freiner ledit microgénérateur (19),

moyens de contrôle de la dissipation d'énergie (5, 6, 7, 8, 30, 31) pour contrôler la dissipation d'énergie du circuit de dissipation d'énergie (9) en fonction du signal de référence et du signal entre lesdites entrées (G-, G+),

un circuit de redressement et de conversion de tension (2) pour redresser et multiplier le signal entre lesdites première et deuxième entrées, selon lequel le circuit de redressement et de conversion de tension (2) comprend au moins un condensateur (10, 15, 16) pouvant être chargé par ledit microgénérateur (1) au travers d'au moins un interrupteur (17, 18, 19),

une source de courant stabilisée (32) alimentant en particulier ledit circuit de redressement et de conversion de tension (2),

au moins un circuit de commande (21) dudit interrupteur (19) pour comparer la tension des deux côtés dudit interrupteur (19), **caractérisé en ce que** le circuit électronique est arrangé de telle sorte que

la sortie dudit circuit de commande (21) est retardée pour utilisation comme commande dudit interrupteur (19).

2. Circuit électronique selon la revendication 1, **caractérisé en ce que** ledit circuit de commande (21) comprend un comparateur (210).

3. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce qu'**un freinage pendant un cycle sur deux du signal du microgénérateur (1) est bloqué.

4. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** ledit circuit de dissipation d'énergie (9) est connecté entre lesdites

- entrées (G-, G+) destinées à être reliées au micro-générateur (1).
5. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** ledit circuit de dissipation d'énergie (9) est connecté entre les entrées destinées à être connectées audit condensateur (10) chargé par ledit microgénérateur (1). 5
6. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** lesdits moyens de contrôle de la dissipation d'énergie (5, 6, 7, 30, 31) comportent un compteur (6) dont la valeur dépend de la différence de fréquence entre le micro-générateur (1) et l'oscillateur (3, 4), la dissipation d'énergie du circuit de dissipation d'énergie (5, 6, 7, 30, 31) étant dépendante de ladite valeur dudit compteur. 10 15
7. Circuit électronique selon la revendication précédente, **caractérisé en ce que** la valeur du compteur (9) augmente à chaque impulsion d'un signal d'incrémentement (UP) provenant du signal entre les deux entrées (G-, G+), et diminue à chaque impulsion d'un signal de décrémentation (DOWN) provenant dudit oscillateur (3, 4). 20 25
8. Circuit électronique selon la revendication précédente, **caractérisé en ce que** le circuit électronique comporte des moyens (51, rud) pour réinitialiser ledit compteur (6) à une valeur prédéterminée lorsque le circuit est mis sous tension. 30
9. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le circuit électronique comporte des moyens d'initialisation (51) qui délivrent un signal (POR1) avec une valeur déterminée aussi longtemps que le courant délivré par ladite source de courant stabilisée (32) n'atteint pas une valeur prédéterminée, et un signal de valeur opposée dès que le courant délivré par ladite source de courant stabilisée (32) dépasse ladite valeur prédéterminée. 35 40
10. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le circuit électronique comporte des moyens d'initialisation (51) qui délivrent un signal (POR2) avec une valeur déterminée aussi longtemps que l'oscillateur (3, 4) ne fonctionne pas, et un signal de valeur opposée dès que l'oscillateur (3, 4) fonctionne. 45 50
11. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le circuit électronique comporte des moyens d'initialisation (51) qui délivrent les signaux suivants: 55
- un premier signal de power-on-reset (POR1)
- avec une valeur déterminée aussi longtemps que le courant délivré par ladite source de courant stabilisée (32) n'atteint pas une valeur prédéterminée, et un signal de valeur opposée dès que le courant délivré par ladite source de courant stabilisée (32) dépasse ladite valeur prédéterminée,
- un second signal de power-on-reset (POR2) avec une valeur déterminée aussi longtemps que l'oscillateur (3, 4) ne fonctionne pas, et un signal de valeur opposée dès que l'oscillateur (3, 4) fonctionne,
- les moyens d'initialisation comportant en outre des moyens (528) qui combinent les deux signaux power-on-reset (POR1, POR2).
12. Circuit électronique selon l'une des revendications 9 à 11, **caractérisé en ce que** lesdits moyens d'initialisation (51) contiennent des moyens de retardement (510).
13. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** la dissipation d'énergie dudit circuit de dissipation d'énergie (9) peut prendre au moins trois valeurs déterminées.
14. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé par** des moyens (51) pour minimiser la dissipation d'énergie dudit circuit de dissipation d'énergie (9) lorsque le circuit électronique est mis sous tension.
15. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** ledit oscillateur (3, 4) est relié à un diviseur de fréquence (50).
16. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** lesdits moyens de contrôle de la dissipation d'énergie (5, 6, 7, 30, 31) comprennent les composants suivants:
- un comparateur à hystérèse (7) qui compare le signal entre lesdites première et seconde entrées (G-, G+), et
- un circuit d'anticoïncidence (8) relié à la sortie dudit comparateur à hystérèse (7) et qui délivre ledit signal d'incrémentement (UP).
17. Circuit électronique selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** ledit condensateur minimum (10, 15, 16) du circuit de redressement et de conversion de tension (2) est chargé à travers un ou plusieurs éléments passifs lors de la mise sous tension du circuit électronique, le ou lesdits éléments passifs étant remplacés par des éléments actifs (17, 18, 19) dès que la tension dans le ou les condensateurs (10, 15, 165) est suffisante pour activer le ou les éléments actifs.

18. Mouvement de montre comprenant un circuit selon l'une des revendications précédentes.

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

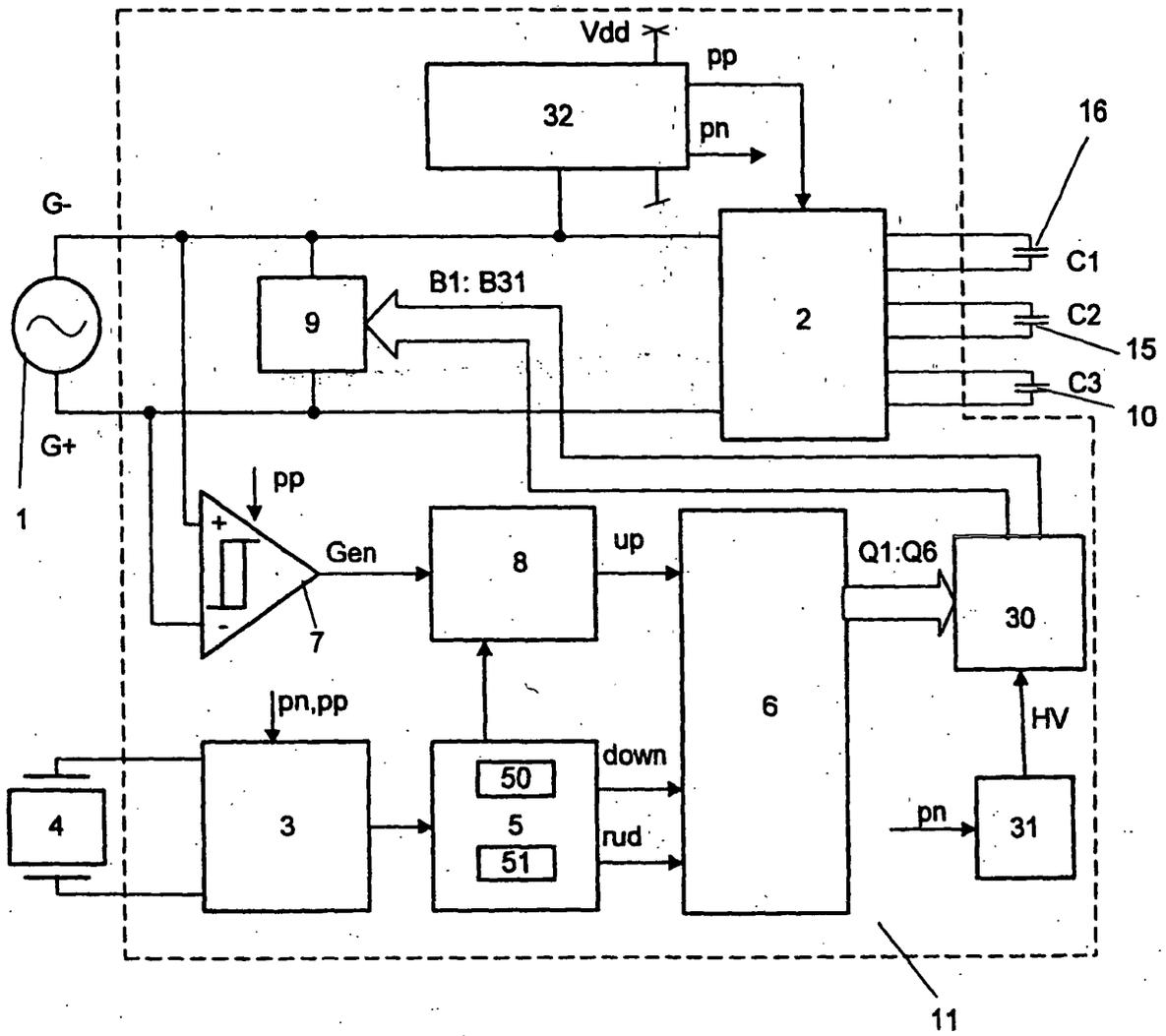


Fig. 1

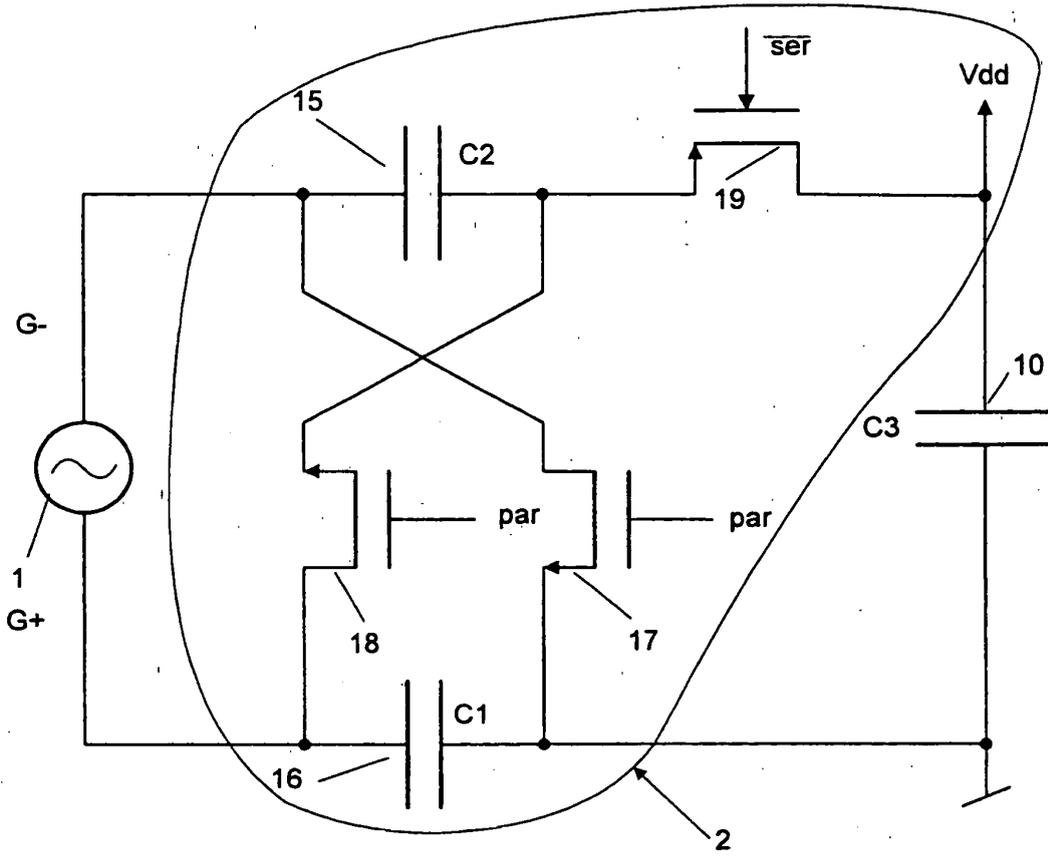


Fig. 2

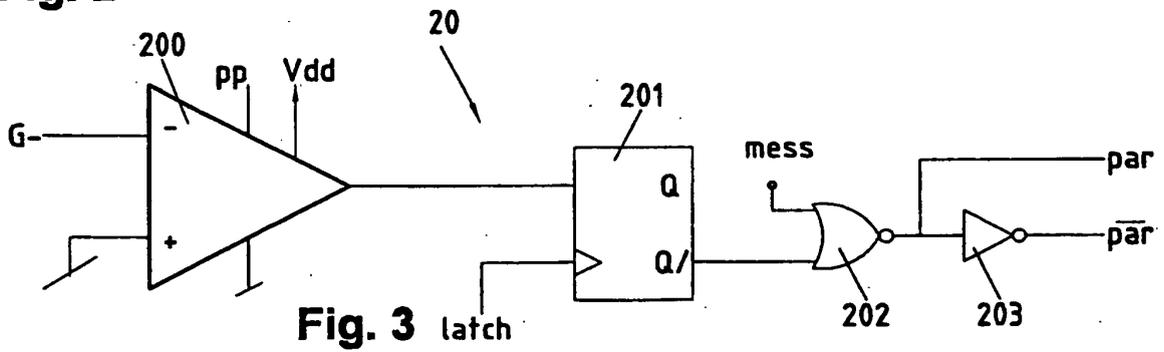


Fig. 3

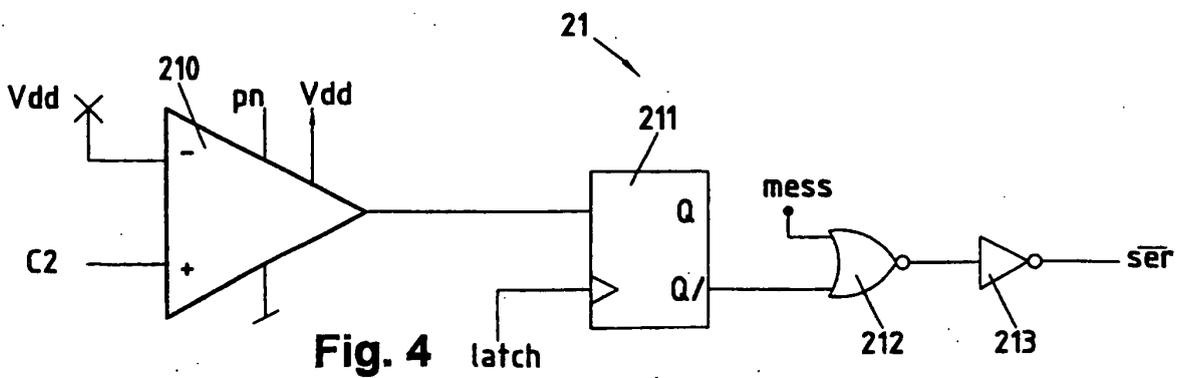
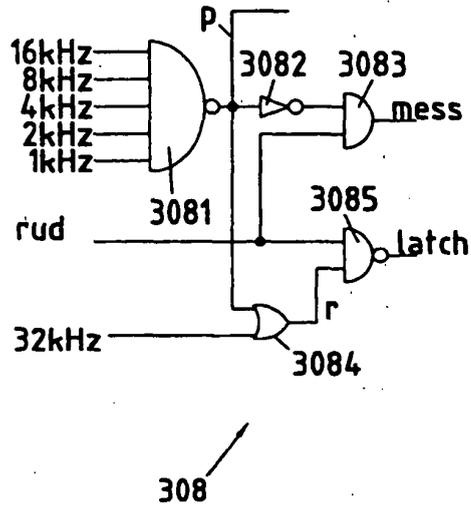
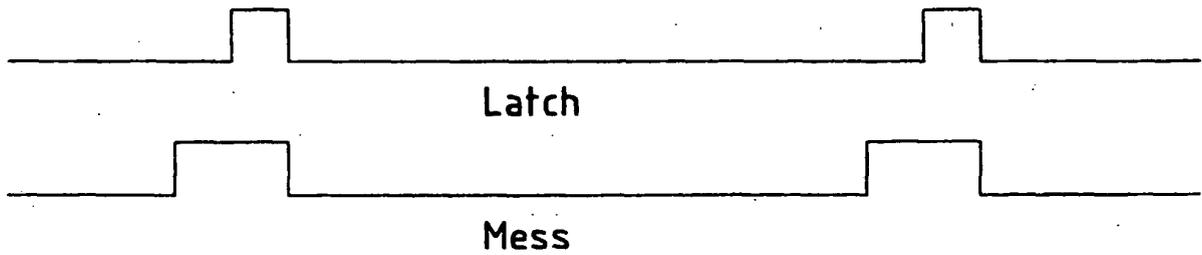


Fig. 4



**Fig. 5a**



**Fig. 5b**

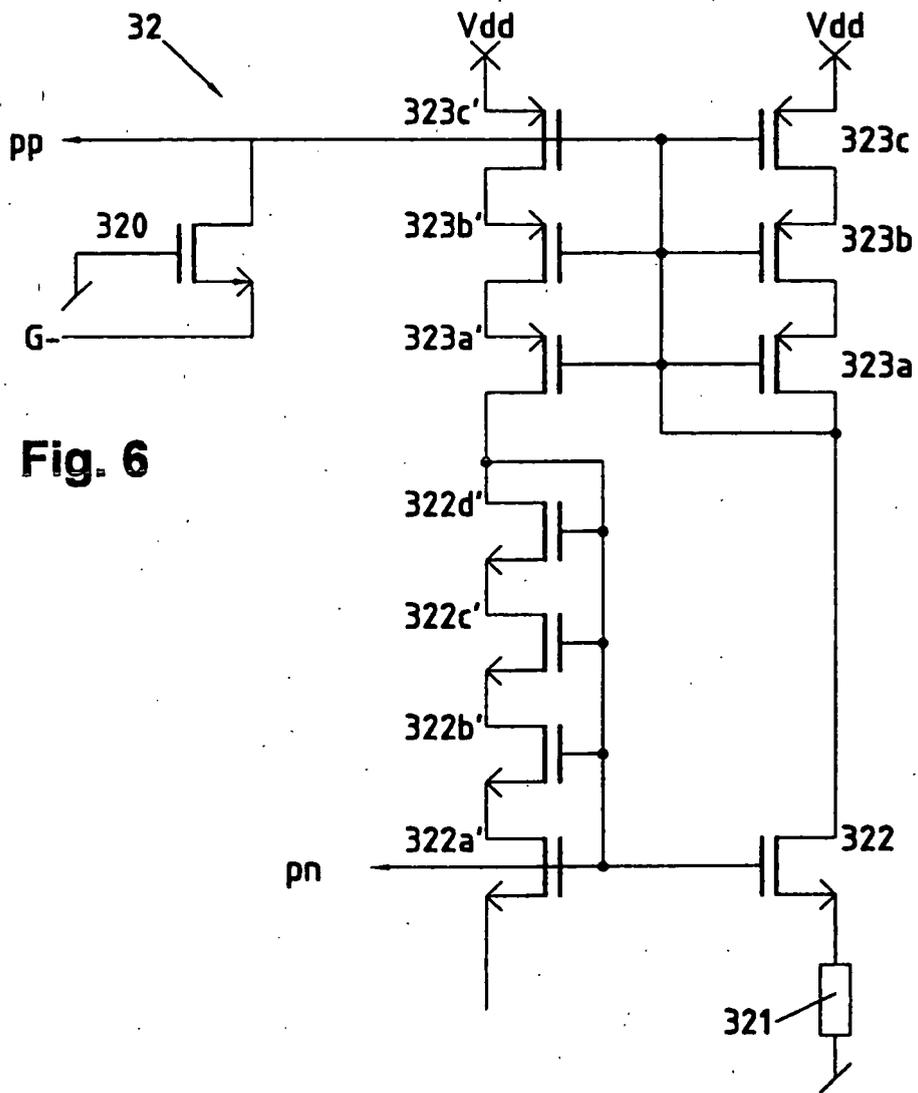


Fig. 6

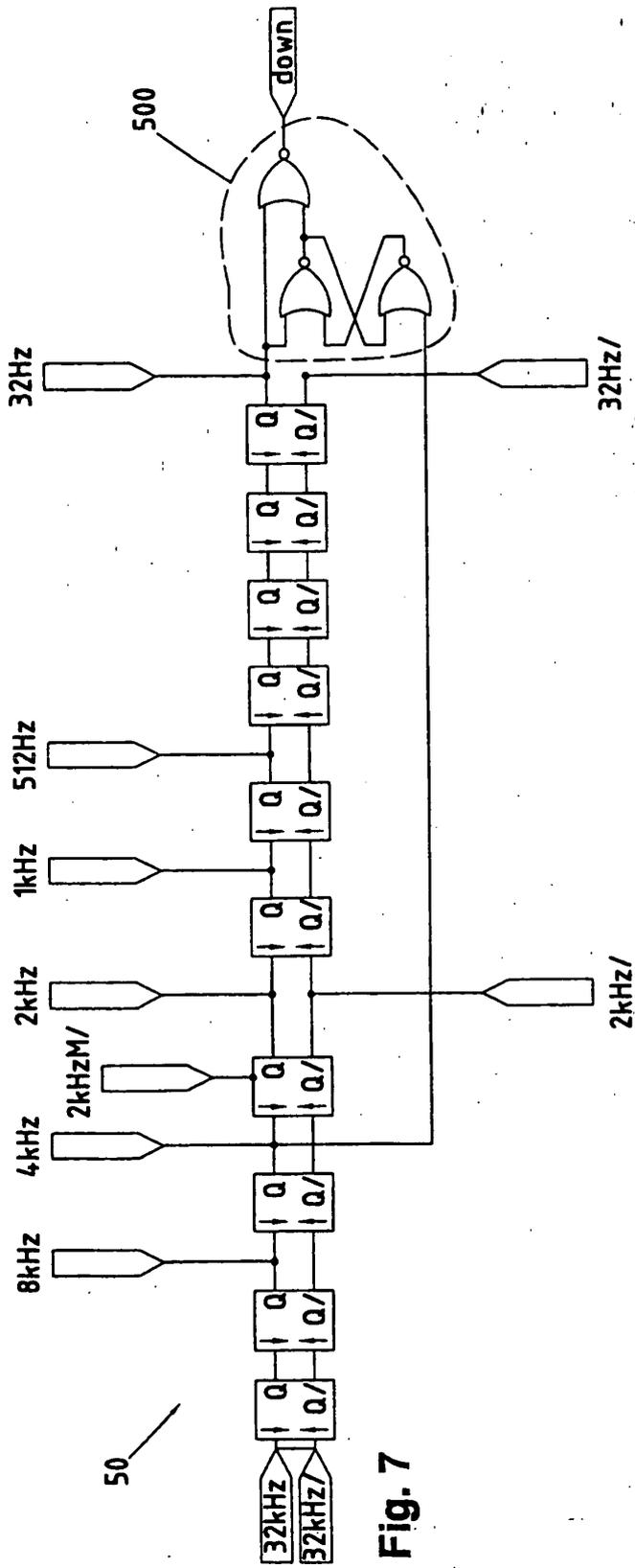


Fig. 7

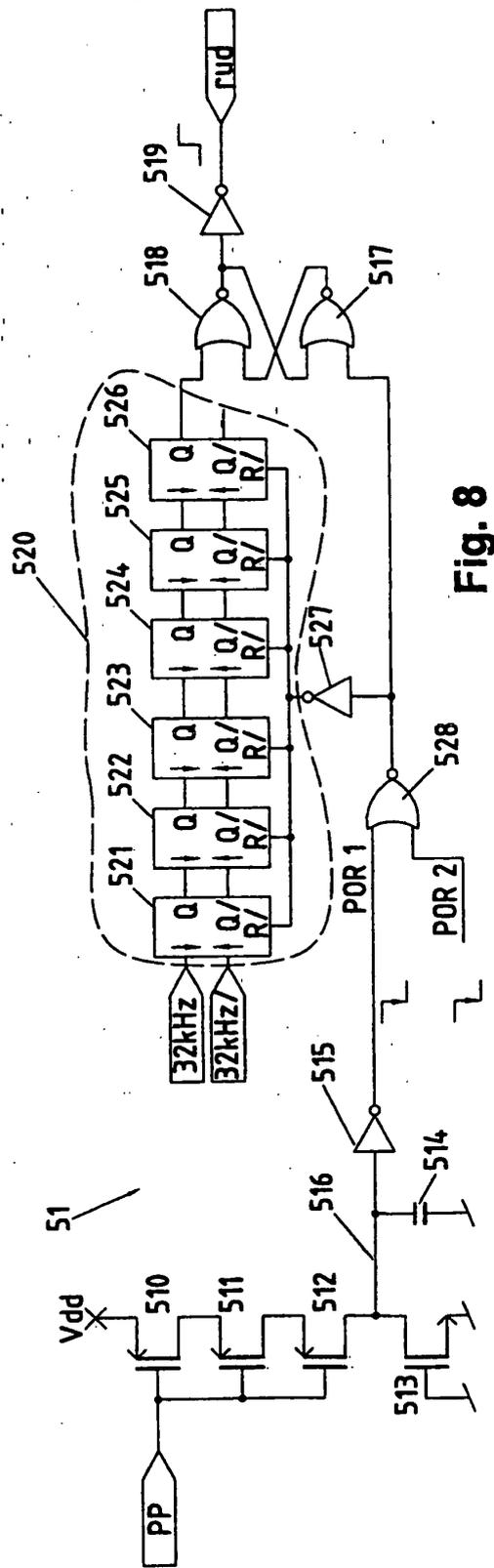


Fig. 8

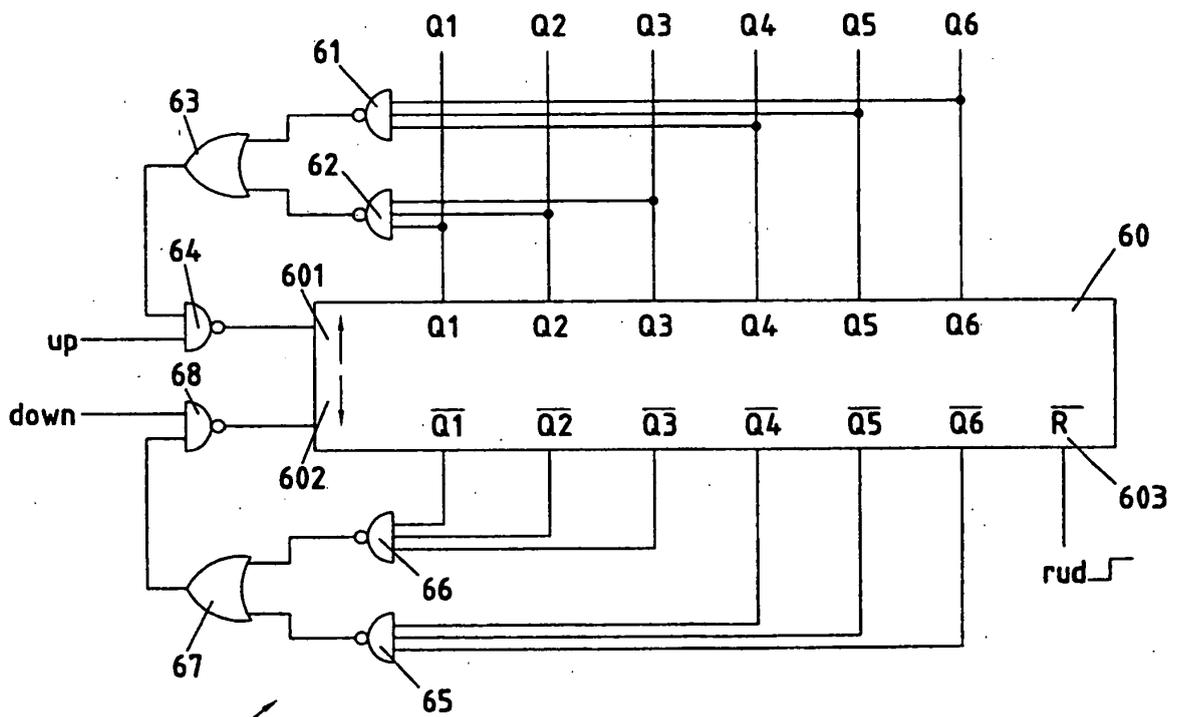


Fig. 9

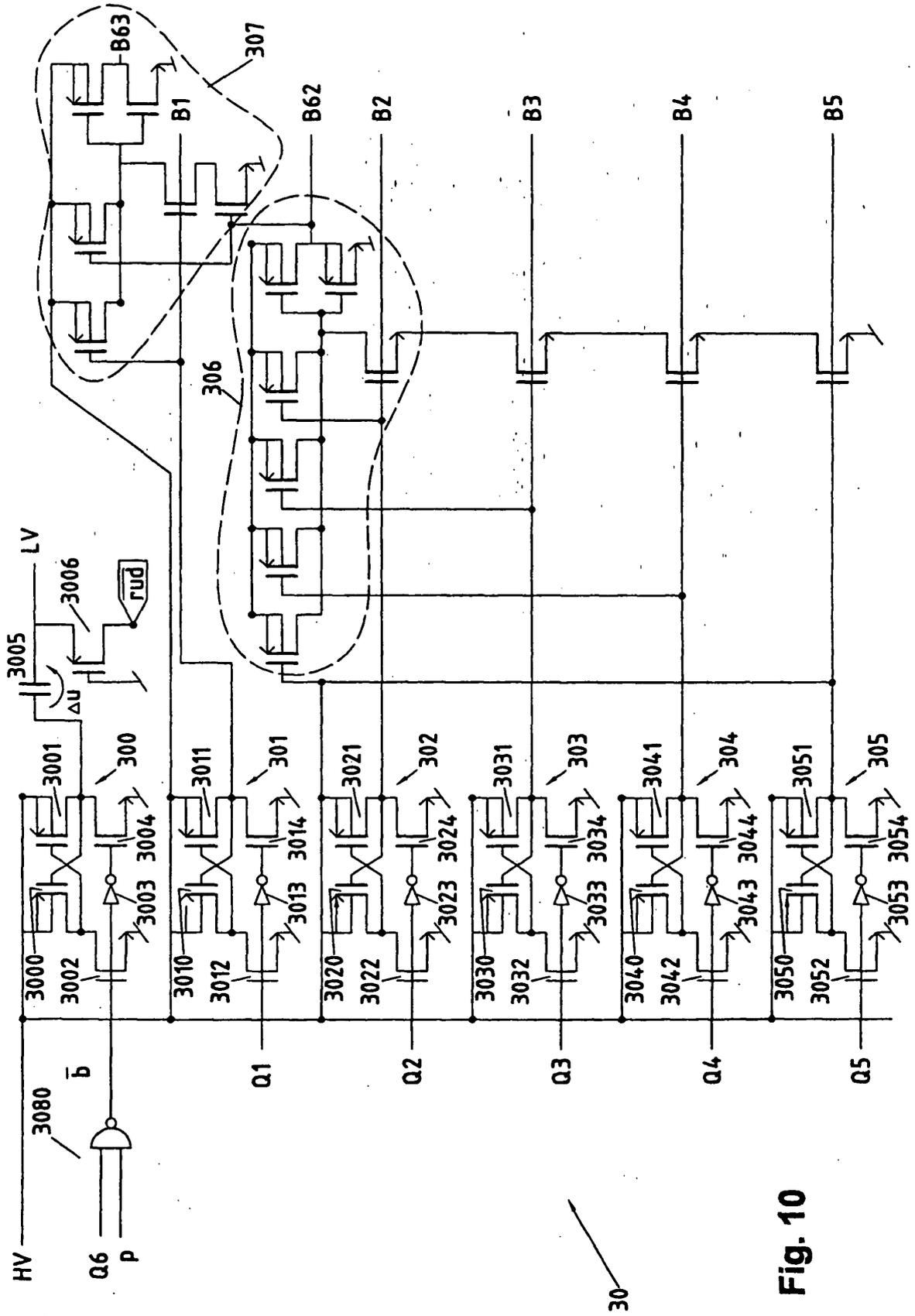
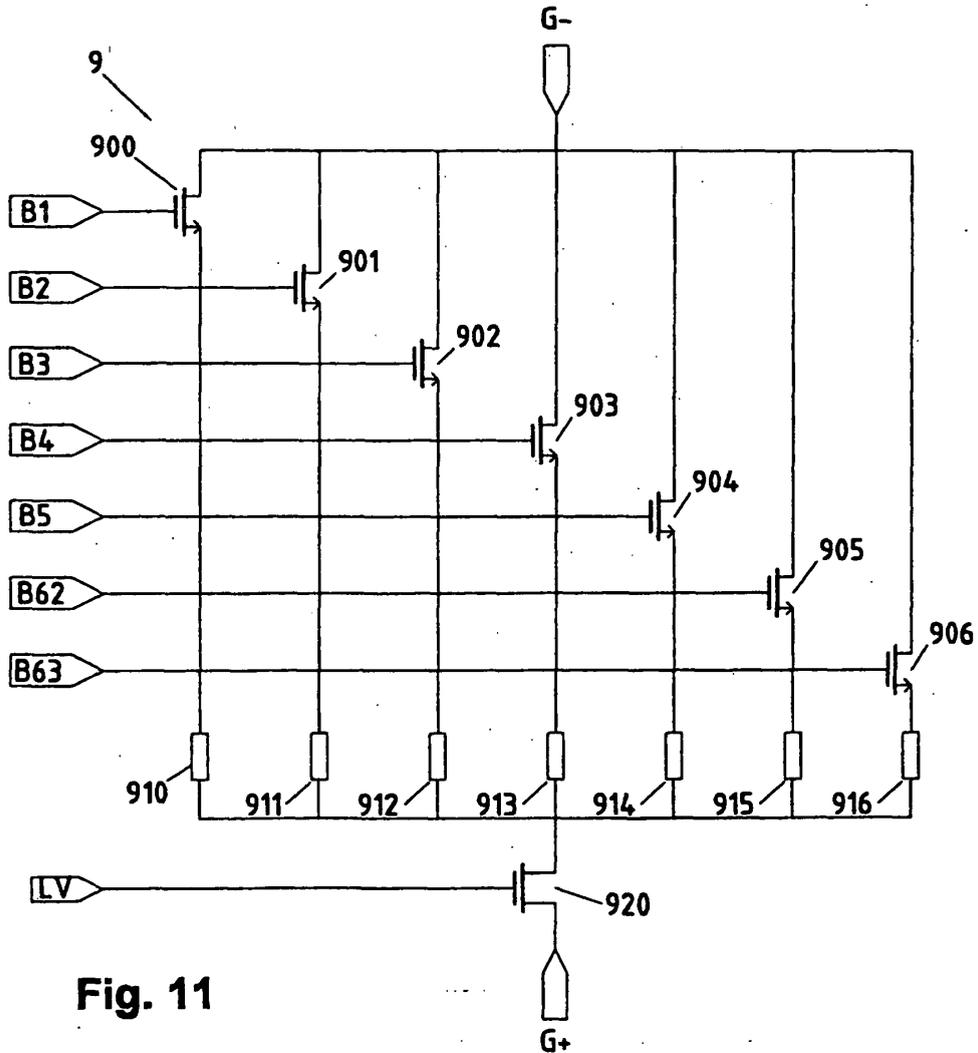
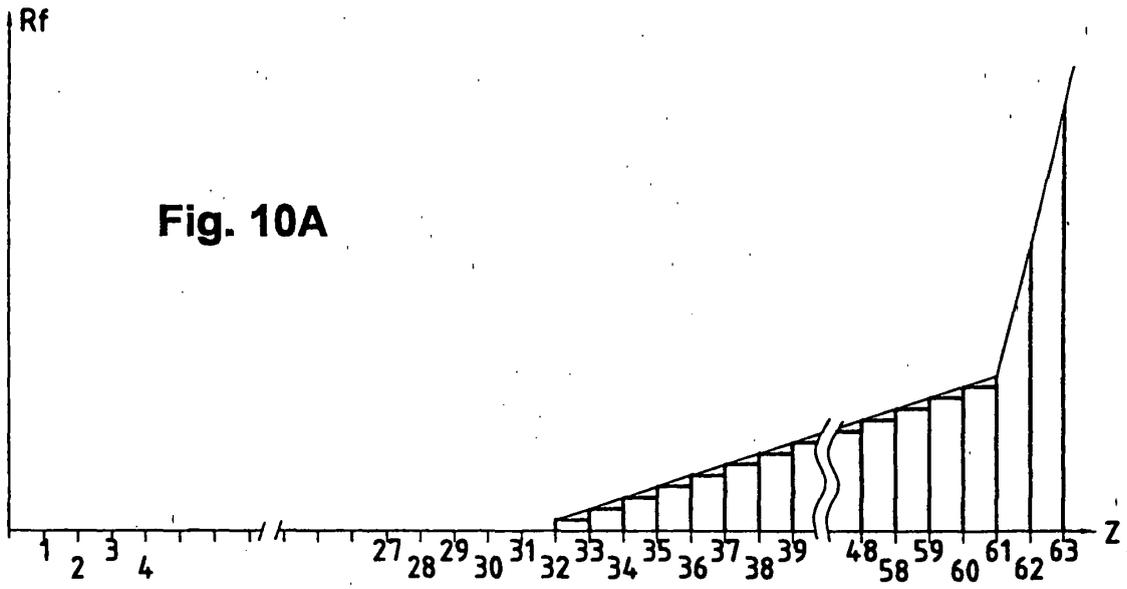


Fig. 10



**IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE**

*Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.*

**In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente**

- EP 0239820 A [0004]
- EP 679968 A [0004]
- WO 9709657 A [0005] [0019] [0033]
- EP 851332 A [0010]
- CH 597636 A [0010]
- EP 0695978 A [0033]