



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

Int. Cl.³: H 03 C 3/00
H 03 B 21/00
G 01 S 7/40



Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

PATENT SCHRIFT A5

11

631 844

21 Gesuchsnummer: 8228/78

73 Inhaber:
Siemens-Albis Aktiengesellschaft, Zürich

22 Anmeldungsdatum: 02.08.1978

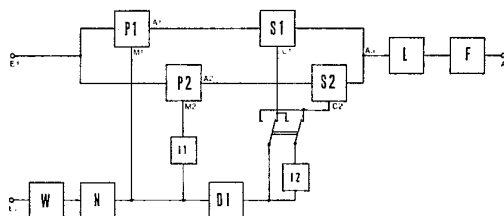
24 Patent erteilt: 31.08.1982

45 Patentschrift
veröffentlicht: 31.08.1982

72 Erfinder:
Gottfried Tschannen, Zürich

54 Schaltungsanordnung zur Frequenzaddition oder -subtraktion.

57 Bei der Prüfung von Radar-Dopplersystemen ist es nötig, eine Frequenzverschiebung, die zwischen einem gesendeten und einem von einem Bewegtziel empfangenen Signal entsteht, zu simulieren. Mittels der Schaltungsanordnung wird ein Prüfungssignal erzeugt, dessen Frequenz der Summe oder der Differenz der Frequenzen zweier vorgegebener Signale entspricht. Hierzu wird mittels zweier Phasenschieber (P1, P2) die Phase des ersten Signals während der Periodendauer des zweiten Signals kontinuierlich um insgesamt 2π verschoben. Dies führt zu einer Verschiebung der Frequenz des ersten Signals um den Betrag der Frequenz des zweiten Signals, da im Falle einer Frequenzaddition die Phase des ersten Signals während den ersten Periodenhälften des zweiten Signals durch den ersten Phasenschieber (P1) von $-\pi/2$ nach $+\pi/2$ und während den zweiten Periodenhälften des zweiten Signals durch den zweiten Phasenschieber (P2) von $\pi/2$ nach $3\pi/2$ verschoben wird. Im Falle der Frequenzsubtraktion wird die Phase des ersten Signals während den ersten Periodenhälften des zweiten Signals durch den ersten Phasenschieber (P1) von $+\pi/2$ nach $-\pi/2$ und während den zweiten Periodenhälften des zweiten Signals durch den zweiten Phasenschieber (P2) von $3\pi/2$ nach $\pi/2$ verschoben.



PATENTANSPRÜCHE

1. Schaltungsanordnung zur Erzeugung eines elektrischen Signals mit einer der Summe oder der Differenz der Frequenzen zweier vorgegebener Signale entsprechenden Frequenz, dadurch gekennzeichnet, dass ein erster mit dem ersten Signal (e1) beaufschlagter variabler Phasenschieber (P1) vorgesehen ist, der die Phasenlage dieses ersten Signals (e1) entsprechend einem aus dem zweiten Signal (e2) abgeleiteten dreieckförmigen Modulationssignal (m1) mit gleicher Frequenz wie das zweite Signal (e2) in dessen ersten Periodenhälften von $-\pi/2$ nach $+\pi/2$ und in dessen zweiten Periodenhälften von $+\pi/2$ nach $-\pi/2$ verschiebt, dass ein zweiter, ebenfalls mit dem ersten Signal (e1) beaufschlagter Phasenschieber (P2) vorgesehen ist, der die Phasenlage des ersten Signals (e1) entsprechend dem invertierten dreieckförmigen Modulationssignal (m2) in dessen ersten Periodenhälften von $3 \cdot \pi/2$ nach $\pi/2$ und in dessen zweiten Periodenhälften von $\pi/2$ nach $3 \cdot \pi/2$ verschiebt, und dass die Ausgänge (A1, A2) der bei den Phasenschieber (P1, P2) über je einen Schalter (S1, S2) mit einem Punkt (A3) verbunden sind, wobei im Falle der Frequenz-Summenbildung der erste Schalter (S1) jeweils nur während den ersten, der zweiten (S2) hingegen nur während den zweiten Periodenhälften des zweiten Signals (e2) und im Falle der Frequenz-Differenzbildung der erste Schalter (S1) jeweils nur während den zweiten, der zweite Schalter (S2) hingegen nur während den ersten Periodenhälften des zweiten Signals (e2) geschlossen ist, so dass am Punkt (A3) ein Ausgangssignal (a3) mit einer der Summe oder der Differenz der Frequenzen der beiden Signale (e1, e2) entsprechenden Frequenz entnehmbar ist.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die beiden Phasenschieber (P1, P2) aus einem gemeinsamen, primärseitig mit dem ersten Signal (e1) beaufschlagten Übertrager (TR) mit an der Mittelanzapfung an ein Bezugspotential angeschlossener Sekundärwicklung aufgebaut sind, deren einer Anschluss (T2) einerseits über die Reihenschaltung eines ersten Widerstandes (R1), einer ersten Induktivität (L1), einer ersten Kapazitätsdiode (D1) und eines ersten Kondensators (C1) und andererseits über die Reihenschaltung eines zweiten Kondensators (C2), einer zweiten Kapazitätsdiode (D2), einer zweiten Induktivität (L2) und eines zweiten Widerstandes (R2) mit dem anderen Anschluss (T1) verbunden ist, wobei die beiden auf die Schalter (S1, S2) geführten Ausgänge (A1, A2) der beiden Phasenschieber (P1, P2) die Anschlusspunkte zwischen diesen Widerständen (R1 bzw. R2) und diesen Induktivitäten (L1 bzw. L2) sind und wobei die Zuführung der Modulationssignale (m1, m2) über Widerstände (R3 bzw. R4) an die Kathoden der Kapazitätsdioden (D1, D2) erfolgt.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Schalter (S1, S2) je aus zwei Dioden (D3, D4) aufgebaut sind, deren Anoden zusammengeschaltet sind, wobei die Kathode der einen Diode (D3) den Eingang, die Kathode der anderen Diode (D4) den Ausgang des Schalters bildet, und dass ein mit den Anoden der beiden Dioden (D3, D4) verbundener Widerstand (R5) vorgesehen ist, über den ein der Betätigung des Schalters dienendes Rechtecksignal (s) mit gleicher Frequenz wie das zweite Signal (e2) zugeführt wird.

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass das Rechtecksignal (s) durch ein Differenzierglied (DI) aus dem Modulationssignal (m1) gewonnen wird.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zur Unterdrückung einer Restamplitudenmodulation des Ausgangssignals am gemeinsamen Punkt (A3) eine Begrenzerschaltung (L) mit nachgeschaltetem Bandfilter (F) angeschlossen ist.

6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zum Ausgleich der Nichtlinearitäten der Phasen-

schieber (P1, P2) ein das dreieckförmige Modulationssignal (m1, m2) vorverzerrendes Diodennetzwerk (N) vorgesehen ist.

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf eine Schaltungsanordnung zur Erzeugung eines elektrischen Signals mit einer der Summe oder der Differenz der Frequenzen zweier vorgegebener Signale entsprechenden Frequenz.

Bei der Prüfung von Doppler-Radarsystemen ist es nötig, aus dem gesendeten Signal ein Empfangssignal ableiten zu können. Das empfangene Signal kann dabei durch eine Frequenzverschiebung vorgetäuscht werden. Der Näherung eines Objektes entspricht bei der Simulation eine positive Frequenzverschiebung, d.h. eine Frequenzaddition. Entfernt sich das Objekt, so wird dies durch eine negative Frequenzverschiebung, d.h. eine Frequenzsubtraktion simuliert.

Es sind Schaltungen bekannt, bei welchen die Frequenz am Oszillator direkt variiert wird. Bei solchen frequenzvariablen Oszillatoren stellen sich allerdings Probleme der Frequenzkonstanz und damit werden grosse Anforderungen an die Frequenzüberwachung und Frequenzregelung gestellt, was in der Regel zu relativ aufwendigen Schaltungsanordnungen führt. Zudem ist eine lineare Beziehung zwischen dem modulierenden Signal und der Frequenzabweichung nur in kleinen Bereichen möglich.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Phase eines vorgegebenen Signals kontinuierlich zu verschieben und somit eine Frequenzabweichung im Sinne einer Frequenzaddition oder -subtraktion zu erreichen.

Ein sinusförmiges Signal der Frequenz f_1 wird bekanntlich durch die Gleichung $S = |S| e^{j(2\pi f_1 t + \varphi)}$ beschrieben. Bei einer kontinuierlichen Phasenänderung um einen bestimmten gleichbleibenden Betrag pro Zeitabschnitt, welcher einer bestimmten Frequenz f_2 entspricht, kann die obige Gleichung wie folgt geschrieben werden:

$$S = |S| e^{j(2\pi f_1 t + \varphi)} = |S| e^{j(2\pi f_1 t \pm 2\pi f_2 t)} = |S| e^{j(\pi f_1 t \pm 2\pi f_2 t)}$$

$$S = |S| e^{j2\pi t(f_1 \pm f_2)}$$

Aus dieser letzten Gleichung ist ersichtlich, dass eine kontinuierliche Phasenverschiebung einer Frequenzaddition oder -subtraktion gleichgesetzt werden kann.

In der DE-AS 1 037 529 ist ein Verfahren und eine Anordnung zur Phasenmodulation über oder unter 2π und zur Frequenzmodulation beschrieben. Bei diesem Verfahren wird das Eingangssignal einem Modulator über ein Steuergerät zugeführt, dessen Ausgangsspannung mit dem Eingangssignal proportional ansteigt oder abfällt bis zu einem Wert, der im angeschlossenen Phasenmodulator eine Phasenabweichung von $+\pi$ oder $-\pi$ bewirkt, wobei beim Überschreiten des entsprechenden Wertes der Eingangsspannung die Ausgangsspannung des Steuergerätes auf einen Wert zurück- bzw. vorspringt, der im angeschlossenen Phasenmodulator einer Phasenabweichung von 2π entspricht, und wobei ferner sich der Sprung der Ausgangsspannung des Steuergerätes jedesmal dann wiederholt, wenn die Eingangsspannung Werte überschreitet, die im Phasenmodulator dem Vielfachen von 2π entsprechen. Der Sprung der Modulatorspannung führt jedoch zu einer Diskontinuität des Ausgangssignals, welche sich um so stärker auswirkt, je grösser die Frequenzabweichung ist. Zudem verlangt der benötigte, eine Phasenverschiebung von 360° bewirkende Phasenmodulator einen relativ grossen schaltungstechnischen Aufwand.

Hier will die Erfindung Abhilfe schaffen. Die Erfindung, wie sie im Anspruch 1 gekennzeichnet ist, löst die Aufgabe, mit

ein möglichst geringen schaltungstechnischen Aufwand ein Signal zu erzeugen, dessen Frequenz der Summe oder der Differenz der Frequenzen zweier vorgegebener Signale entspricht.

Im folgenden wird die Erfindung anhand einer Zeichnung beispielsweise näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild der gesamten Anordnung,

Fig. 2 ein Ausführungsbeispiel zweier Phasenschieber einer solchen Anordnung,

Fig. 3 ein Ausführungsbeispiel eines in der Anordnung verwendbaren, elektronischen Schalters,

Fig. 4 den Verlauf von in der Schaltung auftretenden Signalen und Phasenverhältnissen.

In der Schaltungsanordnung nach Fig. 1 ist ein Punkt E1 mit dem Eingang eines ersten Phasenschiebers P1 und mit dem Eingang eines zweiten Phasenschiebers P2 verbunden. Die Ausgänge der beiden Phasenschieber P1, P2 führen je über einen elektronischen Schalter S1 und S2 auf einen gemeinsamen Punkt A3, welcher über die Serieschaltung eines Begrenzers L und eines Bandfilters F mit einem Punkt A4 verbunden ist. Ein Punkt E2 ist über die Serieschaltung eines Signalformwandlers W und eines Diodennetzwerkes N einerseits direkt mit einem Modulationseingang M1 des ersten Phasenschiebers P1 und andererseits über eine erste Umkehrstufe I1 mit einem Modulationseingang M2 des zweiten Phasenschiebers P2 verbunden. Ferner ist der Punkt E2 über die genannte Serieschaltung noch mit einem Differenzierglied DI verbunden, dem eine zweite Umkehrstufe I2 nachgeschaltet ist.

Ein Umschalter U verbindet in der einen Stellung den Ausgang des Differenziergliedes DI einerseits mit dem Steueranschluss C1 des ersten Schalters S1 und andererseits über die Umkehrstufe I2 mit dem Steueranschluss C2 des zweiten Schalters S2, in der anderen Stellung den Ausgang des Differenziergliedes DI einerseits mit dem Steueranschluss C2 des zweiten Schalters S2 und andererseits über die Umkehrstufe I2 mit dem Steueranschluss C1 des ersten Schalters S1.

In Fig. 2 ist eine mögliche Ausführung für die beiden Phasenschieber P1 und P2 dargestellt. Sie sind mit einem gemeinsamen Übertrager TR aufgebaut, dessen sekundärseitige Mittelanzapfung an ein Bezugspotential gelegt ist. Beim ersten Phasenschieber P1 ist die eine sekundärseitige Übertragerklemme T1 über die Serieschaltung eines Kondensators C1, einer Kapazitätsdiode D1, einer Induktivität L1 und eines Widerstandes R1 mit der anderen sekundärseitigen Übertragerklemme T2 verbunden. Beim zweiten Phasenschieber P2 ist die sekundärseitige Übertragerklemme T2 über die Serieschaltung eines Kondensators C2, einer Kapazitätsdiode D2, einer Induktivität L2 und eines Widerstandes R2 mit der anderen sekundärseitigen Übertragerklemme T1 verbunden. Der Ausgang A1 bzw. A2 der beiden Phasenschieber P1, P2 liegt zwischen dem Widerstand R1 bzw. R2 und der Induktivität L1 bzw. L2.

Fig. 3 zeigt eine Ausführungsform des elektronischen Schalters S1 bzw. S2. Er besteht im wesentlichen aus zwei Dioden D3 und D4, deren Anoden zusammengeschaltet sind. Die Kathode der einen Diode D3 bildet den Eingang und die Kathode der anderen Diode D4 den Ausgang des Schalters. Die Verbindungsstelle der Anoden der beiden Dioden D3 und D4 dient als Steueranschluss C1 bzw. C2.

Die Schaltungsanordnung nach Fig. 1 funktioniert folgendermaßen:

Der Eingang E1 wird mit einem ersten z.B. sinusförmigen Eingangssignal e1 der Frequenz f1 beaufschlagt. Am Eingang E2 wird ein zweites Eingangssignal e2 der Frequenz f2 angelegt, welches nötigenfalls im Wandler W in ein dreieckförmiges

Modulationssignal m1 umgewandelt wird (Fig. 4b). Das zweite Eingangssignal e2 ist z.B. sinusförmig (Fig. 4a). Durch das Diodennetzwerk N wird das dreieckförmige Modulationssignal m1 derart vorverzerrt, dass die Phasenverschiebung der Phasenschieber P1, P2 möglichst linear verläuft. Entsprechend diesem dreieckförmigen Modulationssignal m1 wird die Phasenlage des ersten Eingangssignals e1 im ersten Phasenschieber P1 in den ersten Periodenhälften des zweiten Eingangssignals e2 von $-\pi/2$ nach $+\pi/2$ und in dessen zweiten Periodenhälften von $+\pi/2$ nach $-\pi/2$ verschoben. Dem zweiten Phasenschieber P2 wird das Modulationssignal m1 über eine erste Umkehrstufe I1 invertiert zugeführt. Das invertierte Modulationssignal m2 moduliert die Phase des ersten Eingangssignals e1 im zweiten Phasenschieber P2. In den ersten Periodenhälften des zweiten Eingangssignals e2 wird die Phasenlage von $3 \cdot \pi/2$ nach $\pi/2$, in den zweiten Periodenhälften von $\pi/2$ nach $3 \cdot \pi/2$ verschoben.

Lässt man den Einfluss des Diodennetzwerkes N unberücksichtigt, so entspricht der zeitliche Verlauf der Phasenlage ϕ_1 bzw. ϕ_2 des ersten Eingangssignals e1 an den Ausgängen der Phasenschieber P1 bzw. P2 genau dem Oszillogramm des Modulationssignals m1 bzw. m2.

Fig. 4b bzw. 4c zeigt infolgedessen sowohl den Verlauf der Phasenlage ϕ_1 bzw. ϕ_2 des Signals e1 am Ausgang des Phasenschiebers P1 bzw. P2 als auch den Verlauf des Modulationssignals m1 bzw. m2.

Aus dem Modulationssignal m1 wird durch ein Differenzierglied DI ein Schaltsignal S1 abgeleitet. Das Differenzierglied DI liefert eine positive oder negative Schaltspannung, je nachdem, ob das Modulationssignal m1 eine positive oder eine negative Steigung aufweist. Das resultierende Schaltsignal S1 hat einen rechteckförmigen Verlauf (Fig. 4d). Das Schaltsignal S2 (Fig. 4e) wird durch die zweite Umkehrstufe I2 aus dem ersten Schaltsignal S1 abgeleitet.

Während den ersten Periodenhälften des Modulationssignals m1 verbindet der erste Schalter S1 in Fig. 1 den Punkt A3 mit dem Ausgang A1 des ersten Phasenschiebers P1, an welchem in diesem Zeitraum der Phasenwinkel ϕ_1 des ersten Eingangssignals e1 von $-\pi/2$ bis $+\pi/2$ verschoben wird. Während den zweiten Periodenhälften des Modulationssignals m2 bzw. des zweiten Eingangssignals e2 verbindet der zweite Schalter S2 den Punkt A3 mit dem Ausgang A2 des zweiten Phasenschiebers P2, an welchem in diesem Zeitraum der Phasenwinkel ϕ_2 des ersten Eingangssignals e1 von $\pi/2$ nach $3 \cdot \pi/2$ verschoben wird. Da der Phasenwinkel $-\pi/2$ mit dem Phasenwinkel $3 \cdot \pi/2$ identisch ist und die Phase in der folgenden Periode erneut von $-\pi/2$ nach $3 \cdot \pi/2$ verschoben wird, kann am Punkt A3 ein Signal der Frequenz f1 entnommen werden, dessen Phasenwinkel kontinuierlich zunimmt (vgl. Fig. 4f).

Durch Betätigung des Umschalters U wird bewirkt, dass das Schaltsignal s1 am Steueranschluss des zweiten Schalters S2 und das Schaltsignal s2 am Steueranschluss des ersten Schalters S1 anliegt. Infolgedessen ist während den ersten Periodenhälften des zweiten Eingangssignals e2 der zweite Schalter S2 und während den zweiten Periodenhälften der erste Schalter S1 geschlossen. Am Punkt A3 kann ein Signal der Frequenz f1 entnommen werden, dessen Phasenwinkel kontinuierlich abnimmt.

Das am Punkt A3 auftretende Signal wird einem Begrenzer L zugeführt, der gegebenenfalls eine Restamplitudenmodulation eliminiert. Das nachfolgende Bandfilter F ermöglicht den Durchgang der Grundfrequenz und unterdrückt die am Begrenzer L entstehenden Signale mit höheren harmonischen Frequenzen.

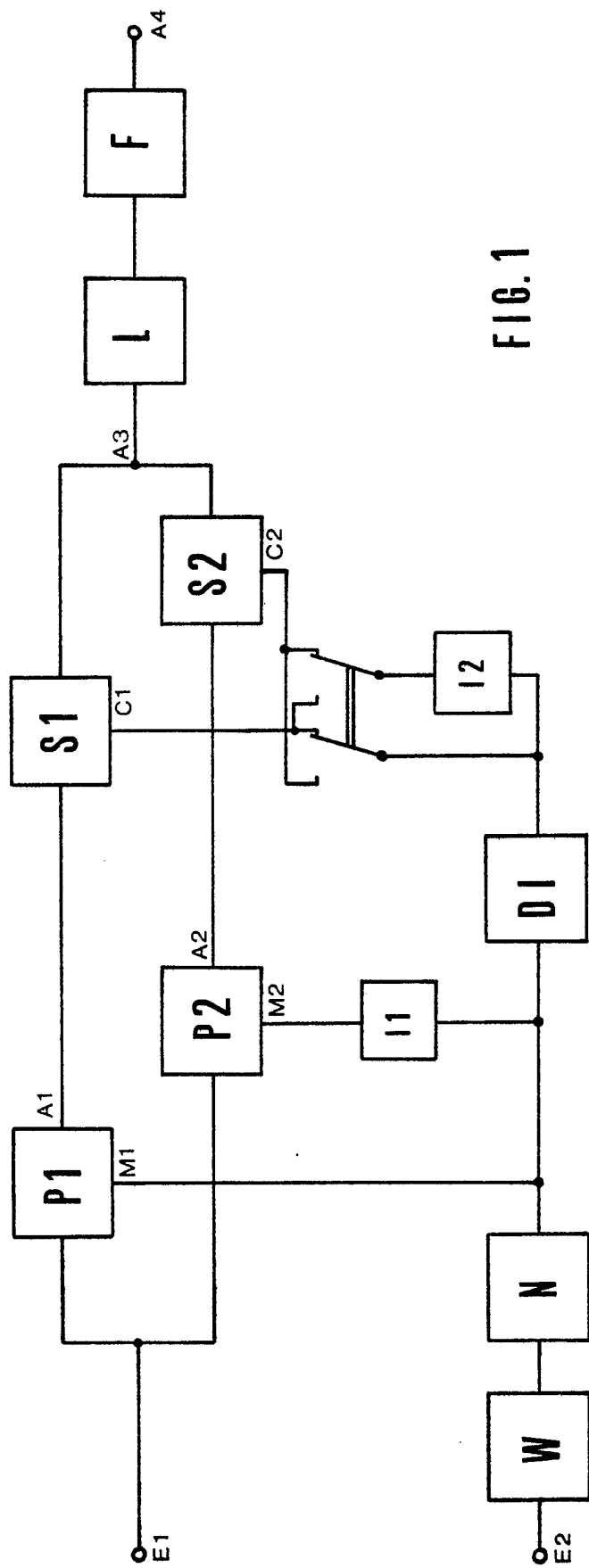


FIG. 1

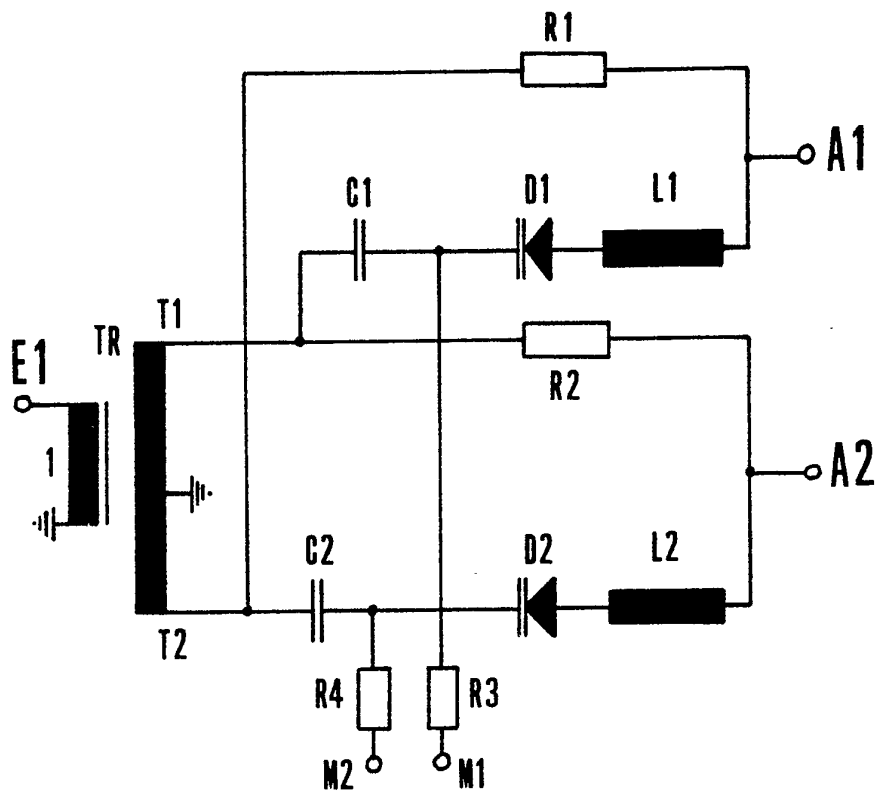


FIG. 2

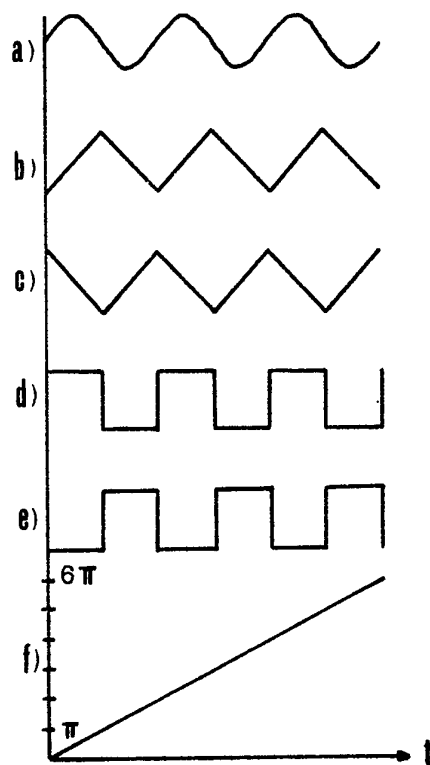


FIG. 4

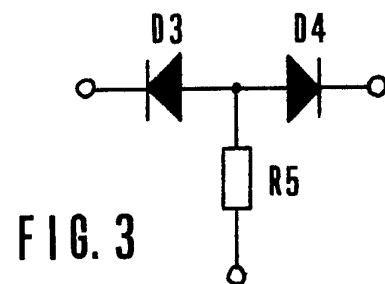


FIG. 3