CH 649 387 A5

(19) SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) CH 649 387 A5

(51) Int. Cl.⁴: G 01 R 21/06

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

(12) PATENTSCHRIFT A5

(21) Gesuchsnummer: 6142/79

(22) Anmeldungsdatum: 02.07.1979

(30) Priorität(en): 06.07.1978 JP 53-82232

(24) Patent erteilt: 15.05.1985

(45) Patentschrift veröffentlicht: 15.05.1985

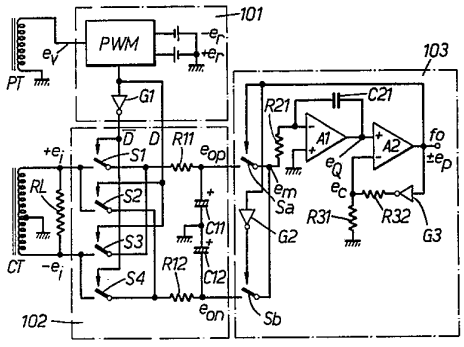
(73) Inhaber:
Tokyo Shibaura Denki Kabushiki Kaisha, Kawasaki-shi/Kanagawa-ken (JP)

(72) Erfinder:
Gamoh, Ryoji, Yokohama-shi/Kanagawa-ken (JP)

(74) Vertreter:
William Blanc & Cie conseils en propriété industrielle S.A., Genève

(54) Elektronischer Wattstundenzähler.

(57) Ein Spannungssignal (e_V), das proportional zu einer Arbeitsspannung ist, welche von einem Transformator (PT) an einer Stromversorgungsleitung abgegriffen wird, wird in einem Pulsbreitenmodulator (PWM) einer Pulsbreitenmodulationsschaltung (101) zur Erzeugung von Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signalen D verarbeitet. Ein Stromtransformator (CT), dessen Wicklung einen Shunt-Widerstand (RL) aufweist, ist zur Messung des Verbraucher-Stromes in der Versorgungsleitung vorgesehen. Es werden Spannungssignale ($\pm e_i$) erzeugt, die einem Multiplizierer (102) zugeführt werden, der Gleichspannungssignale (e_{op}, e_{on}) abgibt. Diese Gleichspannungssignale werden einer Frequenzwandlerschaltung (103) zur Erzeugung eines Frequenzsignals, das proportional zur Energie ist, zugeführt. Der durch die Offsetspannungen der Operationsverstärker erzeugte Fehler wird selbst bei kleinen Lasten vernachlässigbar klein.



PATENTANSPRÜCHE

1. Elektronischer Wattstundenzähler mit: einer Pulsbreitenmodulationsschaltung, in der ein Spannungssignal, das dem einen Signal eines beziehungsweise der Spannung und dem Verbraucherstrom einer Energieversorgungsleitung proportionalen Signalpaares proportional ist, pulsbreitenmoduliert wird, um ein Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signal zu erhalten; einem Multiplizierer mit mindestens zwei Schaltern die mittels dieses Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signals betätigt werden, um ein erstes der augenblicklichen Leistung entsprechendes Spannungssignal das das Produkt dieses Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signals und des anderen Signals des genannten Signalpaares ist, zu erhalten; und einem Frequenzwandler, zur Umwandlung dieses ersten Spannungssignals in ein Frequenzsignal, dadurch gekennzeichnet, dass die Pulsbreitenmodulationsschaltung (101) ein dem Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signal (D) entsprechendes invertiertes Signal ($\bar{D}$) erzeugt, dass der Multiplizierer (102) zusätzliche Schalter (S_1, S_4) die mittels des invertierten Signal ($\bar{D}$) betätigt werden aufweist, so dass der Multiplizierer ein zweites der augenblicklichen Leistung entsprechendes Spannungssignal, das von gleichem Absolutwert aber von entgegengesetzter Polarität dem ersten Spannungssignal ist, erzeugt, und dass der Frequenzwandler, der vom Doppelflanken-Typ ist, die genannten ersten und zweiten Spannungssignale empfängt und in das genannte Frequenzsignal umwandelt.

2. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Pulsbreitenmodulationsschaltung einen Integrierer aufweist mit einem Operationsverstärker, dessen negativem Eingang das der Leitungsspannung proportionale Spannungssignal zur Durchführung einer Aufintegration zugeführt wird und einen Vergleicher aufweist, dessen Polarität umgekehrt wird, sowie die Ausgangsspannung des Integrierers einen vorbestimmten Wert erreicht.

3. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Pulsbreitenmodulationsschaltung ein Tiefpassfilter aufweist zum Anlegen des Ausgangssignals des Vergleichers an den positiven Eingang des Integrierers, um so die Offsetspannung zu beseitigen, die durch den Integrierer erzeugt wird.

4. Elektronischer Wattstundenzähler nach einem der Ansprüche 1, 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Multiplizierer zwei Gruppen von Tiefpassfiltern im Ausgangskreis der Analog-Schalter aufweist.

5. Elektronischer Wattstundenzähler nach einem der Ansprüche 1, 2, 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Frequenzwandler einen Integrierer zur Integration der positiven und negativen vom Multiplizierer abgegebenen Gleichspannungen aufweist, sowie einen Vergleicher aufweist, dessen Polarität umgekehrt wird, sowie die Ausgangsspannung des Integrierers einen vorbestimmten Wert erreicht.

6. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass der Frequenzwandler ein Tiefpassfilter aufweist, zum Anlegen des Ausgangssignals des Vergleichers an den positiven Eingang des Integrierers, um so die vom Integrierer erzeugte Offsetspannung zu beseitigen.

7. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, dass der Integrierer einen in Serie mit einem Kondensator zur Festlegung der Integrations-Zeitkonstanten des Integrierers geschalteten Korrekturwiderstand aufweist, wobei der Korrekturwiderstand zur Verbesserung der Linearität der Ausgangsspannung am Integrierer dient.

8. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass der Frequenzwandler einen weiteren Integrierer aufweist, dessen negativer Eingang mit dem Ausgang des Vergleichers verbunden ist und wobei das integrierte Ausgangssignal des weiteren Integrierers dem negativen Eingang des ersten Integrierers rückgekoppelt wird.

9. Elektronischer Wattstundenzähler nach den Ansprüchen 2 und 5, dadurch gekennzeichnet, dass jeder der Ausgangskreise des Vergleichers der Pulsbreitenmodulationsschaltung und des Frequenzwandlers Schalter aufweist, die aus einem P-Kanal-C-MOS-Feldeffekttransistor und einem N-Kanal-C-MOS-Feldeffekttransistor bestehen, die mit positiven und negativen elektrischen Versorgungsquellen verbunden sind.

10. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Multiplizierer und die Pulsbreitenmodulationsschaltung aus aktiven Bauteilen und äusserlich angeschlossenen passiven Bauteilen aufgebaut sind, und dass der Frequenzwandler aus aktiven Bauteilen und äusserlich angeschlossenen passiven Bauteilen aufgebaut ist, und dass die aktiven Bauteile des Multiplizierers, der Pulsbreitenmodulationsschaltung und des Frequenzwandlers durch zwei identische integrierte Schaltungen gebildet sind.

11. Elektronischer Wattstundenzähler nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass er mehrere Pulsbreitenmodulationsschaltungen und mehrere Multiplizierer aufweist und dass die Ausgangsspannungen der Multiplizierer getrennt addiert werden, entsprechend den positiven und negativen Polaritäten und dass die Addiererergebnisse einem Frequenzwandlerteil zugeführt werden, um so einen elektrischen Mehrphasen-Energiewert zu erhalten.

12. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das dem Verbraucherstrom proportionale Spannungssignal der Pulsbreitenmodulationsschaltung zugeführt wird und dass das der Leitungsspannung proportionale Spannungssignal dem Multiplizierer zugeführt wird.

13. Elektronischer Wattstundenzähler nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass positive und negative elektrische Versorgungsquellen vorgesehen sind, welche einen Operationsverstärker aufweisen, dessen Eingang unendlicher Impedanz und dessen Ausgang mit einer Impedanz von im wesentlichen null mit einem Spannungsteiler verbunden ist, der mit dem Ausgang eines Stabilisierers verbunden ist, um so das Mittelpunkts-Potential der positiven und negativen elektrischen Quelle zu bestimmen.

Die vorliegende Erfindung betrifft einen elektronischen Wattstundenzähler gemäss dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Da elektronische Wattstundenzähler keine mechanisch beweglichen Teile aufweisen, bleibt ihre Messgenauigkeit über lange Zeiträume unverändert. Obendrein weisen sie den Vorteil relativ kleiner Abmessungen auf, und sind für die Massenherstellung geeignet, wodurch die Herstellungskosten verringert werden. Ein derartiger Wattstundenzähler hat die Eigenschaft, dass eine Veränderung der Eingangssignale im Hinblick auf den integrierten Energiewert oder auf seine Fernschaltung durch einen einfachen elektrischen Schaltkreis erfolgen kann.

Es scheint nunmehr, dass elektronische Wattstundenzähler die Induktions-Wattstundenzähler ersetzen, welche im wesentlichen mechanische Teile aufweisen. Eine Vielzahl von elektronischen Wattstundenzählern wurden bereits vorgeschlagen.

Ein herkömmlicher elektronischer Wattstundenzähler weist einen Schaltkreis auf, der demjenigen in Fig. 1 dargestellten entspricht und in dem ein Multiplizierer M vorgesehen ist, in welchem ein Spannungssignal e_v, das der Lastspannung einer Energieversorgungsleitung proportional ist, mit einem Spannungssignal e_i multipliziert wird, welches dem

Verbraucherstrom in der Versorgungsleitung proportional ist, so dass man ein Spannungssignal ($e_0 = K \cdot e_b \cdot e_i$ mit K als Konstante) erhält, das proportional der augenblicklichen Leistung in der Versorgungsleitung ist. Des weiteren ist ein Spannungs-Frequenz-Wandler VF vorgesehen, in dem das Ausgangs-Spannungssignal e_0 des Multiplizierers M integriert wird, um ein Ausgangs-Frequenzsignal f_{out} zu erhalten. Der Wattstundenzähler liefert also einen integrierten Energiewert durch Zählung der vom Spannungs-Frequenz-Wandler VF abgegebenen Frequenzsignale f_{out}.

Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass der Multiplizierer M und der Spannungs-Frequenz-Wandler VF des in Fig. 1 dargestellten elektronischen Wattstundenzählers Operationsverstärker verwenden, wodurch immer eine Offsetspannung auftritt, mit dem Ergebnis, dass die Messgenauigkeit des Wattstundenzählers beeinträchtigt wird, da die Genauigkeit eines Wattstundenzählers durch einen Absolutfehler bezüglich eines wahren Messwertes angegeben wird, anstelle eines Relativfehlers bezüglich des vollen Skalenausschlages (Grenzwert). Demzufolge muss die Genauigkeit eines Wattstundenzählers auch dann innerhalb des Absolutfehlers liegen, wenn das Eingangssignal nur 1/30 (3,33%) des Grenzwertes (100%) oder sogar nur 1/50 (2%) beträgt. Unter der Annahme, dass der Grenzwert des Spannungssignals e_i, das dem Verbraucherstrom entspricht, beispielsweise 5 V ist, so entspricht ein Fehler von 0,5% einem umgewandelten Eingangssignal von 25 mV, bei einem Grenzwert von 100%. Liegt nun das umgewandelte Eingangssignal in der Grössenordnung von 25 mV, so wird die Genauigkeit nicht sonderlich beeinträchtigt. Im Falle eines Fehlers von 0,5% (geringe Lastspannung) bezüglich eines Eingangssignals von 1/30 beträgt das umgewandelte Eingangssignal jedoch 0,5 mV. Demzufolge ist es notwendig, die Offsetspannungen, die von den Operationsverstärkern im Multiplizierer M und Spannungs-Frequenz-Wandler VF erzeugt werden, auf Werte unterhalb von 0,5 mV zu reduzieren. Es ist jedoch ziemlich schwierig, die Offsetspannung eines Operationsverstärkers zu beseitigen, wobei diese Offsetspannungen obendrein noch mit der Zeit und der Temperatur variieren. Aus vorstehendem folgt, dass es schwierig ist, bei elektronischen Wattstundenzählern eine hohe Genauigkeit aufrechtzuerhalten.

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, einen elektronischen Wattstundenzähler zu schaffen, bei dem der durch die Offsetspannungen der Operationsverstärker erzeugte Fehler vernachlässigbar klein ist, selbst bei kleinen Lasten.

Ausgehend von einem elektronischen Wattstundenzähler gemäss dem Oberbegriff des Anspruchs 1 erfolgt die Lösung dieser Aufgabe mit den im kennzeichnenden Teil des Anspruchs 1 angegebenen Merkmalen. Vorteilhafte Ausgestaltungen sind in den abhängigen Patentansprüchen beschrieben.

Im folgenden wird die Erfindung anhand der Zeichnung näher beschrieben, in der bevorzugte Ausführungsbeispiele dargestellt sind. Es zeigen:

Fig. 2 ein teilweise als Blockdiagramm ausgeführtes Schaltdiagramm eines ersten Ausführungsbeispiels eines erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzählers,

Fig. 3a bis 3f Wellenform-Darstellungen zur Erläuterung der Wirkungsweise der in Fig. 2 dargestellten Schaltung,

Fig. 4a bis 4d Wellenform-Darstellungen an verschiedenen Stellen des Spannungs-Frequenz-Wandlers von Fig. 2,

Fig. 5 ein teilweise als Blockschaltbild dargestelltes Schaltdiagramm eines Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemässen Pulsbreitenmodulationsschaltung,

Fig. 6a bis 6c Wellenform-Darstellungen zur Erläuterung der Wirkungsweise der in Fig. 5 gezeigten Pulsbreitenmodulationsschaltung,

Fig. 7 ein äquivalentes Schaltdiagramm in dem der in der Pulsbreitenmodulationsschaltung von Fig. 5 gezeigte Vergleicher eine Offsetspannung erzeugt,

Fig. 8 eine Darstellung zur Erläuterung der Wirkungsweise der vom Vergleicher in der Pulsbreitenmodulationsschaltung gemäss Fig. 5 erzeugten Offsetspannung,

Fig. 9a und 9b Schaltungen, die die Anordnung eines herkömmlichen bzw. eines neuen Spannungs-Frequenz-Wandlers zeigen,

Fig. 10 eine grafische Darstellung der Eingangs-Ausgangs-Charakteristik des Multiplizierers, die dem Zustand entspricht, in dem die Schaltkonstanten der in Fig. 2 dargestellten Schaltung nicht in einem vorbestimmten Verhältnis stehen,

Fig. 11 ein teilweise als Blockschaltbild ausgeführtes Schaltbild eines Spannungs-Frequenz-Wandlers für ein anderes Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzählers,

Fig. 12a und 12b Wellenform-Darstellungen an bestimmten Stellen der in Fig. 11 gezeigten Schaltung,

Fig. 13 eine grafische Darstellung der Eingangs-Ausgangs-Charakteristik des in Fig. 11 dargestellten Spannungs-Frequenz-Wandlers,

Fig. 14 ein äquivalentes Schaltbild, in dem die durch den Vergleicher im Spannungs-Frequenz-Wandler von Fig. 11 erzeugte Offsetspannung auftritt,

Fig. 15 eine Darstellung zur Erläuterung der Wirkungsweise der vom Vergleicher im Spannungs-Frequenz-Wandler erzeugten Offsetspannung,

Fig. 16 und 17 teilweise als Blockschaltbilder ausgeführte Schaltbilder mit Spannungs-Frequenz-Wandlern für ein drittes und viertes erfindungsgemässes Ausführungsbeispiel eines elektronischen Wattstundenzählers,

Fig. 18 und 19 Schaltbilder, die die Ausgangskreise eines herkömmlichen Vergleichers zeigen,

Fig. 20 ein Schaltbild, das den Ausgangskreis des Vergleichers eines erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzählers darstellt,

Fig. 21 eine äquivalente Schaltung zu der in Fig. 20 gezeigten Schaltung,

Fig. 22 ein Schaltbild mit einem Inverter, der aus C-MOS-Feldeffekttransistoren besteht, für einen erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzähler,

Fig. 23 ein Schaltbild einer elektrischen Quelle zur Verwendung im erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzähler,

Fig. 24 ein teilweise als Blockschaltbild ausgeführtes Schaltbild eines anderen Ausführungsbeispiels eines erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzählers, welcher unter Verwendung integrierter Schaltkreise hergestellt werden kann, und

Fig. 25 ein teilweise als Blockschaltbild ausgeführtes Schaltbild, welches ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzählers darstellt, der als Mehrphasen-Wattstundenzähler ausgestaltet ist.

Fig. 2 zeigt ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels des erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzählers. Zum besseren Verständnis der Erfindung werden zuerst die Grundzüge der Erfindung im Zusammenhang mit Fig. 2 erläutert, während die Beschreibung der einzelnen Bauteile später erfolgt.

Wie Fig. 2 zeigt, weist der Wattstundenzähler eine Pulsbreitenmodulationsschaltung 101 auf, in der ein Spannungssignal e_v, das proportional zu einer Arbeitsspannung ist, welche von einem Transformator PT an einer Stromversorgungsleitung abgegriffen wird, pulsbreitenmoduliert wird in einem Pulsbreitenmodulator PWM, welcher Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signale D abgibt, die proportional zur Grösse der Spannungssignale e_v sind. Die Pulsbreitenmodulationsschaltung

101 weist Referenz-Spannungsquellen auf zur Erzeugung von Referenzspannungen $\pm e_r$ sowie einen Inverter G1 zur Erzeugung von Signalen $\bar{D}$.

Ein Stromtransformator CT zur Messung des Verbraucherstromes in der Versorgungsleitung ist vorgesehen, dessen Wicklung einen Shunt-Widerstand RL aufweist. Die Mittenanzapfung der Wicklung des Stromtransformators CT ist geerdet. An den gegenüberliegenden Anschlüssen des Widerstands RL werden Spannungssignale $\pm e_i$ erzeugt, welche proportional zum Verbraucherstrom in den Versorgungsleitungen sind, wobei die beiden Signale gleiche Amplitude, aber eine Phasenverschiebung von 180° zueinander aufweisen. Die Spannungssignale $\pm e_i$ werden einem Multiplizierer 102 zugeführt, welcher Festkörperschaltung S1–S4 aufweist, die durch ein logisches Signal «1» eingeschaltet werden und durch ein logisches Signal «0» ausgeschaltet werden. Die Schalter können aus Halbleiter-Bauteilen bestehen, wie z.B. J-FETs oder MOS-FETs. Die Eingänge der Analogschalter S1 und S2 sind mit einem Ende der Wicklung des Stromtransformators CT verbunden, während die Eingänge der Analogschalter S3 und S4 mit dem anderen Ende verbunden sind. Die Ausgänge der Analogschalter S1 und S3 sind gemeinsam mit einem Tiefpassfilter verbunden, das aus einem Widerstand R11 und einem Kondensator C11 besteht. Die Ausgänge der Analogschalter S2 und S4 sind ebenfalls gemeinsam mit einem Tiefpassfilter verbunden, welches aus einem Widerstand R12 und einem Kondensator C12 besteht. Der Widerstandswert des Widerstandes R11 ist dabei gleich demjenigen, des Widerstandes R12. Die Kapazität des Kondensators C11 ist gleich derjenigen des Kondensators C12.

Die Spannungssignale $\pm e_i$ die dem Verbraucherstrom in den Versorgungsleitungen proportional sind, werden vom Stromtransformator CT dem Multiplizierer zugeführt, der Gleichspannungssignale e_{0p} und e_{0n} von gleichem Absolutwert, aber entgegengesetzter Polarität abgibt, und zwar durch die Analogschalter S1–S4, welche abwechselnd durch die Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signale D und $\bar{D}$ der Pulsbreitenmodulationsschaltung 101 betätigt werden, durch die Tiefpassfilter hindurch. Das Signal e_{0p} oder e_{0n} ist ein Gleichspannungssignal, das proportional ist zum Produkt aus dem Spannungssignal e_v, welches wiederum proportional zur Arbeitsspannung in den Versorgungsleitungen ist, und dem Spannungssignal e_i, welches proportional zum Verbraucherstrom ist; das bedeutet, dass es ein Gleichspannungssignal ist, das der augenblicklichen Leistung proportional ist, wie es noch näher erläutert werden wird.

Die Gleichspannungssignale e_{0p} und e_{0n} werden einer Frequenzwandlerschaltung 103 zugeführt, die weiter unten näher beschrieben wird. Diese Frequenzwandlerschaltung 103 weist Festkörperschalter Sa und Sb auf, die mit den entsprechenden Tiefpassfiltern verbunden sind. Die Ausgänge der Schalter Sa und Sb sind über einen Widerstand R21 mit einem Eingang einer Integrierschaltung A1 verbunden, die aus bekannten Operationsverstärkern aufgebaut ist, während ihr anderer Eingang geerdet ist. Der Ausgang der Integrierschaltung A1 ist mit einem Eingang eines Vergleichers A2 verbunden, der aus bekannten Operationsverstärkern aufgebaut ist und der die logischen Signale «1» oder «0» abgibt, wenn das Ausgangssignal der Integrierschaltung einen vorgegebenen Wert erreicht. Das Ausgangssignal der Integrierschaltung A1 wird ihrem Eingang über einen Kondensator C21 rückgekoppelt. Der andere Eingang des Vergleichers A2 ist über einen Widerstand R31 geerdet. Die Schalter Sa und Sb werden durch das Ausgangssignal des Vergleichers A2 betätigt. Das Ausgangssignal des Vergleichers A2 wird dem Schalter Sa zugeführt, sowie über einen Inverter G2 dem Schalter Sb, so dass dieser geöffnet wird, wenn der Schalter Sa geschlossen ist und umgekehrt. Ausserdem ist der Ausgang des Vergleichers A2 über einen Inverter G3 und einen Widerstand R32 mit seinem Eingang verbunden. Die Widerstände R31 und R32 weisen gleiche Werte auf.

In Fig. 2 ist mit e_Q die Ausgangsspannung der Integrierschaltung A1 bezeichnet, mit e_c die Spannung am negativen Eingang des Vergleichers A2 und mit e_m eine Spannung, die dem negativen Eingang der Integrierschaltung A1 über die Schalter Sa oder Sb zugeführt wird.

Der Vergleicher A2 gibt demzufolge eine logische «1» oder eine logische «0» ab, entsprechend dem Spannungswert am Ausgang der Integrierschaltung. Gibt der Vergleicher A2 das logische Signal «1» ab, so wird der Schalter Sa geschlossen, um so das Gleichspannungssignal e_{0p} der Integrierschaltung A1 zuzuführen. Gibt der Vergleicher A2 das logische Sinal «0» ab, so wird der Schalter Sb geschlossen, um das Gleichspannungssignal e_{0n} der Integrierschaltung A1 zuzuführen. Das integrierte Ausgangssignal der Integrierschaltung A1 ist demzufolge proportional zum Gleichspannungssignal e_{0p} oder e_{0n} (Augenblickswert der Energie) und das logische Signal des Vergleichers A2 wird durch den vorgegebenen Spannungswert des Ausgangssignals der Integrierschaltung invertiert, um so eine Impulsfrequenz zu bilden. Das bedeutet, dass ein Frequenzsignal f proportional zur Energie am Ausgang des Vergleichers A2 erhalten wird.

Im folgenden wird die Betriebsweise des in Fig. 2 gezeigten Wattstundenzählers beschrieben.

Zuerst wird das durch den Transformator PT gelieferte Spannungssignal e_v in ein Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signal D im Pulsbreitenmodulator PWM umgewandelt, das proportional zum Spannungssignal e_v ist.

Dieser Vorgang wird durch die Wellenform-Darstellungen in Fig. 3 näher erläutert. Vergrössert man denjenigen zum Zeitraum S gehörenden Teil des Spannungssignals e_v gemäss Fig. 3a, so erhält man die in Fig. 3d gezeigte Darstellung. In diesem Fall weisen die Spannungssignale $+e_i$ und $-e_i$ die in Fig. 3b und 3c dargestellte Form auf. Wird das Spannungssignal e_v von Fig. 3d pulsbreitenmoduliert, so erhält man pulsbreitenmodulierte Arbeitszyklus-Signale D und $\bar{D}$ wie sie in Fig. 3e dargestellt sind. Wird im Arbeitszyklus-Signal D die Zeitdauer während des Auftretens des logischen Signals «1» mit ta bezeichnet, und die Zeitdauer während des Auftretens des logischen Signals «0» mit tb, so ist in der Pulsbreitenmodulationsschaltung PWM $ta = tb$ mit $e_v = 0$, woraus man ein 50%iges Arbeitszyklus-Signal D erhält. Für die Pulsbreite gilt dann das $ta < tb$ ist, wenn das Spannungssignal e_v positiv ist und $ta > tb$ ist, wenn das Spannungssignal negativ ist. Diese Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signale D und $\bar{D}$ können wie folgt ausgedrückt werden:

$$D = \frac{e_r - e_v}{2\,e_r} = \frac{ta}{T} \qquad (1)$$

$$\bar{D} = \frac{e_r + e_v}{2\,e_r} = \frac{tb}{T} \qquad (2)$$

Wobei mit e_r die Referenzspannung der Pulsbreitenmodulationsschaltung PWM bezeichnet ist.

Das Signal D wird dazu verwendet, die Schalter S2 und S3 im Multiplizierer 102 zu schliessen, wenn es den logischen Pegel «1» erreicht und das Signal $\bar{D}$ wird dazu verwendet, die Analogschalter S1 und S4 zu schliessen, wenn es den logischen Pegel «1» erreicht.

Danach werden die dem Verbraucherstrom in den Netzleitungen proportionalen Spannungssignale $\pm e_i$ durch die Schalter S1–S4 geleitet, um derart die Gleichspannungssignale e_{0p} und e_{0n} zu erhalten. Das heisst, die durch Multiplikation der Spannungssignale e_v und e_i erzeugten Gleichspan-

nungssignale e_{0p} und e_{0n} werden durch Steuerung der Ein-Aus-Stellungen der Schalter S1–S4 mittels der Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signale D und $\bar{D}$ erhalten. Die Signale e_{0p} und e_{0n} können wie folgt ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} e_{0p} &= e_i \cdot \bar{D} + (-e_i) \cdot D \\ &= e_i \cdot \frac{e_r + e_v}{2\,e_r} + \left(-e_i \cdot \frac{e_r - e_v}{2\,e_r}\right) \\ &= \frac{e_i \cdot e_v}{e_r} \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned} e_{0n} &= e_i \cdot D + (-e_i) \cdot \bar{D} \\ &= e_i \cdot \frac{e_r - e_v}{2\,e_r} + \left(-e_i \cdot \frac{e_i + e_r}{2\,e_r}\right) \\ &= -\frac{e_i \cdot e_v}{e_r} \end{aligned} \tag{4}$$

Wie aus den Gleichungen (3) und (4) ohne weiteres hervorgeht, sind die Absolutwerte der Signale e_{0p} und e_{0n} gleich, die also positive und negative Gleichspannungssignale darstellen, welche dem durch e_i und e_v dargestellten augenblicklichen Energiewert proportional sind. Die Gleichungen (3) und (4) sind jedoch nur dann gültig, wenn die Bedingung erfüllt ist, dass $R11 \ll R21$ ist. Dabei sind die Einflüsse der Schalter Sa und Sb ausser acht gelassen. Das bedeutet, dass die mittleren Werte e_{0n} und e_{0p} der Spannungssignale $-e_i$ und $+e_i$, die durch Schliessen der Schalter S1 und S4 erhalten werden, durch Steuerung der Ein-Aus-Stellungen der Schalter S1–S4 geleitet werden.

Die mittleren Werte e_{0n} und e_{0p} sind also ähnlich denjenigen durch die Gleichungen (3) und (4) erzeugten Gleichspannungssignalen. Dies ist in Fig. 3f dargestellt, in der der Mittelwert der gestrichelten Teile dem Signal e_{0n} entspricht und der Mittelwert der übrigbleibenden Teile dem Signal e_{0p} entspricht.

Die Schalter Sa und Sb im Eingangsteil der Integrierschaltung A1 werden asynchron zu den Ein-Aus-Betätigungen der Schalter S1–S4 ein- und ausgeschaltet.

Es sei angenommen, dass der Wert des Widerstandes R11 sehr viel kleiner ist als derjenige des Widerstandes R21 ($R11 \ll R21$). Unter dieser Bedingung werden, wenn die Schalter Sa und Sb ein- und ausgeschaltet werden, die Gleichspannungssignale e_{0p} und e_{0n} abwechselnd am gemeinsamen Ausgang der Schalter Sa und Sb erzeugt, so dass man ein Spannungssignal e_m erhält, wie es in Fig. 4a dargestellt ist. Das Spannungssignal e_m wird in ein Frequenzsignal f_0 durch die Integrierschaltung A1 und den Vergleicher A2 umgewandelt, wie es noch näher erläutert werden wird.

Die einzelnen Schaltungen für den in Fig. 2 dargestellten elektronischen Wattstundenzähler werden nun im einzelnen erläutert. Fig. 5 zeigt die Pulsbreitenmodulationsschaltung. Ohne eine genaue Pulsbreitenmodulation kann keine genaue elektrische Energie erhalten werden. In herkömmlichen Pulsbreitenmodulationsschaltungen treten bei den Operationsverstärkern die Offsetspannungen auf.

Bei der in Fig. 5 dargestellten Pulsbreitenmodulationsschaltung wird das Spannungssignal e_v durch einen Widerstand R10 dem negativen Eingang einer Integrierschaltung A10 zugeführt, die als Operationsverstärker ausgeführt ist. Das Ausgangssignal der Integrierschaltung A10 wird dem positiven Eingang eines Vergleichers A11 zugeführt, der als Operationsverstärker ausgeführt ist. Ein Kondensator C10 ist zwischen dem negativen Eingang der Integrierschaltung A10 und ihrem Ausgang geschaltet, um eine Integration des Eingangssignals durchzuführen. Das Ausgangssignal des Vergleichers A11 wird über einen Widerstand R24 dem negativen Eingang der Integrierschaltung A10 zugeführt und andererseits einem Inverter G4. Das Ausgangssignal des Inverters G4 wird durch gleiche, in Serie geschaltete Widerstände R22 und R23 einer Spannungsteilung unterworfen, wobei letzterer Widerstand geerdet ist, wonach das resultierende Signal von der Verbindungsstelle der Widerstände R22 und R23 dem negativen Eingang des Vergleichers A11 zugeführt wird. Desweiteren ist der Ausgang von G4 mit einem Anschluss eines Widerstandes R13 verbunden, dessen anderer Anschluss mit dem positiven Eingang der Integrierschaltung A10 verbunden ist, sowie über einen Kondensator C13 geerdet ist. Der Widerstand R13 und der Kondensator C13 bilden also einen Tiefpassfilter.

In Fig. 5 ist mit e_n die dem positiven Eingang der Integrierschaltung A10 zugeführte Eingangsspannung, mit e_h die dem negativen Eingang des Vergleichers A11 zugeführte Eingangsspannung und mit e_k die Ausgangsspannung der Integrierschaltung A10 bezeichnet.

Im folgenden wird der Fall beschrieben, in dem das Tiefpassfilter von der in Fig. 5 gezeigten Pulsbreitenmodulationsschaltung abgeschaltet ist und die Integrierschaltung A10 geerdet ist, wie es durch die gestrichelte Linie angedeutet ist.

Der Vergleicher A11 ist so ausgelegt, dass er mit dem logischen Signal «1» das Signal $+e_r$ abgibt und mit dem logischen Signal «0» das Signal $-e_r$ abgibt.

Zum leichteren Verständnis der Wirkungsweise sei angenommen, dass das Spannungssignal $e_v = 0$ und das logische Signal «1» am Ausgang des Vergleichers A11 anliegen. In diesem Fall wird das durch Spannungsteilung mit den Widerständen R22 und R23 erhaltene negative Spannungssignal e_h dem negativen Eingang des Vergleichers A11 zugeführt. Obendrein wird das positive Spannungssignal $+e_r$ über den Widerstand R24 dem negativen Eingang der Integrierschaltung A10 zugeführt.

Die Integrierschaltung A10 führt also eine Integration in negativer Richtung durch. Erreicht die Ausgangsspannung e_k der Integrierschaltung A10 den Wert $-e_r/2$ und ist $e_k \leqq e_h$ erfüllt, dann ändert sich das logische Ausgangssignal «1» des Vergleichers A11 auf «0».

Demzufolge wird nun das Spannungssignal e_h mit dem Wert $+e_r/2$ an den negativen Eingang des Vergleichers A11 gelegt und das Spannungssignal $-e_r$ über den Widerstand R24 an den negativen Eingang der Integrierschaltung A10 gelegt. Die Integrierschaltung A10 führt nun eine Integration in positiver Richtung durch. Erreicht die Ausgangsspannung e_k der Integrierschaltung den Wert $+e_r/2$ und ist $e_k \geqq e_h$ erfüllt, so ändert sich das logische Ausgangssignal «0» des Vergleichers A11 auf «1». Auf diese Weise führt also die Pulsbreitenmodulationsschaltung Eigenschwingungen aus.

Die an den verschiedenen Stellen dieser Schaltung auftretenden Signale sind in Fig. 6 dargestellt. Insbesondere zeigt Fig. 6a das Ausgangssignal des Vergleichers A11, Fig. 6b das Eingangssignal e_h, das dem negativen Eingang des Vergleichers A11 zugeführt wird und Fig. 6c das Ausgangssignal der Integrierschaltung A10.

Aus Fig. 6 wird klar, dass die Intervalle ta und tb der Integrationen gleich zueinander sind, wenn das Spannungssignal e_v am negativen Eingang der Integrierschaltung A10 0 Volt beträgt, so dass man einen 50% Arbeitsimpuls erhält. Nach Anlegen des Spannungssignals e_v wird die Aufintegration durchgeführt mittels der Widerstände R10 und R24, womit die Pulsbreitenmodulation erhalten wird.

Im Hinblick auf die Pulsbreitenmodulationsschaltung werden nunmehr die Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signale D und $\bar{D}$ berechnet. Werden die Intervalle, für die das logische Ausgangssignal des Vergleichers A11 den logischen Pegel «1»

erreicht, durch ta dargestellt und das Intervall, für den es den logischen Pegel «0» erreicht, durch tb bezeichnet, dann gilt

für das Ausgangssignal e_k der Integrierschaltung A10 für das Intervall ta:

$$e_k(t_a) = -\left(\frac{1}{R10 \cdot C10}\int_0^{ta} e_v \cdot dt + \frac{1}{R24 \cdot C10}\int_0^{ta} e_r \cdot dt\right).$$

$$= -\left(\frac{ta}{R10 \cdot C10}\, e_v + \frac{ta}{R24 \cdot C10}\, e_r\right)$$

$$= -ta\left(\frac{e_r}{R24 \cdot C10} + \frac{e_v}{R10 \cdot C10}\right) \quad (5).$$

Mit $e_k(ta)$ in negativer Integrierrichtung erhält man

$$e_k(ta) = -e_r \quad (6)$$

Aus den Gleichungen (5) und (6) folgt dann:

$$ta\left(\frac{e_r}{R24 \cdot C10} + \frac{e_v}{R10 \cdot C10}\right) = +e_r$$

Für das Intervall ta gilt dann:

$$ta = \frac{e_r \cdot R10 \cdot R24 \cdot C10}{e_r \cdot R10 + e_v \cdot R24} \quad (7)$$

Gilt in diesem Fall R10 = R24, dann kann das Intervall ta durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden (8):

$$ta = \frac{e_r \cdot R10 \cdot C10}{e_r + e_v} \quad (8)$$

Andererseits gilt für das Ausgangssignal e_k für das andere Intervall tb:

$$e_k(tb) = -\left(\frac{1}{R10 \cdot C10}\int_0^{tb} e_v \cdot dt - \frac{1}{R24 \cdot C10}\int_0^{tb} e_r \cdot dt\right)$$

$$= -\left(\frac{tb}{R10 \cdot C10}\, e_v - \frac{tb}{R24 \cdot C10}\, e_r\right)$$

$$= tb\left(\frac{e_r}{R24 \cdot C10} - \frac{e_v}{R10 \cdot C10}\right) \quad (9).$$

Mit $e_k(tb)$ in positiver Integrierrichtung gilt:

$$e_k(tb) = +e_r \quad (10)$$

Aus den Gleichungen (9) und (10) folgt dann

$$tb\left(\frac{e_r}{R24 \cdot C10} - \frac{e_v}{R10 \cdot C10}\right) = e_r$$

Das Intervall tb kann dann durch die folgende Gleichung (11) ausgedrückt werden:

$$tb = \frac{e_r \cdot R10 \cdot R24 \cdot C10}{e_r \cdot R10 - e_v \cdot R24} \quad (11)$$

Gilt in diesem Fall R10 = R24 dann kann das Intervall tb durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden (12):

$$tb = \frac{e_r \cdot R10 \cdot C10}{e_r - e_v} \quad (12)$$

Das Verhältnis der Änderungen der Intervalle ta und tb aufgrund des Spannungssignals e_v, d.h. der Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signale D und $\bar{D}$ kann aus dem oben erhaltenen Resultat wie folgt gewonnen werden:

$$D = \frac{ta}{ta+tb} = \frac{\left(\frac{e_r \cdot R10 \cdot C10}{e_r + e_v}\right)}{\left(\frac{e_r \cdot R10 \cdot C10}{e_r + e_v}\right) + \left(\frac{e_r \cdot R10 \cdot C10}{e_r - e_v}\right)}$$

$$= \frac{e_r - e_v}{2\, e_r} \quad (13).$$

$$\bar{D} = \frac{tb}{ta + tb}$$

$$= \frac{e_r + e_v}{2\, e_r} \quad (14).$$

Das bedeutet, dass das Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signal D der Schaltung PWM dem Eingangs-Spannungssignal e_v genau proportional ist und der Einfluss des Kondensators C10 aus den Gleichungen (13) und (14) entfernt ist. Theoretisch ist damit die Pulsbreitenmodulationsschaltung ziemlich stabil. In der Pulsbreitenmodulationsschaltung PWM ist das Spannungssignal e_v der Lastspannung der Stromversorgungsleitungen proportional, die ein Wechselspannungssignal von 50/60 Hz ist. Die Eigenschwingungsfrequenz in der Pulsbreitenmodulationsschaltung PWM wird demzufolge so gewählt, dass sie ausreichend grösser als 50/60 Hz ist. Die Eigenschwingungsfrequenz ergibt sich aus der umgekehrten Intervallzahl (ta + tb).

Da aber die Integrierschaltung A10 der Pulsbreitenmodulationsschaltung in der Praxis aus einem Operationsverstärker besteht, bewirkt die ihm eigene Offsetspannung einen Fehler in den Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signalen D und $\bar{D}$.

Der in den Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signalen D und $\bar{D}$ enthaltene Fehler wird nun beschrieben. Jedoch bewirkt die Offsetspannung im Vergleicher A11 aus dem folgenden Grund keinen Fehler: die äquivalente Schaltung für den Vergleicher A11 einschliesslich der Offsetspannung ist in Fig. 7 dargestellt. Die Offsetspannung e_{0s11} liegt am negativen Eingang des Vergleichers A11, bewirkt jedoch keinen die Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signale D und $\bar{D}$ beeinflussenden Fehler, da die Offsetspannung unabhängig von ihrer Grösse mit einer Hysterese-Spannung e_h zum Vergleich (Fig. 8) in Phase ist. Fig. 8 zeigt die Ausgangsspannung des Vergleichers. Die durchgezogene Linie gibt dabei die Ausgangsspannung in dem Fall an, in dem keine Offsetspannung vorhanden ist und die gestrichelte Linie gibt die Ausgangsspannung in dem Fall an, in dem die Offsetspannung vorhanden ist. In jedem Fall ist die Spannungsbreite e_r und die Werte der Zeitintervalle ta und tb bleiben unverändert, gleichgültig ob die Offsetspannung vorhanden ist oder nicht.

Da die Offsetspannung der Integrierschaltung A10 andererseits dem Spannungssignal e_v in Serie addiert wird, können die dadurch hervorgerufenen Fehler durch die folgenden Gleichungen beschrieben werden: im Falle der Gleichungen (8) und (12) gilt:

$$ta = \frac{e_r \cdot R10 \cdot C10}{e_r + e_v - 2\,e_{0s10}} \tag{15}$$

$$tb = \frac{e_r \cdot R10 \cdot C10}{e_r - e_v + 2\,e_{0s10}} \tag{16}$$

Entsprechend gilt für die Arbeitszyklus-Signale D und $\bar{D}$:

$$D = \frac{e_r - e_v + 2\,e_{0s10}}{2\,e_r} \tag{17}$$

$$\bar{D} = \frac{e_r + e_v - 2\,e_{0s10}}{2\,e_r} \tag{18}$$

Es ist demzufolge notwendig, eine Abgleichschaltung vorzusehen, um die Offsetspannung e_{0s10} in den Gleichungen (17) und (18) auf Null zu bringen. Weiterhin ist es notwendig, Operationsverstärker mit einer geringen Offset-Drift zu verwenden, um die Einflüsse von Temperaturänderungen und Alterung zu beseitigen. Dieses ist jedoch unerwünscht, da nicht nur die Operationsverstärker dadurch teurer werden, sondern da auch ein bestimmter Zeitaufwand erforderlich ist, um die Offsetspannung abzugleichen, so dass die Betriebssicherheit abnimmt.

Bei der in Fig. 5 dargestellten Pulsbreitenmodulationsschaltung ist das aus dem Widerstand R13 und dem Kondensator C13 bestehende Tiefpassfilter zwischen dem positiven Eingang der Integrierschaltung A10 und dem Ausgang des Inverters G4 geschaltet. Die durch Glätten der Ausgangsspannung des Inverters G4 mit dem Tiefpassfilter erhaltene Spannung e_n beträgt dann:

$$e_n = \overline{\Sigma ta(-e_r) + \Sigma tb(e_r)} \tag{19}$$

wobei mit (−) der Mittelwert bezeichnet ist.

Der Ausgang des Inverters G4 ist mit dem logischen Signal «1» $+e_r$ und mit dem logischen Signal «0» $-e_r$. Da es sich um ein Wechselspannungssignal handelt, enthält das Spannungssignal e_v keine Gleichstrom-Offsetspannung. Demzufolge ist der Wert der Infinitesimalintegration Null. Wird nun die Zeitkonstante des Tiefpassfilters sehr viel grösser als die Frequenz des Spannungssignals e_v gemacht, um so die Offsetspannung e_{0s10} der Integrierschaltung A10 auf Null zu bringen, dann ist $\Sigma ta = \Sigma tb$ und e_n wird null Volt. Ist die Offsetspannung e_{0s10} positiv, so ist $\Sigma ta \leqq \Sigma tb$ und die Spannung e_n erzeugt eine positive Spannung, die der Grösse der Offsetspannung e_{0s10} proportional ist. Daraus folgt, dass die Bedingung $e_{0s10} \approx e_n$ eingestellt werden kann durch geeignete Auswahl der Amplitude der Ausgangsspannung des Inverters G4. Gemäss den Gleichungen (15) und (16), die die Eigenschaften der Pulsbreitenmodulationsschaltung PWM darstellen, ist die Offsetspannung e_{0s10} der Integrierschaltung A10 an den negativen Eingang der Integrierschaltung A10 angelegt. Das bedeutet, dass bei der Rückkopplung einer Spannung e_n, die gleich der Offsetspannung e_{0s10} ist, an den positiven Eingang der Integrierschaltung A10 die Offsetspannung e_{0s10} der Integrierschaltung A10 praktisch ausgelöscht wird.

Aus obiger Beschreibung geht hervor, dass in der Pulsbreitenmodulationsschaltung nach Fig. 5 die Offsetspannung e_{0s10} der Integrierschaltung A10 durch Vorsehen der Rückkopplungsschaltung mittels des Tiefpassfilters korrigiert werden kann. Dadurch wird es möglich, billige Operationsverstärker zu verwenden, die Herstellungskosten zu verringern und den Einfluss der Offsetspannung zu vermeiden. Der Einsatz von Operationsverstärkern ist bei der Herstellung der Pulsbreitenmodualtionsschaltung in Form einer integrierten Schaltung besonders vorteilhaft, wobei zusätzlich die Notwendigkeit eines von aussen erfolgenden Abgleichs der Offsetspannung vermieden ist. Da obendrein die Rückkopplung mit Hilfe der Zeitkonstanten des Widerstandes R13 und des Kondensators C13 erfolgt, kann die Offsetspannung automatisch nach der Verzögerung der Zeitkonstanten reguliert werden (Sekunden) aufgrund der Zeitschwankungen oder der Temperaturänderungen. Die Pulsbreitenmodulationsschaltung weist also über lange Zeiträume eine hohe Stabilität auf und es kann eine sehr genaue Messung mit ihr durchgeführt werden.

Die erfindungsgemäss eingesetzte Spannungs-Frequenzumwandlungsschaltung 103 wird nun im einzelnen beschrieben.

Im Fall der Fig. 2 werden, wenn der Schalter Sa im Intervall tc geschlossen ist, und der Schalter Sb im Intervall td durch das logische Ausgangssignal des Vergleichers A2 geöffnet ist, die Signale e_{0p1}, e_{0n1}, e_{0p2}, e_{0n2}... als Spannungssignal e_m der Integrierschaltung A1 zugeführt, wie es Fig. 4a zeigt. Das Spannungssignal e_m wird in der Integrierschaltung A1 integriert, deren Ausgangssignal e_Q (Fig. 4b) einem Eingang des Vergleichers A2 zugeführt wird. Dem anderen Eingang des Vergleichers A2 wird für Vergleichszwecke ein weiteres Spannungssignal e_c zugeführt. Das Spannungssignal e_c hat den Wert $-e_p/2$ im Intervall tc und den Wert $+e_p/2$ im Intervall td, wie es Fig. 4d zeigt. Wenn die Integrierschaltung A1 das positive Gleichspannungssignal e_{0p} im Intervall tc

erhält, entspricht sie der nach unten zeigenden Kurve. Wenn das Ausgangssignal e_Q der Integrierschaltung den Wert $-e_p/2$ erreicht, wird das logische Ausgangssignal des Vergleichers A2 invertiert und wird zum Intervall td. Im Intervall td wird das negative Gleichspannungssignal e_{0n} der Integrierschaltung A1 zugeführt, wodurch das Ausgangssignal e_Q der Integrierschaltung A1 erhöht wird. Erreicht das Ausgangssignal e_Q der Integrierschaltung den Wert $+e_p/2$, so wird das logische Ausgangssignal des Vergleichers A2 invertiert und das Intervall tc erneut hergestellt. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, dass Fig. 4c die Ein-Aus-Zustände der Schalter Sa und Sb darstellt.

Die Inversionsperiode T_0 des Vergleichers A2 ist demzufolge:

$$T_0 = tc + td = \frac{e_p \cdot R21 \cdot C21}{e_{0p}} - \frac{e_p \cdot R21 \cdot C21}{e_{0n}} \qquad (20)$$

Werden e_{0p} und e_{0n} aus den Gleichungen (3) und (4) in die Gleichung (20) eingesetzt, so erhält man

$$T_0 = \frac{2\, e_p \cdot e_r \cdot R21 \cdot C21}{e_i \cdot e_v}$$

Demzufolge erhält man am Ausgang des Vergleichers A2 ein Frequenzsignal f_0 gemäss der folgenden Gleichung (21):

$$f_0 = \frac{e_i \cdot e_v}{2\, e_p \cdot e_r \cdot R21 \cdot C21} \qquad (21)$$

Da e_p und e_r konstante Referenzspannungen sind, ist der Wert des Frequenzsignals f_0 proportional zur Verbraucherenergie $(e_i \cdot e_v)$ in den Versorgungsleitungen. Ein integrierter Energiewert kann durch Zählung dieses Wertes erhalten werden.

Die Frequenzwandlerschaltung des erfindungsgemässen Wattstundenzählers wird nun mit einem herkömmlichen Wandler verglichen, bezüglich der Offsetspannung. Fig. 9a zeigt eine herkömmliche Frequenzwandlerschaltung. In dieser Schaltung ist eine Polaritätsumkehrschaltung A0 im Vorderteil einer Integrierschaltung A1 vorgesehen, um so eine Doppelflanken-Arbeitsweise zu ermöglichen. Die Umkehrschaltung A0 kann ein Signal $-e_{0p}$ aufnehmen. Durch die Schaltzustände eines Schalters SW können Signale $\pm e_{0p}$ einer Integrierschaltung A15 zugeführt werden. In Fig. 9a bezeichnet A16 einen Vergleicher. Daraus folgt dass die Polaritätsumkehrschaltung A0 einen Operationsverstärker benötigt, wodurch der Nachteil des Auftretens von Offsetspannungen am Operationsverstärker beim Auftreten geringer Lasten entsteht (d.h. wenn der Pegel des Eingangssignals e_{0p} gering ist). Die Offsetspannung bedingt aber grosse Messfehler in einem Wattstundenzähler, für den anstelle der auf den vollen Skalenausschlag bezogenen Genauigkeit die Messgenauigkeit wichtig ist.

Beim erfindungsgemässen Wattstundenzähler hingegen werden die Signale e_{0p} und e_{0n}, deren Absolutwerte gleich sind und die entgegengesetzte Polaritäten aufweisen, während der Multiplikation von e_v und e_i erhalten, so dass selbst beim Auftreten von geringen Lasten kein Fehler erzeugt wird.

Bei dem in Fig. 2 dargestellten Multiplizierer werden die Gleichspannungssignale e_{0p} und e_{0n} gemäss den Gleichungen (3) und (4), die Inversionsperiode T_0 des Vergleichers A2 gemäss der Gleichung (20) und das Frequenzsignal f_0 gemäss der Gleichung (21) nur dann erzeugt, wenn die Widerstände R11 und R21 die Bedingung $R11 \ll R21$ erfüllen, wie es oben beschrieben ist. Unter Berücksichtigung der Werte der Widerstände R11 und R21 erhält man daraus

$$e_{0p} = e_i(\bar{D}) \cdot \frac{R11}{R11 + R21} - \frac{(e_i - e_{0p})D}{R11 \,/\!/\, R21} \qquad (22)$$

Aus Gleichung (22) geht hervor, dass bei einer grossen Linearität von mehr als 0,05%, $R21 \geqq 1000R11$ sein muss. Liegt z.B. der Wert des Widerstandes R11 in der Grössenordnung von 10 KΩ so ist der Wert des Widerstandes R12 grösser als 10 MΩ, wobei es schwierig ist, einen Widerstand mit hoher Stabilität zu erhalten. Diese Schwierigkeit kann durch Verringerung des Widerstandswertes des Widerstandes R11 umgangen werden. Dies ist jedoch nachteilig, da die Spannungssignale e_i und e_v Wechselspannungssignale der üblichen Frequenz sind (50/60 Hz) und es demzufolge notwendig ist, über einen Tiefpassfilter mit einer relativ grossen Zeitkonstante (R11 · C11) zu verfügen, so dass der Verringerung des Widerstandswertes des Widerstandes R11 Grenzen gesetzt sind.

Wird die Bedingung $R11 \ll R21$ nicht erfüllt, dann führt das zweite Glied der Gleichung (22) zu einer zweiten Charakteristik, wodurch die Eingangs-Ausgangs-Kurve des Multiplizierers sich im Sättigungsbereich befindet, wie Fig. 10 zeigt, in der die obere Kurve die tatsächliche $e_i - f_0$-Kurve zeigt, und die untere Kurve die ideale Kurve ist, wobei e_v konstant ist. Dementsprechend beeinflusst die oben beschriebene Nicht-Linearität den Multiplizierer, sowie einen mit dem Ausgang der Frequenzwandlerschaltung verbundenen Zählstufe, wodurch es schwierig wird, elektrische Energie mit hoher Genauigkeit zu messen.

Der Einfluss der Nicht-Linearität kann durch Vorsehen eines Impedanz-Wandler-Operationsverstärker A3 im Vorderteil der Integrierschaltung A19 überwunden werden, wie es Fig. 9b zeigt. Das Vorsehen des Operationsverstärkers A3 erhöht nicht nur die Herstellungskosten, sondern auch die Offsetspannung dieses Operationsverstärkers A3 erhöht die Schwierigkeiten zu Zeiten geringer Lasten. Selbst wenn die Offsetspannung des Operationsverstärkers A3 von aussen her abgeglichen wird, treten noch Probleme hinsichtlich der Zeitschwankungen und Temperaturänderungen auf. In der Praxis ist es erforderlich, einen teueren Operationsverstärker mit geringer Driftneigung zu verwenden.

Zur Vermeidung der genannten Schwierigkeiten und zur Verbesserung der Linearität und der Genauigkeit ist in Fig. 11 ein Ausführungsbeispiel eines Teils des erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzählers dargestellt.

Anstelle des erwähnten Operationsverstärkers A3 ist ein Widerstand R4 im Rückkopplungssystem vorgesehen, zwischen dem Ausgang des Integrierkreises A1 und seinem negativen Eingang zur Erzielung einer Linearität. Mit anderen Worten bedeutet dies, dass die durch die Widerstände R11 und R21 erzeugten Nicht-Linearitäten dadurch korrigiert werden, um eine lineare Eingangs-Ausgangs-Charakteristik zu erzielen. Die Wirkungsweise des die Linearität korrigierenden Widerstandes R4 wird nun erläutert.

Fig. 12a und 12b zeigen Diagramme, die der Eingangsspannung e_m bzw. der Ausgangsspannung e_Q der Integrierschaltung A1 mit dem die Linearität korrigierenden Widerstand R4 im nicht angeschlossenen Zustand (gestrichelte Linien) und im angeschlossenen Zustand (ausgezogene Linien) entsprechen. Wird der Widerstand R4 angeschlossen, so erhöht sich die Ausgangsspannung genauso wie e_s, wenn die Schalter Sa und Sb geschaltet werden. Die Amplitude dieses Sprunges beträgt

$$e_s = e_m \frac{R4}{R21} \qquad (23)$$

wobei sie proportional zum Multiplikationswert der Gleichspannungssignale e_{0p} oder e_{0n} ist. Das bedeutet, dass die Inte-

gration des Integrierers A1 durch den Spannungssprung e_s reduziert wird. Ist also der Widerstand R4 angeschlossen, so verläuft die Frequenz-Ausgangskurve des Frequenzwandlerteils genau entgegengesetzt zu derjenigen von Fig. 10, wie Fig. 13 zeigt, in der die obere Kurve die ideale $e_m - f_0$-Kurve darstellt und die untere Kurve die tatsächliche $e_m - f_0$-Kurve ist.

Werden also die Werte für die Widerstände R11, R21 und R4 und für den Kondensator C21 in der Schaltung gemäss Fig. 11 geeignet gewählt, dann tritt der den Multiplizierer betreffende Fehler nicht auf, und es wird ein Frequenzsignal erhalten, das den idealen Eigenschaften proportional den Werten e_i und e_v entspricht.

Ähnlich wie in der Pulsbreitenmodulationsschaltung werden auch in der Integrierschaltung A1 und im Vergleicher A2 Operationsverstärker eingesetzt. Deren Offsetspannungen wiederum bewirken Fehler, die sich zu Zeiten geringer Lasten bemerkbar machen. Wie jedoch bereits im Zusammenhang mit Fig. 7 und 8 erwähnt, erzeugen die Offsetspannungen des Vergleichers A2 keinen Fehler. Dies wird aus Fig. 14 und 15 deutlich, die ähnlich den Fig. 7 und 8 sind. Die Offsetspannung e_{0s2} des Vergleichers A2 ist fast in Phase mit einer Hysteresespannung e_c, die als Referenzspannung für Vergleichszwecke dient, wodurch das Ausgangssignal in den Intervallen tc und td nicht beeinflusst wird, in denen die Frequenz bestimmt wird.

Die Offsetspannung e_{0s1} der Integrierschaltung A1 liegt jedoch in Serie zu den Gleichspannungssignalen e_{0p} und e_{0n}, wodurch ein Fehler bewirkt wird. Die Auswirkungen der Offsetspannung der Integrierschaltung A1 wird im Zusammenhang mit Fig. 2, Fig. 12 und 4 beschrieben.

Das Ausgangssignal $e_Q(tc)$ der Integrierschaltung im Intervall tc kann wie folgt dargestellt werden:

$$e_Q\,(tc) = -\left\{\frac{1}{R21.C21}\int^{tc} (e_{op} + e_{os1})\,dt\right\} = -\,e_p$$

$$= -tc\,\left(\frac{e_{op} + e_{os1}}{R21.C21}\right)$$

daraus folgt

$$tc = \frac{e_p \cdot R21 \cdot C21}{e_{0p} + e_{0s1}} \qquad (24)$$

Das Ausgangssignal $e_Q(td)$ der Integrierschaltung im Intervall td kann wie folgt dargestellt werden:

$$e_Q\,(td) = -\left\{\frac{1}{R21.C21}\int^{td} (-e_{on} + e_{os1})\right\} = \quad e_p$$

$$= td\;\left(\frac{e_{on} - e_{os1}}{R21.C21}\right)$$

und damit:

$$td = \frac{e_p \cdot R21 \cdot C21}{e_{0n} - e_{0s1}} \qquad (25)$$

Für die Periode T_0 gilt demzufolge

$$T_0 = \frac{2\,e_{0p} \cdot e_p \cdot R21 \cdot C21}{(e_{0p}^2 = e_{0s1}^2)}$$

und daraus folgt für die Frequenz f_0:

$$f_0 = \frac{e_{0p}^2 - e_{0s1}^2}{2\,e_{0p} \cdot e_p \cdot R21 \cdot C21} \qquad (26)$$

Da sich das Gleichspannungssignal e_{0p} aus der Multiplikation von e_i und e_v ergibt, kann die Gleichung 26 auch wie folgt geschrieben werden:

$$f_0 = \frac{(Ke_i \cdot e_v)^2 - e_{0s1}^2}{2\,K \cdot e_i \cdot e_v \cdot e_p \cdot R21 \cdot C21} \qquad (27)$$

wobei K eine Konstante ist.

Ist die Offsetspannung e_{0s1} der Integrierschaltung A1 Null ($e_{0s1} = 0$), so folgt aus Gleichung (27):

$$f_0' = \frac{K \cdot e_i \cdot e_v}{2\,e_p \cdot R21 \cdot C21} \qquad (28)$$

Damit erhält man die ideale Ausgangsfrequenz. Ist jedoch $(K \cdot e_i \cdot e_v) \gg e_{0s1}$, so erhält man eine quadratische Gleichung und der Fehler kann sehr klein gemacht werden. Im Falle von geringen Lasten jedoch ist der Wert $(K \cdot e_i \cdot e_v)$ manchmal sehr klein. In diesem Fall ist, wie Gleichung (27) zeigt, der Einfluss des Fehlers aufgrund der Offsetspannung e_{0s1} auch mit der in Fig. 2 oder Fig. 11 dargestellten Frequenzwandlerschaltung nicht zu vermeiden.

Zur Vermeidung des Einflusses der Offsetspannung und zur Durchführung von Messungen mit hoher Genauigkeit wird im folgenden ein anderes Ausführungsbeispiel eines Frequenzwandlers im erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzähler im Zusammenhang mit Fig. 16 beschrieben. Bei diesem Frequenzwandlerteil ist ein aus einem Widerstand R5 und einem Kondensator C3 bestehendes Tiefpassfilter zwischen dem positiven Eingang einer Integrierschaltung A1 und einem Inverter G3 geschaltet (wobei der positive Eingang nicht direkt geerdet ist). Die durch Glättung der Ausgangsspannung des Inverters G3 mit dem Tiefpassfilter R5 und C3 erhaltene Spannung e_f kann wie folgt berechnet werden:

$$e_f = \overline{tc(-e_p) + td(e_p)} \qquad (29)$$

Der Inverter G3 gibt mit dem logischen Signal «1» das Signal $+e_p$ ab und mit dem logischen Signal «0» das Signal $-e_p$, wobei die Signale $\pm e_p$ gleiche Amplitude, aber entgegengesetzte Polarität aufweisen. Die der Integrierschaltung

A1 zugeführten Gleichspannungssignale e_{0p} und e_{0n} weisen ebenfalls gleiche Absolutwerte und entgegengesetzte Polaritäten auf. Ist die Offsetspannung e_{0s1} der Integrierschaltung A1 Null, so folgt aus Gleichungen (24) und (25), dass tc = td ist, und damit die Spannung e_f Null ist. Ist die Offsetspannung e_{0s1} positiv, so ist tc < td und die Spannung e_f ist positiv, während in dem Fall in dem die Offsetspannung e_{0s1} negativ ist, tc > td ist und die Spannung e_f negativ ist. Dementsprechend kann die Bedingung $e_{0s1} \approx e_f$ durch geeignete Wahl des Ausgangspegels (Amplitude von e_p) des Inverters G3 erhalten werden.

Im Hinblick auf die Gleichungen (24) und (25), die die Integration darstellen, wird die Offsetspannung e_{0s2} an den negativen Eingang der Integrierschaltung A2 (Fig. 14) angelegt. Wird nun die der Spannung e_{0s1} gleiche Spannung e_f nach dem Glätten durch das aus dem Widerstand R5 und dem Kondensator C3 bestehende Tiefpassfilter, an den positiven Eingang der Integrierschaltung A1 gelegt, so kann die Offsetspannung e_{0s1} praktisch zum Verschwinden gebracht werden.

Wie aus der obigen Beschreibung deutlich hervorgeht, wird bei dem in Fig. 16 dargestellten Frequenzwandlerteil die Offsetspannung der Integrierschaltung A1, die einen Operationsverstärker aufweist, ausschliesslich durch die Rückkopplung, d.h. das Tiefpassfilter korrigiert. Damit ist es möglich einen billigen Operationsverstärker zu verwenden unter Vermeidung des Einflusses der Offsetspannung und so das Frequenzwandlerteil als integrierte Schaltung auszuführen. Aus dem gleichen Grunde ist es auch überflüssig, die Offsetspannung von aussen abzugleichen. Selbst beim Auftreten von Zeitschwankungen und Temperaturänderungen wird die Offsetspannung automatisch korrigiert nach der Zeitkonstantenverzögerung (Sekunde), so dass der Frequenzwandlerteil eine hohe Stabilität über einen langen Zeitraum aufweist.

Fig. 17 zeigt ein anderes Ausführungsbeispiel einer Frequenzwandlerschaltung für den erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzähler. Bei der in Fig. 16 dargestellten Frequenzwandlerschaltung wird das Ausgangssignal des Inverters G3 dem positiven Eingang der Integrierschaltung A1 rückgekoppelt. In der Frequenzwandlerschaltung nach Fig. 17 hingegen wird das Ausgangssignal eines Inverters G3 dem negativen Eingang der Integrierschaltung A1 über eine andere Integrierschaltung A20 rückgekoppelt. Das Ausgangssignal des Inverters G3 wird über einen Widerstand R5 dem negativen Eingang der Integrierschaltung A20 zugeführt, während ihr positiver Eingang geerdet ist. Zwischen dem Ausgang und dem negativen Eingang der Integrierschaltung A20 ist ein Kondensator C22 geschaltet. Der Ausgang der Integrierschaltung A20 ist über einen Widerstand R6 mit dem negativen Eingang der Integrierschaltung A1 verbunden.

Das Ausgangssignal des Vergleichers A2 wird demzufolge dem negativen Eingang der Integrierschaltung A1 über die Integrierschaltung A20 rückgekoppelt, wie beschrieben. Dies geschieht, um eine Offsetspannung in einer Eingangsspannung $|e_{0p}|$ oder $|e_{0n}|$ zu vermeiden. Mit der in Fig. 16 gezeigten Schaltung ist es möglich, die Offsetspannung der Integrierschaltung A1 zu kompensieren, es ist jedoch unmöglich, das Auftreten einer Offsetspannung in der Eingangsspannung $|e_{0p}|$ oder $|e_{0n}|$ vollständig zu vermeiden. Ein Offsetspannungs-Anteil in der Eingangsspannung e_{0p} oder e_{0n} wirkt sich jedoch auf die Ein-Aus-Betätigungen der Schalter S1–S4 im Multiplizierer aus, sowie auf die Schalter Sa und Sb. Der Wert e_{0p} kann von dem Wert e_{0n} durch die Offsetspannung abweichen. Aus diesem Grund wird das Ausgangssignal der Integrierschaltung A20 in Fig. 17 dem negativen Eingang der Integrierschaltung A1 rückgekoppelt, um so die Spannung e_s am negativen Eingang der Integrierschaltung A1 auf Null Volt zu bringen. Dadurch kann die in der Eingangsspannung $|e_{0p}|$ oder $|e_{0n}|$ enthaltene Offsetspannung kompensiert werden.

Im folgenden wird die Stabilisierung der Ausgangsspannung des Vergleichers beschrieben, der in Zusammenhang mit Fig. 2 und 5 näher erläutert wurde. Das Ausgangssignal des Vergleichers muss den Wert $+e_p$ oder $+e_r$ beim logischen Signal «1» aufweisen und den Wert $-e_p$ oder $-e_r$ beim logischen Signal «0».

Im allgemeinen enthält der Ausgangskreis einer derartigen Vergleicherschaltung eine bipolare integrierte Schaltung, wie sie in Fig. 18 dargestellt ist. In dieser Figur ist mit e_{in} ein Signal bezeichnet, das durch Umwandlung eines Differenzeingangssignals erhalten wird. Wird ein Transistor Q3 durch das Signal e_{in} leitend geschaltet (eingeschaltet), so wird ein Transistor Q2 ebenfalls leitend geschaltet, um so eine Ausgangsspannung der Grösse ungefähr $-$Vee abzugeben. Wird andererseits der Transistor Q3 gesperrt, so wird ein Transistor Q1 leitend geschaltet, um eine Ausgangsspannung von ungefähr $+V_{cc}$ abzugeben.

In einer derartigen Schaltung sind die Sättigungsspannungen der Transistoren Q1 und Q2 begrenzt. Insbesondere wird im Transistor Q2 eine Offsetspannung von ungefähr 2 V erzeugt. Bei Verwendung einer elektrischen Quelle von $\pm$ 15 V zum Beispiel beträgt also die Ausgangsspannung ungefähr 14,5 V beim logischen Signal «1» und ungefähr $-$ 13 V beim logischen Signal «0».

Zur Vermeidung dieser Schwierigkeiten können, wie Fig.1 19 zeigt, Zenerdioden Dz mit dem Ausgang des Vergleichers verbunden sein, um so die Ausgangsspannung festzuhalten und ihre Amplitude zu stabilisieren.

Mit dieser Methode ist es jedoch schwierig, die Amplituden der positiven und negativen Ausgangsspannungen gleich gross zu halten, da die Zenerspannungen der Zenerdioden Dz schwanken.

Zur Vermeidung dieser Schwierigkeit ist der Ausgangskreis des Komparators bei dem erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzähler, wie er z.B. in Fig. 20 dargestellt ist, aus einem C-MOS-Kreis aufgebaut, wobei mit Q11 und Q12 P- bzw. N-Kanal-Anreicherungs-MOS-Feldeffekt-Transistoren bezeichnet sind. In dieser Schaltung leitet der Transistor Q11, wenn der Transistor Q13 leitet, und leitet der Transistor Q12, wenn der Transistor Q13 gesperrt ist.

Eine Eigenart dieser Schaltung ist, dass im wesentlichen keine Offsetspannung erzeugt wird, da die Feldeffekt-Transistoren Q11 und Q12 spannungsgesteuert sind. Eine äquivalente Schaltung zu der in Fig. 20 dargestellten Schaltung kann durch Ersatz dieser Schaltung durch eine Widerstandsschaltung erhalten werden, wie Fig. 21 zeigt. Da im allgemeinen jeder Transistor Q11 und Q12 im leitenden Zustand Widerstandswerte von einigen zehn Ohm bis einigen hundert Ohm aufweist, und im gesperrten Zustand Widerstandswerte von einigen tausend Megohm aufweist, kann die in Fig. 20 dargestellte Schaltung durch eine Schalter-Schaltung ersetzt werden, wie es in Fig. 21 dargestellt ist. Die Amplitude der Ausgangsspannung des Vergleichers unter Verwendung der Transistoren Q11 und Q12 kann dann beim logischen Ausgangssignal «1» durch die folgende Gleichung (30) und beim logischen Ausgangssignal «0» durch die folgende Gleichung (31) dargestellt werden:

$$e_{0H} = V_{DD} \quad \frac{RL}{RL + rds.p} \tag{30}$$

$$e_{0L} = -V_{SS} \quad \frac{RL}{RL + rds \cdot n} \tag{31}$$

Dabei ist e_{0H} das Ausgangssignal e_0 bei hohem Pegel und e_{0L} das Ausgangssignal e_0 bei niedrigem Pegel.

Wird also die Versorgungsspannung V_{DD} gleich der Versorgungsspannung $-V_{SS}$ gemacht und der Einschaltwiderstand des Feldeffekttransistors Q11 gleich demjenigen des Feldeffekttransistor Q12 gemacht, so ist es möglich, einen gleich grossen Wert (d.h. absoluten Amptlitudenwert) für e_{0H} und e_{0L} zu erhalten. Das bedeutet, dass man mit der in Fig. 20 dargestellten Schaltung genau die oben beschriebenen Ausgangsspannungen $\pm e_p$ und $\pm e_r$ erhalten kann.

Im folgenden wird die Stabilisierung der Ausgangssignale des Inverters beschrieben.

Fig. 22 zeigt einen Inverter, der ähnlich wie der in Fig. 20 gezeigte Vergleicher aus C-MOS-P- und N-Feldeffekt-Transistoren Q21 bzw. Q22 aufgebaut ist. Wird dem Eingang der Schaltung eine Spannung $+e_p$ zugeführt, so leitet der Transistor Q22 und gibt ein Ausgangssignal $-e_p$ ab. Wird dem Eingang der Schaltung eine Spannung $-e_p$ zugeführt, so leitet der Transistor Q21 und gibt ein Ausgangssignal $+e_p$ ab. Mit dieser Schaltung können also genaue Ausgangsspannungen, die durch Invertieren der Eingangsspannungen erzeugt werden, dadurch erhalten werden, dass die Einschaltwiderstände der Feldeffekt-Transistoren Q21 und Q22 gleich gross gemacht werden.

Aus obiger Beschreibung wird deutlich, dass der Ausgangskreis des Vergleichers und der Inverter aus C-MOS-Feldeffekt-Transistoren aufgebaut sind, wobei der Sättigungs-Einschalt-Widerstand des P-Kanal-Feldeffekt-Transistors, der mit der elektrischen Quelle $+V_{DD}$ verbunden ist, gleich demjenigen des N-Kanal-Feldeffekt-Transistors ist, der mit der elektrischen Quelle $-V_{SS}$ verbunden ist und dass diese elektrischen Quellen $+V_{DD}$ und $-V_{SS}$ gleich Amplitude und hohe Stabilität zur Steuerung der Transistoren aufweisen. Demzufolge können die vorgegebenen Ausgangsspannungen mit hoher Genauigkeit erhalten werden.

Fig. 23 zeigt eine geeignete elektrische Versorgungsquelleneinheit zur Steuerung der einzelnen Teile des elektronischen Wattstundenzählers.

Dazu werden die elektrischen Quellen $+V_{DD}$ und $-V_{SS}$ als Referenzspannungen e_p und e_r so verwendet, wie sie sind. Demzufolge müssen wegen der Eigenschaften der Referenzspannungen e_p und e_r positive und negative elektrische Quellen mit gleicher Spannungsamplitude vorgesehen werden.

Da der gesamte Stromverbrauch des erfindungsgemässen elektronischen Wattstundenzählers in der Grössenordnung von einigen Milliampère liegt (mA), wird die in Fig. 23 dargestellte elektrische Versorgungsquelle mit vollständigen Gleichlaufeigenschaften (tracking) im Wattstundenzähler verwendet. In Fig. 23 bezeichnet REG einen positiven Spannungsstabilisator. Die Ausgangsspannung e_0 des Stabilisators REG wird so gewählt, dass sie die folgende Bedingung erfüllt:

$$e_0 = +V_{DD} - (-V_{SS})$$

Die Mittelpunktsspannung OV wird durch die Widerstände R40 und R41 und einen Impedanz-Wandler-Pufferverstärker A30 bestimmt. Um demzufolge z.B. ± 12 V als elektrische Versorgungsspannungen zu gewährleisten, ist es erforderlich, einen 24-V-Stabilisator vorzusehen und den Wert des Widerstandes R40 gleich demjenigen des Widerstandes R41 zu wählen (R40 = R41). Als Pufferverstärker A30 wird ein Operationsverstärker gewählt. Aufgrund der Anordnung der in Fig. 23 gezeigten Schaltung weist der Operationsverstärker eine unendliche Eingangsimpedanz auf und eine Ausgangsimpedanz von im wesentlichen Null. Damit ergibt sich die Eingangsspannung e_z für den Pufferverstärker A30:

$$e_z = e_0 \frac{R40}{R40 + R41} \tag{32}$$

Dieser Wert zeigt die Mittelpunktsspannung 0 V der Schaltung. Wird die Ausgangsspannung des Pufferverstärkers A30 = 0 V gewählt, so erhält man

$$+V_{DD} = e_0 \frac{R40}{R40 + R41} \tag{33}$$

$$-V_{SS} = e_0 \frac{R40}{R40 + R41} \tag{34}$$

und daraus $|V_{DD}| = |V_{SS}|$.

Mit dieser elektrischen Versorgungsquelle ist also die Änderung der Ausgangsspannung e_0 des Stabilisators REG gleichmässig auf die Spannungen $+V_{DD}$ und $-V_{SS}$ verteilt. Die elektrische Quelleneinheit ist also eine solche mit völligen Gleichlaufeigenschaften.

Beim vorstehend beschriebenen Wattstundenzähler weisen sowohl die Pulsbreitenmodulationsschaltung als auch das Frequenzwandlerteil eine Integrierschaltung auf, während der Vergleicher einen Ausgangspuffer aufweist, der C-MOS-Feldeffekt-Transistoren sowie Schalter S1–S4 und Sa und Sb aufweist.

Im allgemeinen ist es schwierig für eine monolithische integrierte Schaltung passive Bauteile aufzunehmen, wohingegen es für eine monolithische integrierte Schaltung möglich ist, aktive Bauteile aufzunehmen. Werden demzufolge die Integrierschaltungen aus Operationsverstärkern, der Vergleicher und die Schalter als aktive Bauteile ausgestaltet, dann kann der Wattstundenzähler aus einer monolithischen integrierten Schaltung aufgebaut werden.

Fig. 24 zeigt ein Ausführungsbeispiel eines Wattstundenzählers mit integrierten Schaltungen (IC). Der mit 10 bezeichnete Abschnitt des Multiplizierers weist eine Pulsbreitenmodulationsschaltung auf (durch die gestrichelte Linie angedeutet), die identisch mit dem Frequenzwandlerabschnitt 20 ist, in dem die Spannungen e_{0p} und e_{0n} nach der Multiplikation in Frequenzen umgewandelt werden. Die Bauteile in Fig. 24, die zuvor im Zusammenhang mit Fig. 5 und 16 beschrieben worden sind, sind ähnlich bezeichnet und ihre Wirkungsweise entspricht derjenigen, die bereits beschrieben wurde. Zusätzlich sind im Frequenzwandlerabschnitt 20 Schalter Sc und Sd vorgesehen, um eine Konstanthaltung des Lastwiderstandes R20 bezüglich der Gleichspannungssignale e_{0p} und e_{0n} zu erzielen, unabhängig von den Ein-Aus-Betätigungen der Schalter Sa–Sd. Insbesondere ist der Widerstand R20 der den gleichen Wert wie der Eingangswiderstand der Integrierschaltung A1 aufweist, mit dem gemeinsamen Anschluss der Schalter Sc und Sd verbunden. Die in Fig. 24 dargestellte Schaltung kann also durch zwei identische integrierte Schaltungen hergestellt werden, wodurch eine Verringerung der Zufuhrzeit und damit der Herstellungsksoten erzielt wird und eine Erleichterung des Kontroll- und Wartungsaufwandes. Um eine hohe Genauigkeit beim Betrieb des in Fig. 24 gezeigten Wattstundenzählers zu gewährleisten, sollte die in Fig. 23 dargestellte oben beschriebene elektrische Versorgungsquelle verwendet werden.

Die Erfindung ist bisher im Zusammenhang mit einem Einphasen-Wattstundenzähler für zwei Leitungen beschrieben worden. Es sei jedoch betont, dass durch Vorsehen einer Vielzahl von Signalfühlerabschnitten einschliesslich Transformatoren PT und Stromwandler CT, sowie einer Vielzahl von Multiplizierabschnitten 10 die Erfindung auch für einen Mehrphasen-Wattstundenzähler geeignet ist.

Fig. 25 zeigt ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsge-

mässen Mehrphasen-Wattstundenzählers. In diesem Mehrphasen-Wattstundenzähler ist die elektrische Energie die Summe der einzelnen Phasenenergien:

$$P_0 = e_{v1} \cdot e_{i1} + e_{v2} \cdot e_{i2} + e_{vn} \cdot e_{in} \quad (35)$$

In diesem Fall werden die den Verbraucherströmen der einzelnen Phasen proportionalen Spannungssignale e_i durch die Schalter S1–S4 mit Hilfe der in der Pulsbreitenmodulationsschaltung erzeugten Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signale D und $\bar{D}$ weitergeschaltet, so dass die für jede Phase erhaltenen Signale nach der Multiplikation durch die Tiefpassfilter addiert werden. Somit erhält man die Energie P_0 gemäss der Gleichung (35). Auch beim vorstehend beschriebenen Mehrphasen-Wattstundenzähler kann der Multiplizierer 10 einschliesslich der Pulsbreitenmodulationsschaltung als integrierte Schaltung ausgebildet sein, und zwar für jede Phase eine. Da der Frequenzwandlerteil 20 gemeinsam für alle Phasen verwendet werden kann, ist der Mehrphasen-Wattstundenzähler bis dahin dem Einphasen-Wattstundenzähler ähnlich.

Im oben beschriebenen Ausführungsbeispiel wird das Spannungssignal e_v der Pulsbreitenmodulationsschaltung zugeführt und das Spannungssignal e_i dem Multiplizierer; es ist jedoch auch möglich, das Spannungssignal e_v dem Multiplizierer zuzuführen und das Spannungssignal e_i der Pulsbreitenmodulationsschaltung.

Es sei noch einmal betont, dass bei einer Pulsbreitenmodulationsschaltung, die eine Integrationsschaltung und einen Vergleicher enthält, in denen Operationsverstärker vorgesehen sind, durch diese eine Offsetspannung erzeugt wird; diese kann jedoch durch Anlegen einer gleich grossen Spannung an den Eingang der Operationsverstärker mittels eines im Rückkopplungssystem vorgesehenen Tiefpassfilter kompensiert werden. Demzufolge kann die Pulsbreitenmodulationsschaltung aus allgemein einsetzbaren billigen Operationsverstärkern aufgebaut werden, und trotzdem Pulsbreiten-Arbeitszyklus-Signale mit hoher Genauigkeit erhalten werden, ohne dass die Offsetspannung von aussen abgeglichen werden muss. Im Tiefpassfilter erfolgt die Rückkopplung mittels der durch den Widerstand und den Kondensator bestimmten Zeitkonstanten. Das bedeutet, dass auch bei Schwankungen der Offsetspannung mit der Zeit oder mit der Temperatur eine automatische Anpassung des Tiefpassfilters an diese Schwankungen der Offsetspannung erfolgt. Der erfindungsgemässe Wattstundenzähler kann demzufolge über lange Zeiträume sehr stabil arbeiten.

Auch der Frequenzwandler weist eine Integrationsschaltung und einen Vergleicher mit einem Operationsverstärker auf, wobei die gleichen oben beschriebenen Wirkungen auftreten.

Der Ausgangskreis sowohl des Vergleichers als auch der Pulsbreitenmodulationsschaltung und des Frequenzwandlerteils besteht aus P- und N-Kanal-C-MOS-Feldeffekttransistoren, wodurch Schwankungen der positiven und negativen Ausgangsspannungen vermieden werden, welche bei herkömmlichen bipolaren integrierten Schaltungen oder Klemmdioden auftreten. Da nämlich ein C-MOS-Feldeffekttransistor spannungsgesteuert ist, ist der Unterschied zwischen den Widerständen im leitenden und im gesperrten Zustand sehr gross, so dass ein C-MOS-Feldeffekttransistor als Schaltteil verwendet werden kann. Dies gilt nicht nur für die Integrationsschaltung, sondern auch für den Inverter im Frequenzwandlerteil.

Zum Erhalt positiver und negativer Versorgungsspannungen ist ein Operationsverstärker mit einer Ausgangsimpedanz von null und einer Eingangsimpedanz von unendlich mit dem Spannungsteiler-Widerstandskreis im Ausgangskreis des einen Stabilisators verbunden, wodurch genaue positive und negative elektrische Versorgungsquellen erhalten werden. Obendrein ist der Multiplizierer einschliesslich der Pulsbreitenmodulationsschaltung im Aufbau identisch mit dem Frequenzwandlerteil, wobei sowohl der Multiplizierer als auch der Frequenzwandlerteil aus aktiven Bauteilen gebildet werden. Beide Schaltungen können daher als integrierte Schaltungen ausgeführt werden, wodurch die Abmessungen des elektronischen Wattstundenzählers besonders klein gehalten werden können.

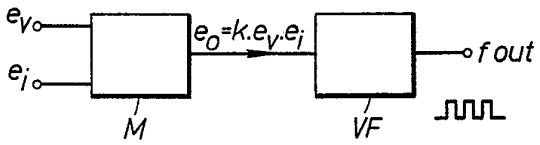

e_V
e_i
$e_o=k.e_V.e_i$
f out
M
VF

FIG.1.

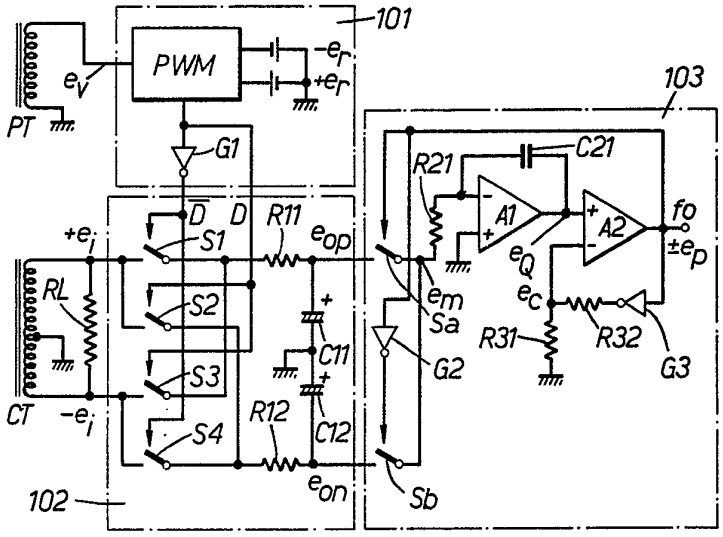

101
PWM
$-e_r$
$+e_r$
e_V
PT
G1
103
R21
C21
A1
A2
fo
$\pm e_p$
e_Q
e_c
R31
R32
G3
D
$\overline{D}$
R11
e_{op}
$+e_i$
S1
S2
S3
S4
RL
CT
$-e_i$
C11
C12
R12
e_{on}
e_m
Sa
G2
Sb
102

FIG.2.

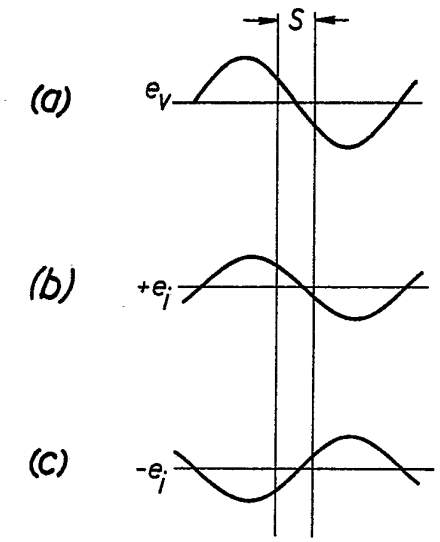
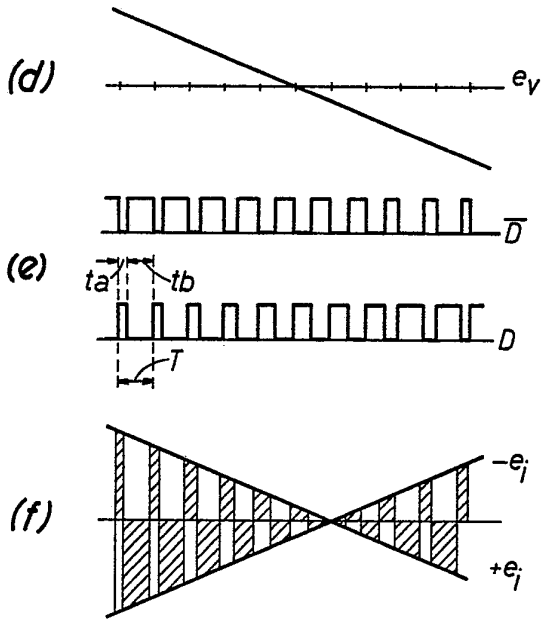


FIG.3.



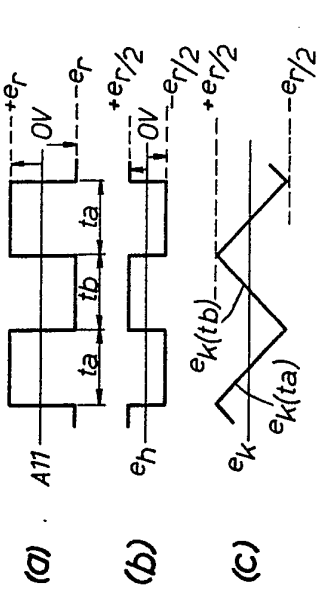


FIG.6.

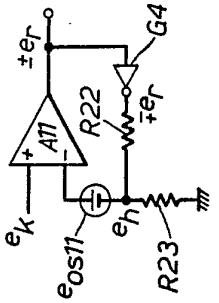


FIG.7.

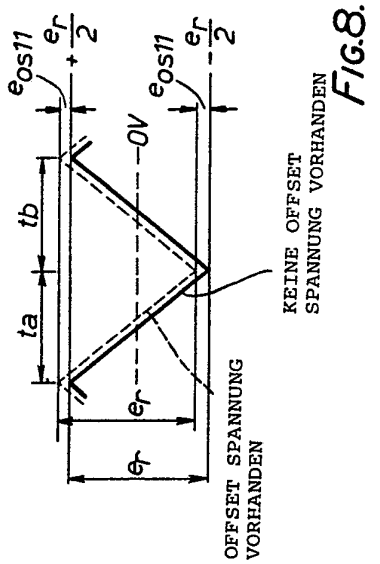


FIG.8.

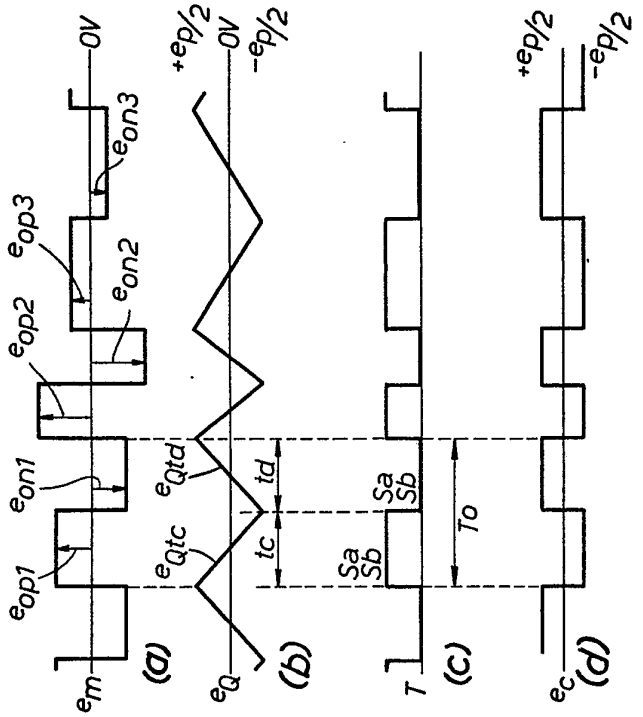


FIG.4.

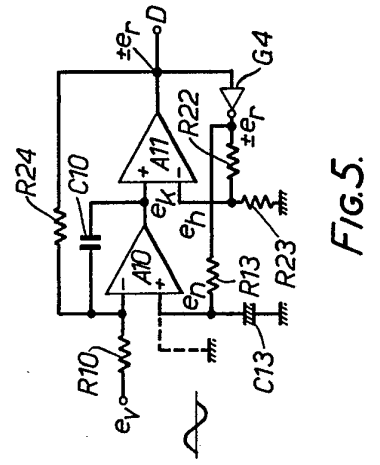


FIG.5.

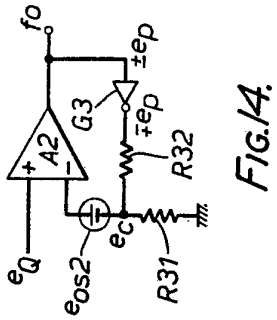


FIG.14.

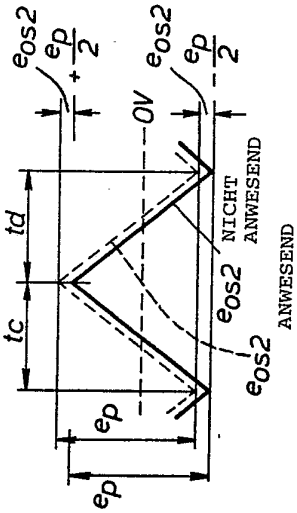


FIG.15.

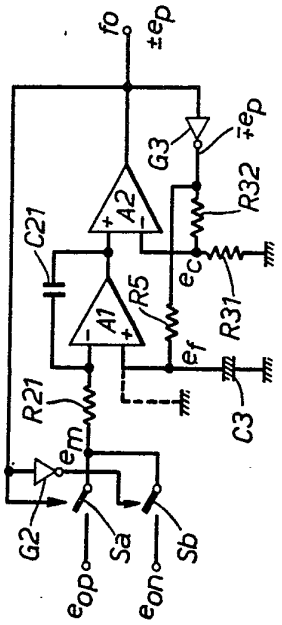
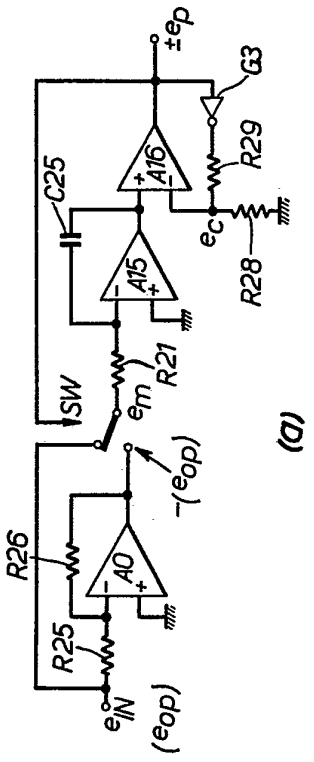
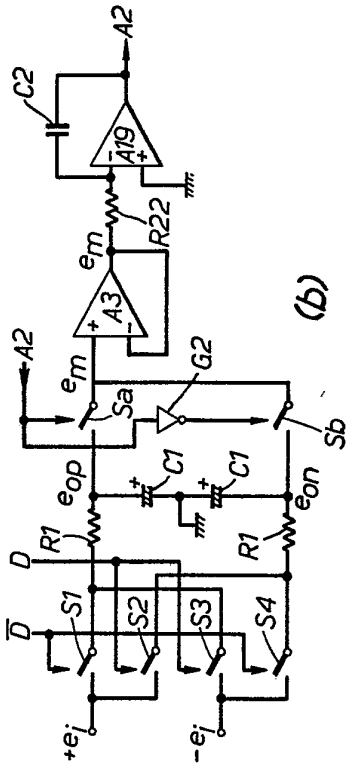


FIG.16.



(a)

FIG.9.



(b)

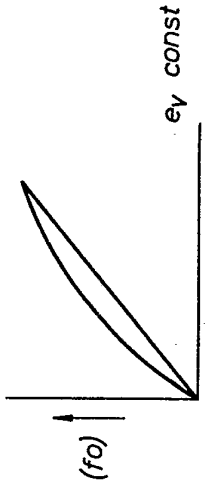


FIG.10.

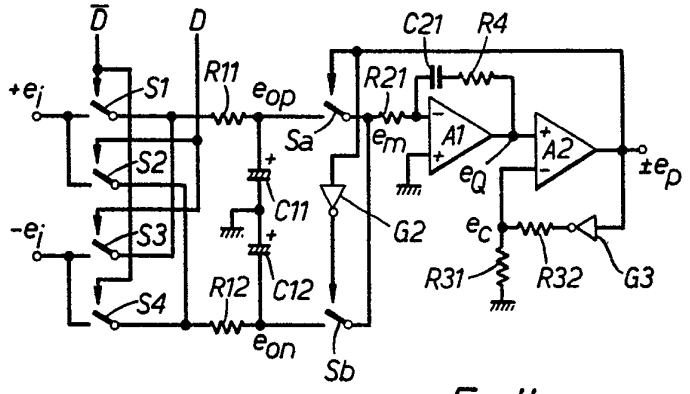


FIG.11.

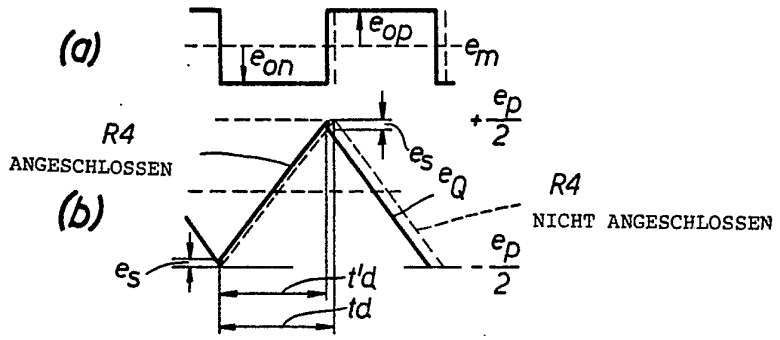


FIG.12.

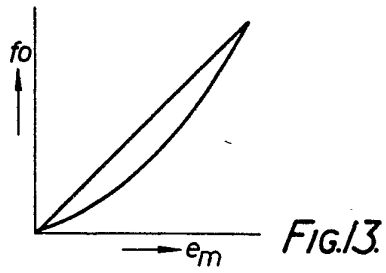


FIG.13.

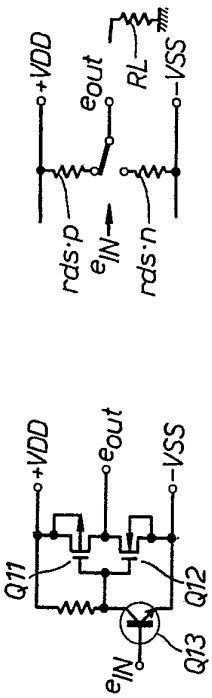


FIG.21.

FIG.20.

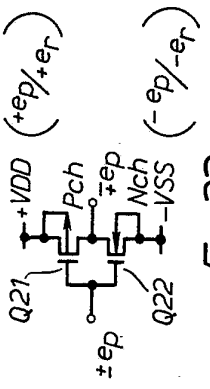


FIG.22.

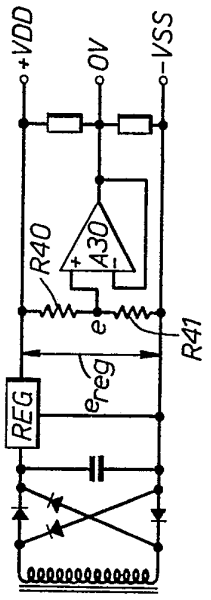


FIG.23.

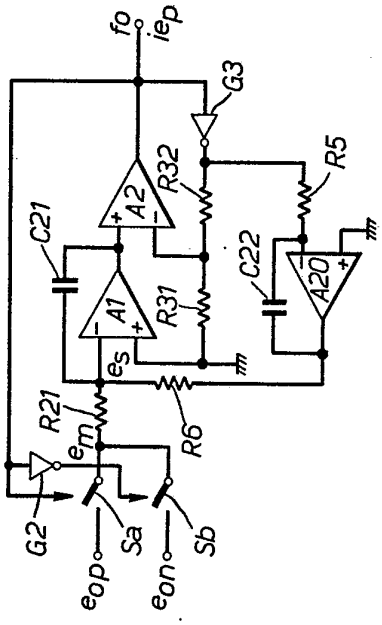


FIG.17.

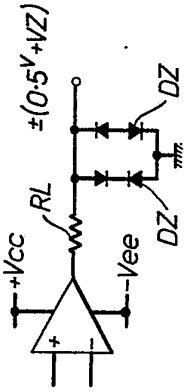


FIG.19.

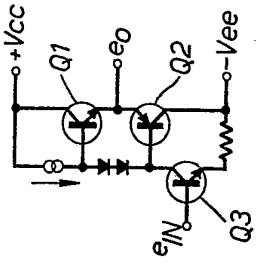


FIG.18.

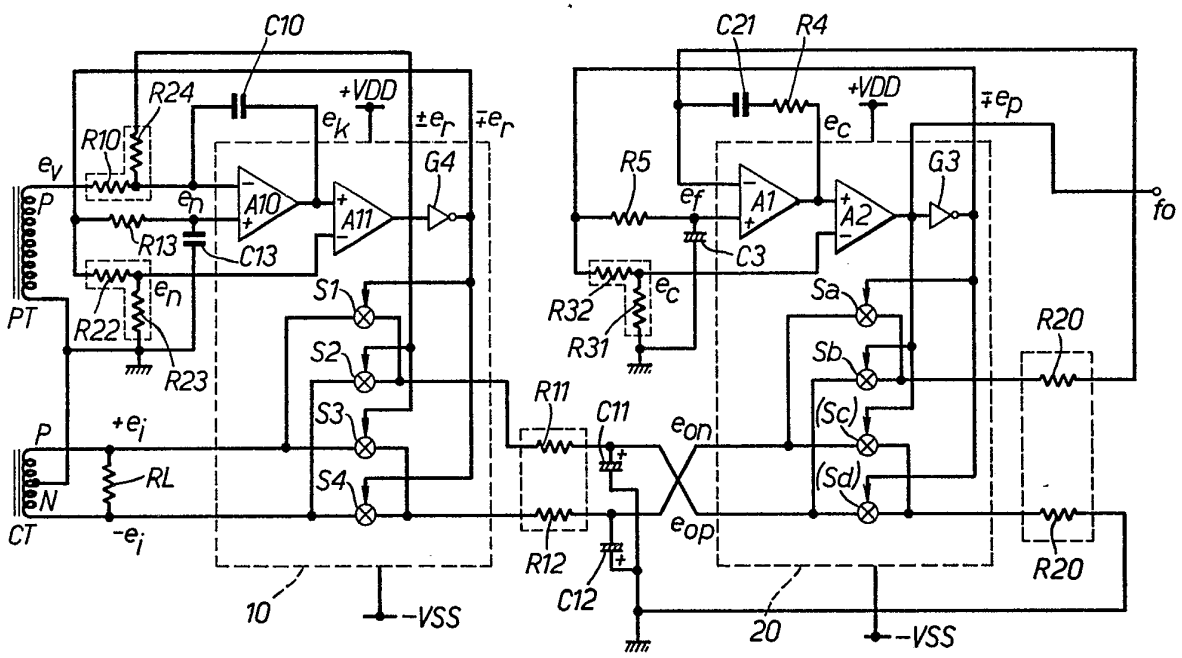


FIG.24.

30

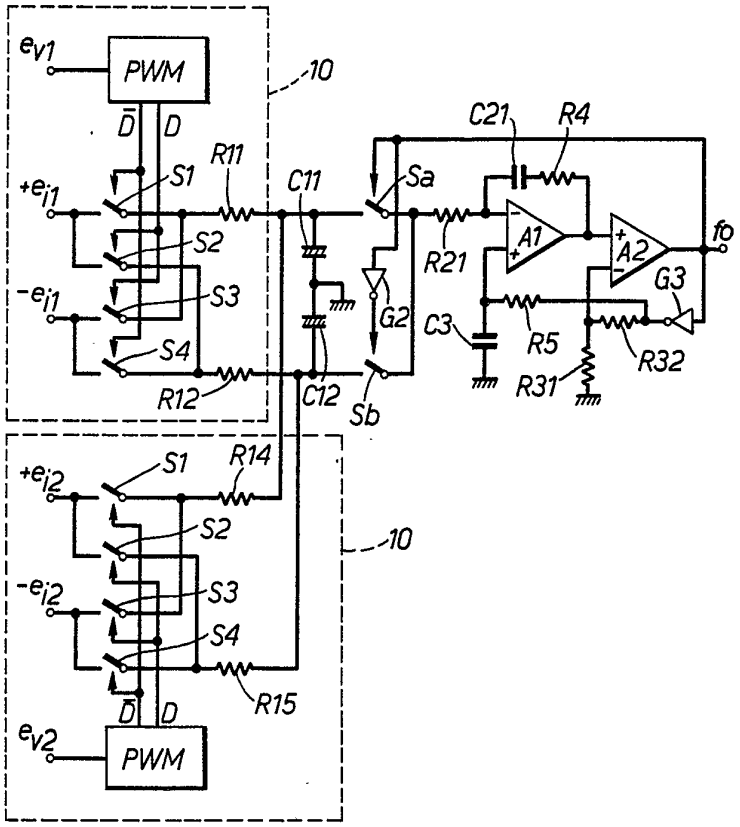


FIG.25.