



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

51 Int. Cl.³: H 04 L 25/08



Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

12 PATENTCHRIFT A5

11

629 052

21 Gesuchsnummer: 4530/78

22 Anmeldungsdatum: 26.04.1978

30 Priorität(en): 29.04.1977 NL 7704703

24 Patent erteilt: 31.03.1982

45 Patentschrift
veröffentlicht: 31.03.1982

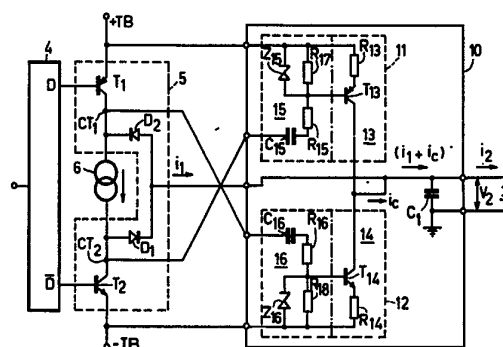
73 Inhaber:
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven
(NL)

72 Erfinder:
Gerrit Rademaker, Hilversum (NL)

74 Vertreter:
Bovard & Cie., Bern

54 Elektronischer Sender für Gleichstromtelegraphiesysteme.

57 Es ist ein Eingangskreis (4) zum Umwandeln von binären Informationssignalen in bipolare Leitungsströme vorhanden. Der Eingangskreis (4) erzeugt Kommandosignale, die einen Schaltkreis (5) steuern. Der Schaltkreis verbindet in Abhängigkeit von den Kommandosignalen einen der beiden Pole einer Telegraphenstromquelle (TB) über eine unipolare konstante Stromquelle (6) und ein Ausgangsfilter (10) mit einer Telegraphieleitung (3). Zur Telegraphieleitung ist ein Kondensator (C_1) parallel geschaltet. Das Ausgangsfilter umfasst zwei komplementäre Zweige (11, 12) mit je einer steuerbaren Hilfsstromquelle (13, 14) zum Zuführen von Korrekturstromimpulsen mit zu den Leitungsströmen entgegengesetzter Polarität zur Telegraphieleitung. Auf diese Weise werden die höheren Frequenzen in den Telegraphiesignalen auf der Telegraphieleitung ausreichend unterdrückt, um den Störungspegel in benachbarten Fernsprecheleitungen möglichst klein zu halten.



PATENTANSPRÜCHE

1. Elektronischer Sender für Gleichstromtelegraphiesysteme, in welchem Sender binäre Informationssignale in bipolare Leitungsströme umgewandelt werden, die über eine Telegraphenleitung (3) übertragen werden, wobei dieser Sender mit einem Eingangskreis (4), der aus den Informationssignalen galvanisch von diesen getrennte Kommandosignale erzeugt, mit einer Telegraphenspannungsquelle (TB) mit einem positiven und einem negativen Pol, mit einer unipolaren konstanten Stromquelle (6), mit einem von den Kommandosignalen gesteuerten Schaltkreis (5), der selektiv einen der beiden Pole der Telegraphenspannungsquelle über die unipolare konstante Stromquelle mit der Telegraphieleitung verbindet, und mit einem Ausgangsfilter (10) mit einem zu der Telegraphieleitung parallelen Kondensator (C_1) versehen ist, dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangsfilter (10) weiter mit zwei komplementären, zu der Telegraphieleitung (3) parallelen Zweigen (11, 12) versehen ist, wobei infolge eines Polaritätsübergangs des von der Stromquelle (6) gelieferten Leitungsstroms (i_1) mindestens einer der beiden Zweige (11, 12) einen Korrekturstromimpuls (i_c) mit einer der des Leitungsstroms (i_1) entgegengesetzten Polarität der Telegraphieleitung (3) zuführt.

2. Sender nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass jeder der beiden komplementären Zweige (11, 12) des Ausgangsfilters (10) mit einer steuerbaren Hilfsstromquelle (13, 14) zur Lieferung der Korrekturstromimpulse und mit einem Steuerkreis (15, 16) versehen ist, der einen mit dem Polaritätsübergang des Leitungsstroms (i_1) zusammenfallenden Spannungssprung dem Schaltkreis (5) entnimmt und ein Differenzierungsnetzwerk (C_{15} , R_{15} , R_{17} ; C_{16} , R_{16} , R_{18}) und einen Begrenzer (Z_{15} , Z_{16}) zur Lieferung eines begrenzten differenzierten Spannungssprungs als Steuerimpuls für die Hilfsstromquelle (13, 14) enthält (Fig. 5).

3. Sender für Gleichstromtelegraphiesysteme mit Sollendwerten (TB') der Ausgangsspannung (V_2) des Senders nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass jeder der beiden komplementären Zweige (11, 12) mit einem Hilfskondensator (C_{21} , C_{22}) und mit einem zusätzlichen Schaltkreis (T_{21} , D_{21} ; T_{22} , D_{22}) versehen ist, der die Ausgangsspannung (V_2) des Senders empfängt und den Hilfskondensator (C_{21} ; C_{22}) mit der Telegraphieleitung (3) nur für Werte dieser Ausgangsspannung (V_2) verbindet, die grösser als eine Schwellwertspannung gleich einem vorgegebenen Bruchteil des Sollendwertes sind (Fig. 8).

4. Sender nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass der zusätzliche Schaltkreis jedes der beiden komplementären Zweige (11, 12) mit einem ersten Verbindungsweg (T_{21} , R_{25} , T_{23}) für Ausgangsspannungen (V_2), die von der Schwellwertspannung ($+VT$) her zunehmen, und mit einem zweiten Verbindungsweg (T_{21} , D_{23}) für Ausgangsspannungen, die von dem Sollendwert ($+TB'$) her abnehmen, versehen ist, wobei der erste Verbindungsweg einen Kreis (R_{25} , T_{23} , R_{27}) zur Schwächung des der Telegraphieleitung (3) zuzuführenden Korrekturstromimpulses (i_c) enthält (Fig. 12).

Die Erfindung betrifft einen elektronischen Sender gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruches 1.

In den Systemen für polare Gleichstromtelegraphie (auch als Doppelstromtelegraphie bezeichnet) werden die früher allgemein angewendeten Sender mit mechanischen Telegraphenrelais jetzt in zunehmendem Masse durch Sender mit elektronischen Telegraphenrelais ersetzt, die wichtige Vorteile in bezug auf Lebensdauer, Raum und Preis bieten.

Wenn derartige elektronische Telegraphiesender auf die oben beschriebene Weise ausgebildet werden, weisen sie aus-

serdem den Vorteil auf, dass sie sowohl in stromgesteuerten als auch in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen verwendet werden können. Bei Anwendung dieser Sender in stromgesteuerten Systemen, in denen die Telegraphiesignale am Eingang der Telegraphieleitung als Ströme mit Sollwert (z. B. 20 mA) definiert werden und in denen die Eingangsimpedanz des Empfängers so klein gemacht wird, wie praktisch möglich ist, wird die konstante Stromquelle auf den Sollstromwert eingestellt. Bei Anwendung dieser Sender in spannungsgesteuerten Systemen, in denen die Telegraphiesignale am Eingang der Telegraphieleitung als Spannungen mit Sollwert (z. B. höchstens 5 V niedriger als die Telegraphenbatteriespannung von 80 V) definiert werden und in denen die Eingangsimpedanz des Empfängers so gross gemacht wird, wie praktisch möglich ist, wird dagegen die konstante Stromquelle auf einen derart hohen Stromwert (z. B. 50 mA) eingestellt, dass die Impedanz der Telegraphieleitung und des Empfängers zusammen stets den empfangsseitigen Strom bestimmt und die Stromquelle also nur als Strombegrenzer wirkt.

Ein wichtiges Problem, dem auch bei Anwendung elektronischer Telegraphiesender Aufmerksamkeit gewidmet werden muss, ist das Nebensprechen der Telegraphiesignale zu benachbarten Übertragungsleitungen. Insbesondere bei benachbarten Fernsprechleitungen ist die durch das Nebensprechen herbeigeführte Störung ungünstig, weil sie in das Sprechfrequenzband fällt und somit hörbar ist. Die meisten Fernmeldeämter stellen denn auch dem Pegel dieser Art Störung strenge Anforderungen. Da das Nebensprechen mit der Frequenz zunimmt, sollen die höheren Frequenzen in den Telegraphiesignalen unterdrückt werden, um die Nebensprechstörung innerhalb akzeptabler Grenzen zu halten.

Die früher allgemein üblichen und auch bei bekannten elektronischen Telegraphiesendern noch verwendeten Netzwerke zur Unterdrückung der höheren Frequenz in den Telegraphiesignalen sind LC-Filter mit zwei Reihenspulen und einem Parallelkondensator oder mit einer Reihenspule und zwei Parallelkondensatoren. Wegen der üblichen Telegraphiergeschwindigkeiten sind die Grenzfrequenzen dieser LC-Filter verhältnismässig niedrig, so dass vor allem die benötigten Spulen umfangreich sind und also die Möglichkeiten zur Miniaturisierung der elektronischen Telegraphiesender erheblich beschränken.

Aus der britischen Patentschrift 1 209 988 ist es bekannt, LC-Filter zur Unterdrückung höherer Frequenzen in polaren Signalen mit nahezu momentanen Übergängen durch eine Schaltung ohne Spulen zu ersetzen, die einen ersten Operationsverstärker mit einem derartigen Rückkopplungskreis enthält, dass der erste Verstärker ein Ausgangssignal mit einer nahezu linearen Neigungskennlinie infolge eines Übergangs in den polaren Signalen liefert, und weiter einen zweiten Operationsverstärker mit einem derartigen Rückkopplungskreis enthält, dass der zweite Verstärker ein Ausgangssignal mit einer nahezu sinusoidalen Neigungskennlinie infolge eines Ausgangssignals des ersten Verstärkers liefert. Die Wirkung dieser Schaltung beruht im wesentlichen auf den Unterschieden in Form der nichtlinearen Strom-Spannungs-Kennlinien von Silizium- bzw. Germaniumdioden in dem Übergangsgebiet zwischen ihren leitenden und nichtleitenden Zuständen.

Noch abgesehen von der Tatsache, dass eine derartige ausgeprägte Abhängigkeit von den Eigenschaften nichtlinearer Elemente häufig aus praktischen Gründen unerwünscht ist, würde die Anwendung dieser bekannten Schaltung in elektronischen Telegraphiesendern Änderungen in der bestehenden Senderstruktur erfordern, die ausserdem mit einer beträchtlichen Vergrösserung der Anzahl von Elementen und des Energieverbrauchs gepaart sind, weil diese Schaltung für die Verarbeitung der hohen Strom- und Spannungswerte der Telegraphiesignale am Senderausgang nicht geeignet ist und also nicht an derselben Stelle wie die LC-Filter angebracht werden kann.

Ferner wurde bereits vorgeschlagen, elektronische Telegraphiesender dadurch zu miniaturisieren, dass die Spulen in den bestehenden LC-Filtern weggelassen werden. Die Unterdrückung der höheren Frequenzen in den Telegraphiesignalen erweist sich dann aber als ungenügend, um die Nebensprechstörung in benachbarten Fernsprechleitungen innerhalb akzeptabler Grenzen zu halten.

Die Erfindung bezweckt, einen elektronischen Telegraphiesender vom erwähnten Typ mit einem Ausgangsfilter zu schaffen, das die höheren Frequenzen in den Telegraphiesignalen in genügendem Masse unterdrückt, um den Störungspegel in benachbarten Fernsprechleitungen unterhalb des Sollwertes zu halten, und das trotzdem nur aus Elementen geringen Umfangs und niedrigen Preises zusammengestellt ist, wodurch eine zweckmässige Miniaturisierung des Senders als Ganzes erzielt werden kann.

Der erfindungsgemässe elektronische Sender ist durch die im kennzeichnenden Teil des Patentanspruches 1 angeführten Merkmale gekennzeichnet.

Anhand der Zeichnungen werden nunmehr Ausführungsbeispiele der Erfindung und ihre Vorteile näher erläutert. Es zeigen

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Gleichstromtelegraphiesystems mit einem elektronischen Sender nach dem Stand der Technik,

Fig. 2 ein Ausführungsbeispiel einer unipolaren konstanten Stromquelle, die in dem Sender nach Fig. 1 verwendet werden kann,

Fig. 3 und 4 einige Zeitdiagramme zur Erläuterung der Wirkung des Senders nach Fig. 1,

Fig. 5 ein Schaltbild einer ersten Ausführungsform eines elektronischen Senders nach der Erfindung,

Fig. 6 und 7 einige Zeitdiagramme zur Erläuterung der Wirkung des Senders nach Fig. 5,

Fig. 8 ein Schaltbild einer zweiten Ausführungsform eines elektronischen Senders nach der Erfindung,

Fig. 9 einige Zeitdiagramme zur Erläuterung der Wirkung des Senders nach Fig. 8,

Fig. 10 ein Schaltbild einer Abwandlung des Senders nach Fig. 5, und

Fig. 11 und 12 ein Schaltbild einer ersten bzw. einer zweiten Abwandlung eines Zweiges im Ausgangsfilter des Senders nach Fig. 8.

In Fig. 1 ist das Blockschaltbild eines bekannten Systems für polare Gleichstromtelegraphie mit einem elektronischen Sender 1 dargestellt, in dem binäre Informationssignale in Telegraphiesignale umgewandelt werden, die in Form polarer Leitungsströme auf einen Empfänger 2 über eine Telegraphieleitung 3 übertragen werden. Da die Strom- und Spannungswerte der binären Informationssignale und diejenigen der Telegraphiesignale in ganz verschiedenen Bereichen liegen, sind diese Signale im Sender 1 gleichstrommässig voneinander getrennt. Der Sender 1 enthält dazu einen Eingangskreis 4, mit dessen Hilfe auf den Informationssignalen komplementäre Kommandosignale D und $\bar{D}$ erzeugt werden, die galvanisch von den Informationssignalen mit Hilfe bekannter Mittel, wie Transformatoren oder optoelektronischer Kopplungselemente, getrennt sind. Diese Kommandosignale D , $\bar{D}$ steuern einen Schaltkreis 5, der, je nach dem binären Wert der Informationssignale, den positiven Pol +TB oder den negativen Pol -TB einer Telegraphenbatterie über eine unipolare konstante Stromquelle 6 mit der Telegraphieleitung 3 verbindet. In Fig. 1 enthält der Schaltkreis 5 zwei komplementäre Transistoren T_1 , T_2 und zwei Dioden D_1 , D_2 , wobei ein Ende der Stromquelle 6 mit dem positiven Pol +TB über den Transistor T_1 und mit der Telegraphieleitung 3 über die Diode D_2 und das andere Ende der Stromquelle 6 mit dem negativen Pol -TB über den Transistor T_2 und mit der Telegraphieleitung 3 über die Diode

D_1 verbunden ist.

Wenn für einen binären Wert «1» der Informationssignale das Kommandosignal D seinen niedrigen Wert und somit das Kommandosignal $\bar{D}$ seinen hohen Wert annimmt, befinden sich der Transistor T_1 und die Diode D_1 in ihrem leitenden Zustand und befinden sich der Transistor T_2 und die Diode D_2 in ihrem nichtleitenden Zustand, so dass ein positiver Leitungsstrom i_1 vom positiven Pol +TB über den Transistor T_1 , die Stromquelle 6 und die Diode D_1 zu der Telegraphieleitung 3 fliesst. Für einen binären Wert «0» der Informationssignale befinden sich der Transistor T_1 und die Diode D_1 dann in ihrem nichtleitenden Zustand und befinden sich der Transistor T_2 und die Diode D_2 dann in ihrem leitenden Zustand, so dass der negative Leitungsstrom i_1 vom negativen Pol -TB über den Transistor T_2 , die Stromquelle 6 und die Diode D_2 zu der Telegraphieleitung 3 fliesst.

Im Vergleich zu üblichen elektromechanischen Sendern ist der in Fig. 1 gezeigte elektronische Sender 1 nicht nur attraktiv, weil umfangreiche teure Elemente, wie mechanische Telegraphenrelais und zugehörige Funklöschkreise fehlen, sondern auch weil die Anwendung der konstanten Stromquelle 6 bestimmte zusätzliche Massnahmen in diesen üblichen Sendern, wie Ballastlampen zur Sicherung der Telegraphenbatterie gegen Kurzschlüsse in der Telegraphieleitung 3 oder Abriegelwiderstände zur Einstellung des Leitungsstroms auf seinen Sollwert, überflüssig macht.

Obgleich andere Ausführungsformen möglich sind, wird die unipolare konstante Stromquelle 6 in Fig. 1 vorzugsweise auf die in Fig. 2 dargestellte Weise ausgeführt, die an sich z. B. aus «VALVO Technische Informationen für die Industrie» Nr. 132, August 1969, bekannt ist. Die Stromquelle 6 in Fig. 2 besteht aus zwei parallelen Zweigen 7 und 8, wobei in der Richtung des gelieferten Stromes I_s der Zweig 7 nacheinander einen Widerstand R_7 , die Emitter-Kollektor-Strecke eines pnp-Transistors T_7 und eine Zenerdiode Z_7 , und der Zweig 8 nacheinander eine Zenerdiode Z_8 , die Kollektor-Emitter-Strecke eines npn-Transistors T_8 und einen Widerstand R_8 enthält. Weiter liefern die Zenerdioden Z_8 , Z_7 die Basisspannungen für die Transistoren T_7 , T_8 . Im Zweig 7 ist der Strom durch die Zenerdiode Z_7 praktisch gleich dem Emitterstrom des Transistors T_7 , wobei der letztere Strom lediglich durch die Zenerspannung V_Z der Diode Z_8 im Zweig 8, die Basis-Emitter-Spannung V_{BE} des Transistors T_7 und den Wert R des Widerstandes R_7 im Zweig 7 bestimmt wird. Dies bedeutet, dass der Strom durch den Zweig 7 von der Spannung V_s über der Stromquelle 6 unabhängig ist. Ähnliches gilt für den Strom durch den Zweig 8 und also auch für den Gesamtstrom I_s , den die Stromquelle 6 liefert. Um die Verlustleistung pro Transistor zu beschränken, werden die Ströme durch die beiden Zweige 7, 8 durch passende Wahl der Widerstände R_7 , R_8 einander gleich gemacht. Der Gesamtstrom I_s beträgt dann

$$I_s = 2(V_Z - V_{BE})/R$$

und ist von der Spannung V_s über der Stromquelle 6 unabhängig. Dabei wird stillschweigend vorausgesetzt, dass die Spannung V_s grösser ist als die sogenannte Knie Spannung V_K , d. h. der Wert von V_s , für den die Schaltung nach Fig. 2 noch gerade als Stromquelle wirken kann. Für die in Fig. 2 dargestellte Ausführungsform ist V_K in angemessener Annäherung gleich $2V_Z$. Wenn eine sehr niedrige Knie Spannung V_K erwünscht ist, kann jede der Zenerdioden Z_7 , Z_8 in Fig. 2 durch die Reihenschaltung von zwei Siliziumdioden in der Durchlassrichtung ersetzt werden; V_K ist dann in angemessener Annäherung gleich $4V$, wobei die Durchlassspannung V_F einer Siliziumdiode um etwa eine Grössenordnung niedriger als die Zenerspannung V_Z einer Zenerdiode ist. Wenn eine weitere Beschränkung der Transistorverlustleistung erwünscht ist, kann die Emitter-Kollektor-

Strecke jedes der Transistoren T_7, T_8 von einem Widerstand R_7', R_8' überbrückt werden, der in Fig. 2 gestrichelt dargestellt ist; diese Widerstände R_7', R_8' gewährleisten ausserdem das automatische Starten der Stromquelle 6 beim Einschalten der Spannung V_s .

Der beschriebene elektronische Sender kann sowohl in stromgesteuerten als auch in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen verwendet werden.

In stromgesteuerten Systemen sind die Telegraphiesignale am Eingang der Telegraphieleitung 3 als Ströme definiert, die (nach Ablauf der Übergangserscheinungen) einen Sollwert, z. B. von 20 mA, aufweisen. Der Eingang des Empfängers 2 wird dann durch ein bipolares Relais 9 gebildet, dessen Impedanz so niedrig ist wie auf Grund der erforderlichen Empfindlichkeit beim Sollwertstrom praktisch möglich ist. Wenn der beschriebene Sender in derartigen stromgesteuerten Systemen verwendet wird, wird die Stromquelle 6 nach Fig. 2 durch eine geeignete Bemessung der Widerstände R_7, R_8 derart eingestellt, dass der gelieferte Strom I_s diesen Sollwert aufweist. Da in diesen stromgesteuerten Systemen die Spannung V_s über der Stromquelle 6 stets viel grösser als die Knie-spannung V_K ist, wirkt die Stromquelle 6 stets als eine praktisch ideale konstante Stromquelle.

In spannungsgesteuerten Systemen sind die Telegraphiesignale am Eingang der Telegraphieleitung 3 als Spannungen definiert, die (nach Ablauf der Übergangserscheinungen) einen Sollwert, z. B. von mindestens 75 V bei einer Telegraphenbatteriespannung von 80 V, aufweisen. Der Eingang des Empfängers 2 wird wieder durch ein polares Relais 9 gebildet, das nun aber an die Telegraphieleitung 3 über einen (in Fig. 1 nicht dargestellten) Reihenwiderstand angeschlossen wird, der genügend hoch ist, um den empfangenen Strom für alle gangbaren Längen der Telegraphieleitungen 3 auf Werte zu beschränken, die mit der Empfindlichkeit des bipolaren Relais 9 kompatibel sind; ein in der Praxis vielfach verwendeter Kompromisswert dieses Reihenwiderstandes ist 4 k Ω . Wenn der beschriebene Sender in derartigen spannungsgesteuerten Systemen verwendet wird, wird die Stromquelle 6 nach Fig. 2 durch eine geeignete Bemessung der Widerstände R_7, R_8 auf einen derart hohen Stromwert I_s eingestellt, dass unter allen Umständen der Strom auf der Empfangsseite durch die Spannung am Eingang der Telegraphieleitung 3 und die Gesamtimpedanz der Telegraphieleitung 3 und des Empfängers 2 bestimmt wird; dieser Stromwert I_s beträgt z. B. 50 mA. In diesen spannungsgesteuerten Systemen ist aber die Spannung V_s über der Stromquelle 6 nur während eines Polaritätsübergangs grösser als die Knie-spannung V_K , während der übrigen Zeit jedoch kleiner als diese Knie-spannung, so dass die Stromquelle 6 tatsächlich als Strombegrenzer wirkt, der während eines Polaritätsübergangs einen konstanten Strom mit dem eingestellten Wert I_s und während der übrigen Zeit einen Strom liefert, dessen Wert bei vorgegebener Telegraphenbatteriespannung durch den Gesamtreihenwiderstand der Telegraphieleitung 3 und des Empfängers 2 bestimmt wird.

In dem beschriebenen elektronischen Sender soll aber auch der Nebensprechstörung in benachbarten Fernsprechleitungen, die durch Signale der Telegraphieleitung 3 herbeigeführt wird, Aufmerksamkeit gewidmet werden. Um den Pegel dieser Nebensprechstörung herabzusetzen, wird der von der Stromquelle 6 gelieferte polare Leitungsstrom der Telegraphieleitung 3 über ein Ausgangsfilter 10 zugeführt. In vielen bekannten Telegraphiesystemen enthält das Ausgangsfilter 10 zwei Reihenspulen L_1, L_2 und einen Parallelkondensator C_1 . Die Grenzfrequenz eines derartigen LC-Filters 10 wird zwar um einen Faktor 1,5 bis 2 grösser als die Frequenz gewählt, die der Telegraphiergeschwindigkeit entspricht, aber für die noch immer allgemein angewandte Telegraphiergeschwindigkeit von 50 Baud liegt diese Grenzfrequenz derart niedrig, dass vor-

allem die Spulen L_1, L_2 viel Raum in Anspruch nehmen und ausserdem teuer sind. Beispielsweise sei ein noch vielfach verwendetes LC-Filter 10 mit den Werten $L_1 = L_2 = 1$ H und $C_1 = 2,2$ μ F aufgeführt, das ein Volumen von etwa 500 cm³ aufweist, sogar wenn moderne Herstellungstechniken angewandt werden.

Da das grosse Volumen des Ausgangsfilters 10 in Fig. 1 das wichtigste Hindernis für eine Miniaturisierung des Senders 1 bildet und dieses Volumen nahezu völlig durch die Spulen L_1, L_2 bestimmt wird, wurde bereits vorgeschlagen, den Sender 1 dadurch zu miniaturisieren, dass die Reihenspulen L_1, L_2 des Ausgangsfilters 10 weggelassen werden. Ein derartiges Ausgangsfilter 10, das nur einen Parallelkondensator C_1 enthält und somit sehr wenig Raum beansprucht, unterdrückt jedoch, wie gefunden wurde, die höheren Frequenzen in den Telegraphiesignalen in ungenügendem Masse, um die Nebensprechstörung in benachbarten Fernsprechleitungen innerhalb akzeptabler Grenzen zu halten. Die Signalformen der Spannungen und Ströme, die an verschiedenen Punkten des Senders 1 in Fig. 1 auftreten, wenn ein Ausgangsfilter 10 mit nur einem Parallelkondensator C_1 verwendet wird, sind skizzenweise in den Fig. 3 und 4 für strom- bzw. spannungsgesteuerte Systeme dargestellt.

In Fig. 3 und 4 zeigt das Zeitdiagramm a das zu übertragende binäre Informationssignal, zeigt das Zeitdiagramm b das zugehörige Kommandosignal D mit +TB als Referenzspannung und zeigt das Diagramm c das zugehörige Kommandosignal D mit -TB als Referenzspannung, wobei TB z. B. 80 V beträgt. Weiter zeigt das Zeitdiagramm d den polaren Leitungsstrom i_1 , wie er von der Stromquelle geliefert wird und der auf I_s eingestellt ist, wobei I_s in Fig. 3 gleich dem Sollendwert von z. B. 20 mA ist und I_s in Fig. 4 einen Wert von z. B. 50 mA aufweist; Fig. 4 zeigt ausserdem den Endwert I_s' des Stromes i_1 , der von dem Gesamtreihenwiderstand der Telegraphieleitung 3 und des Empfängers 2 abhängt und immer niedriger als der Wert I_s sein muss. Das Zeitdiagramm e in Fig. 3 zeigt den Strom i_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 und seinen Sollendwert I_s . Das Zeitdiagramm e in Fig. 4 zeigt die Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 und ihren Endwert TB', der höchstens um einen Sollbetrag von beispielsweise 5 V niedriger als TB ist.

Aus dem Diagramm e in Fig. 3 ergibt sich, dass der Strom i_2 zu den Zeitpunkten t_1 und t_2 der Polaritätsübergänge des Stromes i_1 eine diskontinuierliche Ableitung besitzt. Ebenso ergibt sich aus dem Diagramm e in Fig. 4, dass die Spannung V_2 eine diskontinuierliche Ableitung zu den Zeitpunkten t_1 und t_2 der Polaritätsübergänge des Stromes i_1 und ausserdem zu den Zeitpunkten t_3 und t_4 besitzt, zu denen die Spannung V_2 nach einem Übergang ihren Endwert TB' (und also der Strom i_1 seinen Endwert I_s' erreicht. Wie aus der Fourier-Analyse bekannt ist, sind gerade diese Diskontinuitäten für das Auftreten höherer Frequenzen in den Telegraphiesignalen und somit auch für das Nebensprechen zu benachbarten Fernsprechleitungen, das ja mit der Frequenz zunimmt, verantwortlich.

In Fig. 5 ist das Schaltbild einer ersten Ausführungsform eines elektronischen Senders für polare Gleichstromtelegraphie nach der Erfindung dargestellt. Elemente in Fig. 5, die Elementen in Fig. 1 entsprechen, sind in Fig. 5 mit denselben Bezugsziffern wie in Fig. 1 bezeichnet.

In dieser ersten Ausführungsform enthält das Ausgangsfilter 10 ausser dem bereits erwähnten Parallelkondensator C_1 noch zwei komplementäre Zweige 11 und 12, die zu der Telegraphieleitung 3 parallel sind, wobei infolge eines Polaritätsübergangs des von der Stromquelle 6 gelieferten Leitungsstroms i_1 mindestens einer der beiden Zweige 11, 12 einen Korrekturstromimpuls i_c mit einer der des Leitungsstroms i_1 entgegengesetzten Polarität der Telegraphieleitung 3 zuführt. Insbesondere ist jeder der beiden komplementären Zweige 11, 12 mit einer steuerbaren Hilfsstromquelle 13, 14 zur Lieferung des

Korrekturstromimpuls i_c und mit einem Steuerkreis 15, 16 versehen, der einen mit einem Polaritätsübergang des Leitungsstroms i_l zusammenfallenden Spannungssprung dem Schaltkreis 5 entnimmt und ein Differenzierungsnetzwerk und einen Begrenzer zur Lieferung eines begrenzten differenzierten Spannungssprungs als Steuerimpuls für die Hilfsstromquelle 13, 14 enthält.

In Fig. 5 wird die Hilfsstromquelle 13 durch einen pnp-Transistor T_{13} gebildet, dessen Emittor über einen Widerstand R_{13} mit dem positiven Pol +TB und dessen Kollektor mit der Telegraphieleitung 3 verbunden ist, während die Hilfsstromquelle 14 durch einen npn-Transistor T_{14} gebildet wird, dessen Emittor über einen Widerstand R_{14} mit dem negativen Pol -TB und dessen Kollektor mit der Telegraphieleitung 3 verbunden ist. Weiter ist in Fig. 5 der Eingang des Steuerkreises 15 mit dem Kollektor des Transistors T_2 im Schaltkreis 5 verbunden, während ebenso der Eingang des Steuerkreises 16 mit dem Kollektor des Transistors T_1 im Schaltkreis 5 verbunden ist. Im Steuerkreis 15 wird das Differenzierungsnetzwerk durch die Reihenschaltung eines Kondensators C_{15} und zweier Widerstände R_{15} , R_{17} zwischen dem Eingang und dem positiven Pol +TB und wird der Begrenzer durch eine Zenerdiode Z_{15} parallel zu dem Widerstand R_{17} gebildet; der Verbindungspunkt der Widerstände R_{15} , R_{17} im Steuerkreis 25 ist mit der Basis des Transistors T_{13} in der Hilfsstromquelle 13 verbunden. Ebenso wird im Steuerkreis 16 das Differenzierungsnetzwerk durch die Reihenschaltung eines Kondensators C_{16} und zweier Widerstände R_{16} , R_{18} zwischen dem Eingang und dem negativen Pol -TB und wird der Begrenzer durch eine Zenerdiode Z_{16} parallel zu dem Widerstand R_{18} gebildet; der Verbindungspunkt der Widerstände R_{16} , R_{18} im Steuerkreis 16 ist mit der Basis des Transistors T_{14} in der Hilfsstromquelle 14 verbunden.

Die Erläuterung der Wirkung des Senders nach Fig. 5 wird für Anwendungen in stromgesteuerten und in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen gegeben.

Wenn der Sender in Fig. 5 in stromgesteuerten Telegraphiesystemen verwendet wird, wird die Stromquelle 6 auf den Sollendwert I_s des Stromes i_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 eingestellt; in diesem Falle beträgt I_s z. B. 20 mA. Die Signalformen der Spannungen und Ströme, die in diesem Falle an verschiedenen Punkten des Senders in Fig. 5 auftreten, sind skizzenweise in den Zeitdiagrammen nach Fig. 6 dargestellt.

In Fig. 6 ist das zu übertragende binäre Informationssignal bei a dargestellt, während der dann gelieferte polare Leitungsstrom i_l infolge des Informationssignals a bei b dargestellt ist (vgl. die Zeitdiagramme a und d in Fig. 3). Dieser Leitungsstrom i_l weist einen positiven Wert $+I_s$ für $t < t_1$, einen negativen Wert $-I_s$ für $t_1 < t < t_2$ und wieder einen positiven Wert $+I_s$ für $t > t_2$ auf. An den Kollektoren der Transistoren T_2 und T_1 im Schaltkreis 5 treten dann die Spannungen CT_2 und CT_1 auf, wie bei c bzw. d angegeben ist. Diese Spannungen CT_2 und CT_1 weisen Sprünge zu den Zeitpunkten $t = t_1$ und $t = t_2$ der Polaritätsübergänge des von der Stromquelle 6 gelieferten Leistungsstroms i_l auf; diese Spannungssprünge werden zur Steuerung der Hilfsstromquellen 13 und 14 benutzt.

Insbesondere weist die Spannung CT_2 einen negativen Sprung zum Zeitpunkt $t = t_1$ auf, zu dem der Leitungsstrom i_l von seinem positiven Wert $+I_s$ zu seinem negativen Wert $-I_s$ übergeht. Denn kurz vor $t = t_1$ ist die Diode D_1 leitend, aber ist der Transistor T_2 nichtleitend, so dass CT_2 dann einen positiven Wert aufweist, der nahezu gleich dem positiven Endwert der Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 ist (dieser Endwert liegt in stromgesteuerten Systemen nicht fest, ist in der Praxis jedoch erheblich niedriger als +TB). Dagegen ist kurz nach $t = t_1$ der Transistor T_2 leitend, aber ist die Diode D_1 nichtleitend, so dass CT_2 dann einen negativen Wert aufweist, der nahezu gleich -TB ist. Im Steuerkreis 15 des Zweiges 11 wird der negative Spannungssprung von CT_2 zu $t = t_1$ differen-

ziert und auf die Zenerspannung der Diode Z_{15} begrenzt, wonach der auf diese Weise erhaltene Steuerimpuls der Basis des Transistors T_{13} der Hilfsstromquelle 13 zugeführt wird. Infolge dieses Steuerimpulses liefert der Transistor T_{13} dann einen positiven Korrekturstromimpuls i_c derselben Form wie der Steuerimpuls. Der Wert dieses positiven Korrekturstromimpulses i_c zu $t = t_1$ wird mit Hilfe des Widerstandes R_{13} auf etwa $2I_s$, d. h. die Grösse des Sprungs in dem Leitungsstrom i_l zu $t = t_1$, eingestellt.

Dieser Korrekturstromimpuls i_c , den der Zweig 11 des Ausgangsfilters 10 infolge des Polaritätsüberganges des Leitungsstroms i_l zum Zeitpunkt $t = t_1$ liefert, ist bei e in Fig. 6 dargestellt. Vom Zeitpunkt $t = t_1$ bis zum Zeitpunkt $t = t_1 + d$, zu dem der differenzierte Spannungssprung von CT_2 im Steuerkreis 15 kleiner als die Zenerspannung der Diode Z_{15} wird, weist der Korrekturstromimpuls i_c einen Wert auf, der nur wenig von $+2I_s$ abweicht (diese Abweichung wird durch das nichtideale Verhalten der Zenerdiode Z_{15} herbeigeführt) nach dem Zeitpunkt $t = t_1 + d$ nimmt der Wert des Korrekturstromimpulses i_c exponentiell mit einer Zeitkonstante ab, die durch das Differenzierungsnetzwerk C_{15} , R_{15} , R_{17} im Steuerkreis 15 bestimmt wird.

Wegen der Symmetrie sowohl des Schaltkreises 5 als auch des Ausgangsfilters 10 treffen die obenstehenden Betrachtungen mutatis mutandis auch für die Spannung CT_1 und den vom Zweig 12 gelieferten Korrekturstromimpuls i_c zu. So weist die Spannung CT_1 zum Zeitpunkt $t = t_2$, zu dem der Leitungsstrom i_l von seinem negativen Wert $-I_s$ zu seinem positiven Wert $+I_s$ übergeht, einen positiven Spannungssprung auf, aus dem der Steuerkreis 6 des Zweiges 12 einen Steuerimpuls für den Transistor T_{14} der Hilfsstromquelle 14 erzeugt, die infolge dieses Steuerimpulses einen negativen Korrekturstromimpuls i_c liefert, dessen Wert zu $t = t_2$ mit Hilfe des Widerstandes R_{14} auf etwa $2I_s$ eingestellt wird. Auch dieser Korrekturstromimpuls i_c , den der Zweig 12 des Ausgangsfilters 10 infolge eines Polaritätsübergangs des Leitungsstroms i_l zu $t = t_2$ liefert, ist bei e in Fig. 6 dargestellt.

Der Leitungsstrom i_l bei b und die Korrekturstromimpulse i_c bei e ergeben einen korrigierten Leitungsstrom $(i_l + i_c)$, der bei f in Fig. 6 dargestellt ist und der im Ausgangsfilter 10 dem Kondensator C_1 parallel zu der Telegraphieleitung 3 zugeführt wird. Im Gegensatz zu dem Leitungsstrom i_l , der abrupte Übergänge zu den Zeitpunkten $t = t_1$ und $t = t_2$ aufweist, weist der korrigierte Leitungsstrom $(i_l + i_c)$ gleichmässige Übergänge mit einem sich langsam ändernden Teil für $t_1 < t < t_1 + d$ und $t_2 < t < t_2 + d$ und einem sich schnell (gemäss einer exponentiellen Funktion ändernden Teil von $t = t_1 + d$ und $t = t_2 + d$ her auf. Der Strom i_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3, der infolge dieses korrigierten Leitungsstromes $(i_l + i_c)$ auftritt, ist bei g in Fig. 6 dargestellt.

Am Ende des Paragraphen D(1) wurde in bezug auf den bekannten Sender nach Fig. 1 bemerkt, dass vor allem die Diskontinuitäten der Ableitung des Stromes i_2 für das Auftreten höherer Frequenzen in den Signalen an der Telegraphieleitung 3 und somit für das Nebensprechen zu benachbarten Fernsprechleitungen verantwortlich sind. Nun kann nachgewiesen werden, dass die Diskontinuitäten der Ableitung des Stromes i_2 den Diskontinuitäten des Stromes proportional sind, der der Parallelschaltung des Kondensators C_1 und der Telegraphieleitung 3 zugeführt wird. Dank der Tatsache, dass der letztere Strom in dem Sender nach Fig. 5 nicht der Leitungsstrom i_l , der grosse Diskontinuitäten aufweist (siehe b in Fig. 6), sondern der korrigierte Leitungsstrom $(i_l + i_c)$ ist, der sogar gar keine Diskontinuitäten aufweist (siehe f in Fig. 6), ist der Anteil der höheren Frequenzen im Strom i_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 erheblich kleiner für den Sender nach Fig. 5 als für den Sender nach Fig. 1 und dementsprechend ist auch der Störpegel in benachbarten Fernsprechleitungen niedriger.

Ausführliche Versuche haben ergeben, dass durch die Anwendung der beschriebenen Massnahmen in dem Sender nach Fig. 5 Werte dieses Störpegels erreicht werden können, die den unter Verwendung bekannter LC-Filter erhaltenen Werten sehr nahe kommen. Als Beispiel sei ein Vergleich der Sender in Fig. 1 und Fig. 5 für eine Telegraphiergeschwindigkeit von 50 Baud durchgeführt, wobei der Störpegel mit Hilfe eines Posphometers mit einer von der CCITT vorgeschriebenen Wägungskurve bestimmt wird. Wenn der Störpegel für den Sender nach Fig. 1 mit dem bereits erwähnten LC-Filter ($L_1 = L_2 = 1\text{ H}$ und $C_1 = 2,2\text{ }\mu\text{F}$) als Bezugspegel gewählt wird, wird für den Sender nach Fig. 5 ein Störpegel gefunden, der höchstens 20% oberhalb dieses Bezugspegels liegt, ohne dass das Ausgangsfilter 10 abgeregelt wird (durch Abregelung können beträchtlich niedrigere Werte als 20% erreicht werden). Der Störpegel für den Sender nach Fig. 5 bleibt also reichlich unterhalb des Wertes gleich dem Zweifachen dieses Bezugspegels, welcher Wert als eine obere Grenze von gewissen Fernmeldeämtern vorgeschrieben wird.

Diese günstigen Werte des Störpegels in benachbarten Fernsprechleitungen sind ausserdem mit einer nur geringen Verzerrung der Telegraphiesignale selber gepaart. Denn die positiven und negativen Korrekturstromimpulse i_c werden zwar im Ausgangsfilter 10 der Fig. 5 von zwei verschiedenen komplementären Zweigen 11 und 12 geliefert, aber übrigens sind diese Zweige 11 und 12 identisch, so dass nur die Toleranzen der Elemente im Ausgangsfilter 10 zu Unterschieden in der Verschiebung der charakteristischen Zeitpunkte des Stromes i_z (die Nulldurchgänge von i_z) führen können. Es stellt sich aber heraus, dass die dadurch herbeigeführte Telegraphieverzerrung unterhalb des in der Praxis annehmbaren Wertes von 2% gehalten werden kann, ohne dass den Elementen im Ausgangsfilter 10 hohe Anforderungen gestellt werden, so dass keine teureren Elemente benutzt zu werden brauchen.

Da sowohl die Anzahl als auch der Umfang dieser Elemente klein sind, beansprucht das Ausgangsfilter 10 in Fig. 5 nur wenig Raum. Dies kann durch die Filter, die bei dem oben bereits erwähnten Vergleich der Sender nach Fig. 1 und Fig. 5 verwendet sind, illustriert werden: Das LC-Filter in Fig. 1 weist ein Volumen von etwa 500 cm^3 auf und eignet sich weiter nicht für Printmontage; dagegen eignet sich das Ausgangsfilter 10 der Fig. 5 gut für Printmontage und beansprucht dann nur eine Oberfläche von etwa 10 cm^2 bei der in dieser Technik normalen Bauhöhe von 14 mm. Durch Anwendung der beschriebenen Massnahmen im Sender der Fig. 5 kann also eine sehr zweckmässige Miniaturisierung des Senders als ganzes verwirklicht werden. Ein weiterer Vorteil der beschriebenen Massnahmen ist der, dass in Abweichung von dem LC-Filter in Fig. 1 das Ausgangsfilter 10 in Fig. 5 keinen unerwünschten Spannungsverlust ergibt, weil sowohl der Kondensator C_1 als auch beide Zweige 11, 12 zu der Telegraphieleitung 3 parallelgeschaltet sind.

Der Sender nach Fig. 5 kann auch in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen verwendet werden und in diesem Falle wird die Stromquelle 6 auf einen Stromwert I_s von z. B. 50 mA eingestellt, der derart hoch ist, dass unter allen Umständen der empfangsseitige Strom durch die Impedanz der Telegraphieleitung 3 und des Empfängers 2 zusammen bestimmt wird. Die Signalformen der Spannungen und Ströme, die dann an verschiedenen Punkten in dem Sender nach Fig. 5 auftreten, sind in Fig. 7 auf gleiche Weise wie in Fig. 6 dargestellt, jedoch mit dem Unterschied, dass das Zeitdiagramm g der Fig. 7 die Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 und nicht den Strom i_z zeigt.

Der Leitungsstrom i_1 bei b weist dieselbe Form wie der Leitungsstrom i_1 bei d in Fig. 4 auf. Die Spannungen CT_2 und CT_1 bei c und d in Fig. 7 unterscheiden sich von denen bei c und d in Fig. 6, weil in spannungsgesteuerten Systemen der Endwert

TB' der Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 nur wenig von der Spannung TB der Telegraphenbatterie abweicht. Ferner werden die Werte der Korrekturstromimpulse i_c bei e in Fig. 7 zu den Zeitpunkten $t = t_1$ und $t = t_2$ wieder auf etwa die Grösse des Sprunges in dem Leitungsstrom i_1 bei b in Fig. 7 zu diesen Zeitpunkten eingestellt (diese Werte sind nicht dieselben wie in stromgesteuerten Systemen).

Auch in diesem Falle ist der Anteil der höheren Frequenzen in der Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 und also der Störpegel in benachbarten Fernsprechleitungen kleiner für den Sender nach Fig. 5 als für den Sender nach Fig. 1, weil auch in diesem Falle die abrupten Übergänge des Leitungsstroms i_1 zu den Zeitpunkten $t = t_1$ und $t = t_2$ nicht mehr in dem korrigierten Leitungsstrom ($i_1 + i_c$) vorkommen, wie bei f in Fig. 7 dargestellt ist. Dagegen sind die abrupten Übergänge des Leitungsstroms i_1 zu den Zeitpunkten $t = t_3$ und $t = t_4$, zu denen die Spannung V_2 ihren Endwert TB' erreicht (siehe g und b in Fig. 7) noch stets im korrigierten Leitungsstrom ($i_1 + i_c$) vorhanden, wie bei f in Fig. 7 dargestellt ist. Die Grösse der Diskontinuitäten in der Ableitung der Spannung V_2 zu $t = t_3$ und $t = t_4$ (siehe g in Fig. 7) ist jedoch viel kleiner als die zu $t = t_1$ und $t = t_2$ ohne die beschriebene Korrektur (siehe e in Fig. 4), so dass bei Anwendung des Senders nach Fig. 5 in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen doch noch eine erhebliche Herabsetzung des Störpegels in benachbarten Fernsprechleitungen erreicht wird.

In Fig. 8 ist das Schaltbild einer zweiten Ausführungsform eines elektronischen Telegraphiesenders nach der Erfindung dargestellt. Diese zweite Ausführungsform ist insbesondere für Anwendung in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen eingerichtet und ergibt sich in diesem Falle Resultate, die den Resultaten der ersten Ausführungsform nach Fig. 5 bei Anwendung in stromgesteuerten Systemen entsprechen. Elemente in Fig. 8, die Elementen in Fig. 1 entsprechen, sind in Fig. 8 mit denselben Bezugsziffern wie in Fig. 1 bezeichnet.

Auch in dieser zweiten Ausführungsform enthält das Ausgangsfilter 10 ausser dem Parallelkondensator C_1 zwei komplementäre Zweige 11 und 12 parallel zu der Telegraphieleitung 3. Nun ist aber jeder der beiden Zweige 11, 12 mit einem Hilfskondensator C_{21} bzw. C_{22} und mit einem zusätzlichen Schaltkreis versehen, der die Eingangsspannung V_2 der Telegraphieleitung 3 empfängt und der den Hilfskondensator C_{21} bzw. C_{22} nur für Werte der Spannung V_2 , die grösser als eine Schwellwertspannung VT gleich einem vorgegebenen Bruchteil des Sollendwertes TB' der Spannung V_2 in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen sind, mit der Telegraphieleitung 3 verbindet.

Im Zweig 11 der Fig. 8 ist der Hilfskondensator C_{21} mit dem positiven Pol +TB verbunden und wird der zusätzliche Schaltkreis durch einen pnp-Transistor T_{21} mit einer Diode D_{21} zwischen dem Emitter und der Basis des Transistors T_{21} gebildet, wobei die Emitter-Basis-Diode und die Diode D_{21} entgegengesetzte Polaritäten aufweisen und der Emitter mit dem Hilfskondensator C_{21} und der Kollektor mit der Telegraphieleitung 3 verbunden ist. Ebenso ist im Zweig 12 der Hilfskondensator C_{22} mit dem negativen Pol -TB verbunden und wird der zusätzliche Schaltkreis durch einen npn-Transistor T_{22} mit einer Diode D_{22} zwischen dem Emitter und der Basis des Transistors T_{22} gebildet, wobei die Emitter-Basis-Diode und die Diode D_{22} entgegengesetzte Polaritäten aufweisen und der Emitter mit dem Hilfskondensator C_{22} und der Kollektor mit der Telegraphieleitung 3 verbunden ist.

Da der Sollendwert TB' der Spannung V_2 und der Wert TB der Telegraphenbatteriespannung nur wenig voneinander verschieden sind, wird die Schwellwertspannung VT in Fig. 8 unmittelbar der Telegraphenbatterie mit Hilfe eines Spannungsteilers mit Widerständen R_{21} , R_{23} , R_{24} , R_{22} in Reihe zwischen dem positiven Pol +TB und dem negativen Pol -TB entnommen. Die Schwellwertspannung +TV für den zusätzlichen

Schaltkreis des Zweiges 11 tritt im Verbindungspunkt der Widerstände R_{21} , R_{23} auf, welcher Verbindungspunkt mit der Basis des Transistors T_{21} verbunden ist. Ebenso tritt die Schwellwertspannung $-V_T$ für den zusätzlichen Schaltkreis des Zweiges 12 im Verbindungspunkt der Widerstände R_{22} , R_{24} auf, welcher Verbindungspunkt mit der Basis des Transistors T_{22} verbunden ist. Der Deutlichkeit halber sind die Widerstände R_{23} und R_{24} in Fig. 8 als gesonderte Elemente dargestellt; in der Praxis werden sie aber zu einem Widerstand zusammengebaut.

Der Sender nach Fig. 8 wird in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen verwendet und die Stromquelle 6 ist also wieder auf den Stromwert I_s von z. B. 50 mA eingestellt, der im Paragraphen D(3) für diese Anwendung erwähnt ist. Die Signalformen der Spannungen und Ströme, die dann an verschiedenen Punkten in dem Sender nach Fig. 8 auftreten, sind skizzenweise in den Zeitdiagrammen nach Fig. 9 dargestellt. Dabei wird angenommen, dass die Schwellwertspannung V_T für die Schaltkreise der Zweige 11, 12 des Ausgangsfilters 10 gleich etwa 90% des Endwertes TB' der Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 ist.

In Fig. 9 ist das zu übertragende binäre Informationssignal bei a dargestellt und der dann von der Stromquelle 6 gelieferte polare Leitungsstrom i_l ist bei b dargestellt (vgl. die Zeitdiagramme a und d in Fig. 4). Die Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 infolge des korrigierten Leitungsstroms ($i_l + i_c$) ist bei c in Fig. 9 dargestellt, wobei die Korrekturstromimpulse i_c , die von den Zweigen 11, 12 des Filters 10 geliefert werden, bei d dargestellt sind und der korrigierte Leitungsstrom ($i_l + i_c$) selber, d. h. die Kombination des Leitungsstroms i_l bei b und der Korrekturstromimpulse i_c bei d, ist bei e dargestellt.

In dem Sender nach Fig. 8 wird die Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 für die Steuerung der zusätzlichen Schaltkreise der Zweige 11, 12 des Ausgangsfilters 10 benutzt.

Kurz vor dem Zeitpunkt $t = t_1$, zu dem der Leitungsstrom i_l zu seinem negativen Höchstwert $-I_s$ übergeht, hat die Spannung V_2 ihren positiven Endwert $+TB'$ erreicht, der grösser als die positive Schwellwertspannung $+V_T$ ist. Im Zweig 11 des Filters 10 sind dann die Kollektor-Basis-Diode des Transistors T_{21} und die Diode D_{21} in ihrem leitenden Zustand, so dass der Hilfskondensator C_{21} über diese leitenden Dioden zu dem Kondensator C_1 und also auch zu der Telegraphieleitung 3 parallel geschaltet ist.

Infolge des Polaritätsübergangs des Leitungsstroms i_l zum Zeitpunkt $t = t_1$ beginnt der Kondensator C_1 sich zu entladen und somit die Spannung V_2 abzunehmen, wodurch die Diode D_{21} sofort in ihren nichtleitenden Zustand gelangt, aber die Emitter-Basis-Diode des Transistors T_{21} wird dagegen leitend, so dass der Hilfskondensator C_{21} zu der Telegraphieleitung 3 nach wie vor parallel geschaltet ist. Kurz nach dem Zeitpunkt $t = t_1$ fliesst der negative Leitungsstrom $i_l = -I_s$ zu der Parallelanordnung des Hilfskondensators C_{21} , des Kondensators C_1 und der Telegraphieleitung 3, so dass der negative Strom zu der Parallelanordnung des Kondensators C_1 und der Telegraphieleitung 3 – der korrigierte Leitungsstrom ($i_l + i_c$) – dann kleiner als im ursprünglichen am Ende des Paragraphen D(1) betrachteten Falle ist, in dem das Filter 10 lediglich den Kondensator C_1 enthält, wodurch die Abnahme der Spannung V_2 mit einer entsprechend grösseren Zeitkonstante erfolgt. Dies bedeutet, dass vom Zeitpunkt $t = t_1$ an der Zweig 11 des Filters 10 einen positiven Korrekturstromimpuls i_c für den negativen Leitungsstrom i_l liefert. Die resultierende Korrektur setzt sich bis zum Zeitpunkt $t = t_1'$ fort, zu dem die Spannung V_2 unter die positive Schwellwertspannung $+V_T$ herabsinkt, wodurch die Emitter-Basis-Diode des Transistors T_{21} in den nichtleitenden Zustand gelangt und der Hilfskondensator C_{21} nicht mehr mit der Telegraphieleitung 3 verbunden ist.

Von diesem Zeitpunkt $t = t_1'$ an erfolgt die Abnahme der Spannung V_2 mit der ursprünglichen Zeitkonstante, d. h. der Zeitkonstante der Parallelanordnung des Kondensators C_1 und der Telegraphieleitung 3, und dies wird bis zum Zeitpunkt $t = t_3'$ fortgesetzt, zu dem die Spannung V_2 unter die negative Schwellwertspannung $-V_T$ des Zweiges 12 herabsinkt. Im Zweig 12 des Filters 10 gelangen dann die Kollektor-Basis-Diode des Transistors T_{22} und die Diode D_{22} in ihren leitenden Zustand, so dass der Hilfskondensator C_{22} über diese leitenden Dioden zu dem Kondensator C_1 und der Telegraphieleitung 3 parallelgeschaltet wird. Von diesem Zeitpunkt $t = t_3'$ an fliesst der negative Leitungsstrom $i_l = -I_s$ zu der Parallelanordnung des Hilfskondensators C_{22} , des Kondensators C_1 und der Telegraphieleitung 3, so dass wieder der negative Strom zu der Parallelanordnung des Kondensators C_1 und der Telegraphieleitung 3 kleiner als im ursprünglichen Falle ist und also die Abnahme der Spannung V_2 mit einer entsprechend grösseren Zeitkonstante erfolgt. Dies bedeutet, dass von dem Zeitpunkt $t = t_3'$ an der Zweig 12 des Filters 10 einen positiven Korrekturstromimpuls i_c für den negativen Leitungsstrom i_l liefert. Die resultierende Korrektur wird bis zum Zeitpunkt $t = t_3$ fortgesetzt, zu dem die Spannung V_2 ihren negativen Endwert $-TB'$ erreicht und der Leitungsstrom i_l auf seinen negativen Endwert zurückfällt, der, wie bereits erwähnt, viel kleiner als der negative Höchstwert $-I_s$ ist.

Infolge des Polaritätsübergangs des Leitungsstroms i_l zu dem Zeitpunkt $t = t_1$ liefert also zunächst der Zweig 11 des Filters 10 einen Korrekturstromimpuls i_c vom Zeitpunkt $t = t_1$ bis zum Zeitpunkt $t = t_1'$ und dann liefert der Zweig 12 des Filters 10 einen Korrekturstromimpuls i_c vom Zeitpunkt $t = t_3'$ bis zum Zeitpunkt $t = t_3$, wobei diese Korrekturstromimpulse i_c beide eine positive Polarität, d. h. eine der des negativen Leitungsstroms $i_l = -I_s$ nach dem Zeitpunkt $t = t_1$ entgegengesetzte Polarität aufweisen. Wegen der Symmetrie des Schaltkreises 5 und des Filters 10 gelten die obenstehenden Betrachtungen mutatis mutandis auch für den Polaritätsübergang des Leitungsstroms i_l zum Zeitpunkt $t = t_2$ und die Korrekturstromimpulse i_c , die infolge dieses Übergangs von dem Zweig 12 vom Zeitpunkt $t = t_2$ bis zum Zeitpunkt $t = t_2'$ und vom Zweig 11 vom Zeitpunkt $t = t_4'$ bis zum Zeitpunkt $t = t_4$ geliefert werden. Die Werte der Korrekturstromimpulse i_c zu den Zeitpunkten $t = t_1$ und $t = t_2$ werden durch das Verhältnis der Kapazität der Hilfskondensatoren C_{21} und C_{22} zu der Kapazität des Kondensators C_1 bestimmt und diese Werte werden auf etwa 80% des Sprunges im Leitungsstrom i_l zu diesen Zeitpunkten eingestellt. Dadurch sind die Werte der Korrekturstromimpulse i_c zu den Zeitpunkten $t = t_3$ und $t = t_4$ dann ebenfalls gleich etwa 80% des Sprunges im Leitungsstrom i_l zu diesen Zeitpunkten.

Durch Anwendung der beschriebenen Massnahmen wird erreicht, dass die Grösse der Diskontinuitäten in dem korrigierten Leitungsstrom ($i_l + i_c$) zu den Zeitpunkten $t = t_1, t_3, t_2, t_4$ und $t = t_1', t_3', t_2', t_4'$ (siehe e in Fig. 9) viel geringer als die der Diskontinuitäten im Leitungsstrom i_l zu den Zeitpunkten $t = t_1, t_3, t_2, t_4$ (siehe b in Fig. 9) ist. Wie ausführlich im Paragraphen D(3) erläutert wurde, hat diese Leitungsstromkorrektur zur Folge, dass der Anteil der höheren Frequenzen in der Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 (siehe c in Fig. 9) erheblich kleiner für den Sender nach Fig. 8 als für den Sender nach Fig. 1 ist; dementsprechend ist auch der Störpegel in benachbarten Fernsprechleitungen niedriger.

Was den Störpegel in benachbarten Fernsprechleitungen und die Verzerrung der Telegraphiesignale selber anbelangt, haben ausführliche Experimente ergeben, dass die Anwendung des Senders nach Fig. 8 in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen dieselben günstigen Resultate wie die Anwendung des Senders nach Fig. 5 in stromgesteuerten Telegraphiesystemen ergibt.

Die Erwägungen in bezug auf die Anzahl, den Umfang und

den Preis der Elemente des Filters 10 im Sender nach Fig. 5 treffen auch für die Elemente des Filters 10 im Sender nach Fig. 8 zu, so dass auch im letzteren Falle eine sehr zweckmässige Miniaturisierung des Senders als Ganzes erzielt werden kann.

In dem Sender nach Fig. 5 erfolgt die Steuerung der Hilfsstromquellen 13, 14 im Ausgangsfilter 10 mit Hilfe von Spannungssprüngen, die mit Polaritätsübergängen des Leitungsstroms i_1 zusammenfallen und die dem Schaltkreis 5 entnommen werden. So wird für die Steuerung der Hilfsstromquelle 13 der negative Sprung in der Spannung CT_2 am Kollektor des Transistors T_2 im Schaltkreis 5 zum Zeitpunkt $t = t_1$ benutzt (siehe c in Fig. 6 und Fig. 7). Wenn der Sender nach Fig. 5 in stromgesteuerten Telegraphiesystemen verwendet wird, kann auch der negative Sprung in der Spannung CT_1 am Kollektor des Transistors T_1 zu diesem Zeitpunkt $t = t_1$ (siehe d in Fig. 6) statt des negativen Sprungs in der Spannung CT_2 zu diesem Zeitpunkt für die Steuerung der Hilfsstromquelle 13 benutzt werden. Der letztere Sprung ist aber viel grösser, so dass die in Fig. 5 dargestellte Möglichkeit aus praktischen Gründen zu bevorzugen ist. Wenn der Sender nach Fig. 5 in spannungsgesteuerten Telegraphiesystemen verwendet wird, kann der Übergang der Spannung CT_1 vom Zeitpunkt $t = t_1$ an (siehe d in Fig. 7) aber nicht für die Steuerung der Hilfsstromquelle 13 benutzt werden, weil dieser Übergang für eine genaue Steuerung zu gleichmässig verläuft, so dass in diesem Falle nur die in Fig. 5 dargestellte Möglichkeit praktisch brauchbar ist.

Aus der Erläuterung im Paragraphen D(3) geht hervor, dass für die Anwendung des Senders nach Fig. 5 in stromgesteuerten Telegraphiesystemen die Symmetrie des Stromes i_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 (siehe g in Fig. 6) von grossem Interesse ist, um Telegraphieverzerrung zu vermeiden. Wenn die Transistoren T_1 , T_2 des Schaltkreises 5 und die Transistoren T_{13} , T_{14} des Ausgangsfilters 10 sich in ihrem nichtleitenden Zustand befinden, kann in diesen Transistoren Leakage infolge der ziemlich hohen Werte der dann über diesen Transistoren auftretenden Spannungen entstehen. Diese Leakage kann eine kleine Asymmetrie des Stromes i_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 und somit Telegraphieverzerrung herbeiführen.

In Fig. 10 ist eine Abwandlung des Senders nach Fig. 5 dargestellt, in der durch kleine Änderungen des Schaltkreises 5 und des Ausgangsfilters 10 verhindert wird, dass etwaige Leckströme in den Transistoren T_1 , T_2 und T_{13} , T_{14} bis in die Telegraphieleitung 3 eindringen. Was den Schaltkreis 5 in Fig. 10 anbelangt, besteht die Änderung darin, dass eine Diode D_3 in der Verbindung zwischen dem Transistor T_1 und der Stromquelle 6 und eine Diode D_4 in der Verbindung zwischen dem Transistor T_2 und der Stromquelle 6 angebracht wird, so dass etwaige Leckströme in diesen Transistoren die Telegraphieleitung 3 nicht erreichen können, während weiter ein Widerstand R_3 mit einem passend gewählten Wert zwischen den Kollektoren der Transistoren T_1 , T_2 angebracht wird, wodurch diese Leckströme abfliessen können. Was das Ausgangsfilter 10 in Fig. 10 anbelangt, besteht die Änderung darin, dass ein Kopplungskondensator C_4 grossen Wertes zwischen dem Verbindungspunkt der (übrigens ungeänderten) Zweige 11, 12 und der Telegraphieleitung 3 und weiter ein Widerstand R_4 grossen Wertes zwischen diesem Verbindungspunkt und Erde angebracht wird, so dass etwaige Leckströme in den Transistoren T_{13} , T_{14} abfliessen können, ohne dass sie die Telegraphieleitung 3 erreichen. Die letztere Änderung weist ausserdem den Vorteil auf, dass die Korrekturstromimpulse i_c nun kapazitiv eingekoppelt werden und dadurch gegenseitige Toleranzen der Hilfsstromquellen 13, 14 praktisch keinen Einfluss auf die Symmetrie des Stromes i_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 mehr ausüben.

Im Sender nach Fig. 8 können die komplementären Zweige 11, 12 des Ausgangsfilters 10 auch auf andere Weise als in Fig. 8 ausgeführt werden, ohne dass dadurch die im Paragraphen D(5)

erläuterte Wirkung dieses Senders wesentlich beeinflusst wird. Zur Illustrierung ist in Fig. 11 eine derartige Abwandlung des Zweiges 11 im Ausgangsfilter 10 des Senders nach Fig. 8 dargestellt. In Fig. 11 ist der Hilfskondensator C_{21} unmittelbar (also ohne Vermittlung der in der Mitte geerdeten Telegraphenbatterie) mit Erde verbunden und ist die Diode D_{21} zwischen dem Emittor und dem Kollektor des Transistors T_{21} (statt zwischen Emittor und Basis) angebracht. Die Werte der Spannungen, die über dem Hilfskondensator C_{21} und der Diode D_{21} in Fig. 11 auftreten, sind aber viel grösser als diese Werte in der Ausführungsform nach Fig. 8, in welchem letzteren Falle diese Spannungen nicht grösser als der Unterschied zwischen der Telegraphenbatteriespannung TB und der etwa 15 % niedrigeren Schwellwertspannung VT werden. Die in Fig. 8 gezeigte Ausführungsform ist denn auch in der Praxis zu bevorzugen, weil weniger strenge Anforderungen an die Elemente C_{21} und D_{21} als in der Ausführungsform nach Fig. 11 gestellt zu werden brauchen.

Aus der Erläuterung der Wirkung des Senders nach Fig. 8 im Paragraphen D(3) geht hervor, dass in den Zeitintervallen, in denen die Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 von ihrem positiven (negativen) zu ihrem negativen (positiven) Endwert übergeht, der Absolutwert der Ableitung der Spannung V_2 während der Teilintervalle verkleinert wird, in denen einer der Hilfskondensatoren C_{21} , C_{22} der Zweige 11, 12 im Ausgangsfilter 10 zu dem Kondensator C_1 parallelgeschaltet ist. So ist in den Zeitintervallen (t_1, t_3) und (t_2, t_4) bei c in Fig. 9 der Hilfskondensator C_{21} im Zweig 11 zu dem Kondensator C_1 während der Teilintervalle (t_1, t_1') und (t_4', t_4) parallelgeschaltet, wodurch die relative Verkleinerung der Ableitung der Spannung V_2 in beiden Teilintervallen dieselbe ist. Dagegen weist die Ableitung der Spannung V_2 in den genannten Teilintervallen nicht denselben Absolutwert auf, wie sich einfach nachweisen lässt und auch aus Fig. 9 ersichtlich ist.

Fig. 12 zeigt nun eine Abwandlung des Zweiges 11 im Ausgangsfilter 10 nach Fig. 8, in der durch Änderung des Schaltkreises dieses Zweiges 11 erreicht wird, dass der Absolutwert der Ableitung der Spannung V_2 für beide Teilintervalle, in denen der Hilfskondensator C_{21} mit der Telegraphieleitung 3 verbunden ist, praktisch gleich ist. Der Schaltkreis des Zweiges 11 nach Fig. 12 unterscheidet sich dadurch von dem nach Fig. 8, dass die Diode D_{21} der Fig. 8 nun durch einen npn-Transistor T_{23} ersetzt ist, dessen Emittor mit dem Hilfskondensator C_{21} , dessen Basis über einen Widerstand R_{25} mit dem Punkt, in dem die Schwellwertspannung $+VT$ auftritt (dem Verbindungspunkt der Widerstände R_{21} und R_{23}), und dessen Kollektor über einen Widerstand R_{27} mit dem positiven Pol $+TB$ verbunden ist. Weiter ist in Fig. 12 der Emittor des Transistors T_{21} über eine Diode D_{23} mit dem Hilfskondensator C_{21} verbunden. Es besteht kein wesentlicher Unterschied in der Wirkung zwischen dem Zweig 11 nach Fig. 8 und dem Zweig 11 nach Fig. 12 in bezug auf das Teilintervall, in dem die Spannung V_2 von ihrem positiven Endwert $+TB'$ bis unterhalb der positiven Schwellwertspannung $+VT$ herabsinkt (d. h. das Teilintervall (t_1, t_1') in Fig. 9). Wie einfach geprüft werden kann, ist in Fig. 12 die Emittor-Basis-Diode des Transistors T_{23} dann nicht leitend, aber sind die Diode D_{23} und die Emittor-Basis-Diode des Transistors T_{21} dann wohl leitend, so dass der Verbindungsweg zwischen dem Hilfskondensator C_{21} und der Telegraphieleitung 3 dann praktisch derselbe wie in Fig. 8 ist, in der ja die Diode D_{21} dann nicht leitend, aber die Emittor-Basis-Diode des Transistors T_{21} dann wohl leitend ist. In diesem Falle liefert der Zweig 11 der Fig. 12 also praktisch denselben Korrekturstromimpuls i_c wie der Zweig 11 in Fig. 8.

Dagegen besteht wohl ein Unterschied in der Wirkung zwischen dem Zweig 11 in Fig. 8 und dem Zweig 11 in Fig. 12 in bezug auf das Teilintervall, in dem die Spannung V_2 von der positiven Schwellwertspannung $+VT$ auf ihren positiven End-

wert $+TB'$ ansteigt (d. h. für Fig. 8 das Intervall (t_4', t_4) in Fig. 9). Wenn in Fig. 12 die Spannung V_2 die Schwellwertspannung $+VT$ überschreitet, gelangen die Kollektor-Basis-Diode des Transistors T_{21} und die Emmitter-Basis-Diode des Transistors T_{23} in ihren leitenden Zustand (die Diode D_{23} und die Emmitter-Basis-Diode des Transistors T_{21} bleiben dann nicht leitend). Zwischen dem Hilfskondensator C_{21} und der Telegraphieleitung 3 wird dann ein Verbindungsweg erhalten, der eine leitende Diode und einen leitenden Transistor T_{23} und also nicht wie in Fig. 8 nur zwei leitende Dioden enthält. In Abweichung von Fig. 8, in der der Korrekturstrom i_c gleich dem Strom durch den Hilfskondensator C_{21} ist, ist in Fig. 12 der Korrekturstrom i_c gleich dem Basisstrom des Transistors T_{23} und somit viel kleiner als der Strom durch den Hilfskondensator C_{21} , der ja gleich dem Emmitterstrom des Transistors T_{23} ist. Dies bedeutet, dass für den der Telegraphieleitung 3 zugeführten Korrekturstrom i_c in dem betrachteten Verbindungsweg eine Schwächung auftritt, wodurch der im betreffenden Teilintervall korrigierte Leitungsstrom $(i_1 + i_c)$ für Fig. 12 grösser als für Fig. 8 ist und demzu-

folge die Spannung V_2 schneller ihren positiven Endwert $+TB'$ erreicht. Mit Hilfe der Widerstände R_{25} , R_{27} wird das Verhältnis zwischen Basisstrom und Emmitterstrom des Transistors T_{23} derart eingestellt, dass der Absolutwert der Ableitung der Spannung V_2 für die beiden Teilintervalle, in denen der Hilfskondensator C_{21} mit der Telegraphieleitung 3 verbunden ist, praktisch gleich ist.

Die in Fig. 12 dargestellte Änderung des Zweiges 11 im Ausgangsfilter 10 der Fig. 8 kann auf entsprechende Weise im komplementären Zweig 12 dieses Filters 10 vorgenommen werden. Eine derartige Änderung ergibt einen Sender mit einer zusätzlichen Einstellmöglichkeit der Zweige 11, 12 im Ausgangsfilter 10 (und zwar die für den Zweig 11 in Fig. 12 beschriebene Möglichkeit zur Änderung des gegenseitigen Verhältnisses der Widerstände R_{25} , R_{27}) und bietet dadurch den Vorteil, dass das gewünschte Ausmass der Symmetrie der Spannung V_2 am Eingang der Telegraphieleitung 3 für einen grösseren Bereich von Telegraphieleitungsimpedanzen als bei Anwendung des Senders nach Fig. 8 erhalten werden kann.

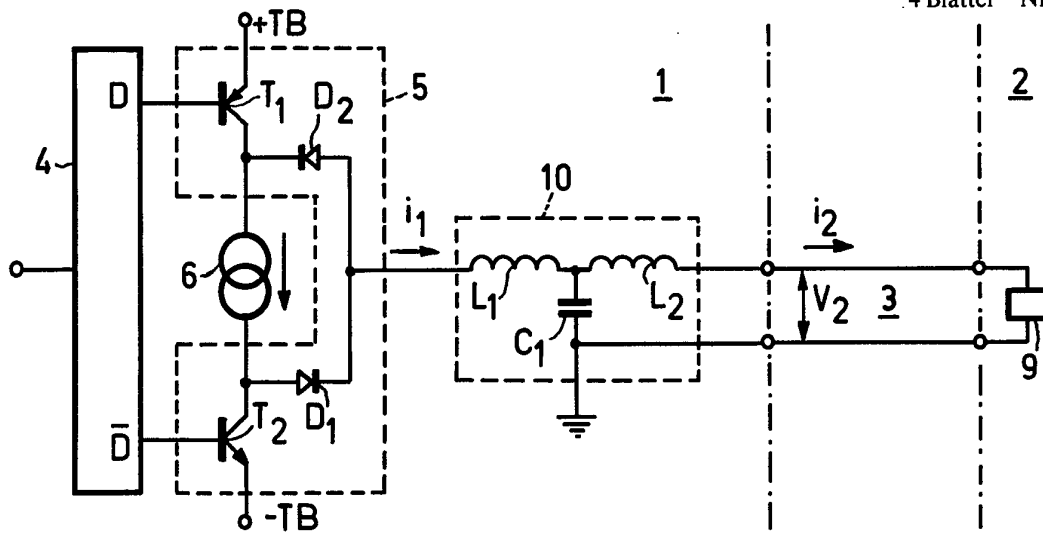


Fig. 1

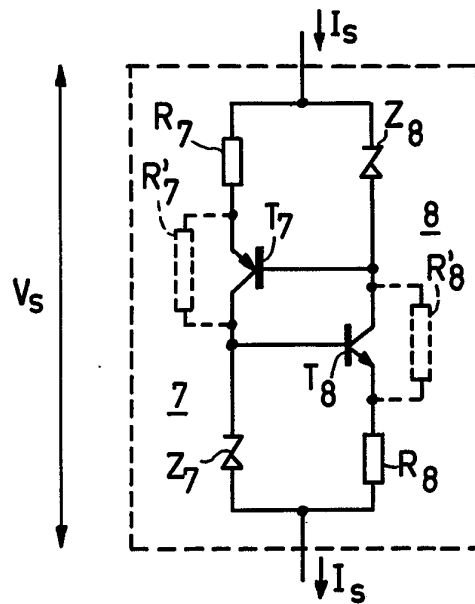


Fig. 2

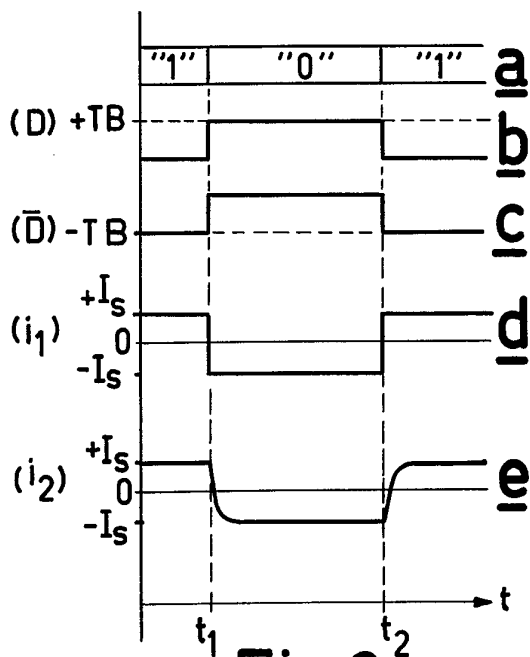


Fig. 3

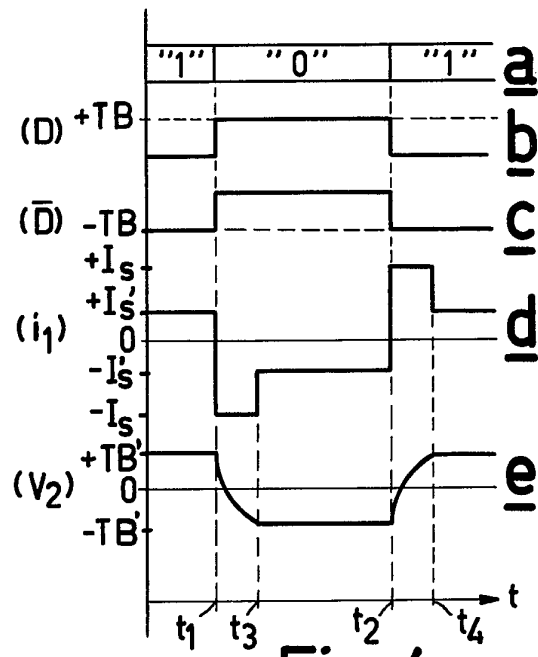


Fig. 4

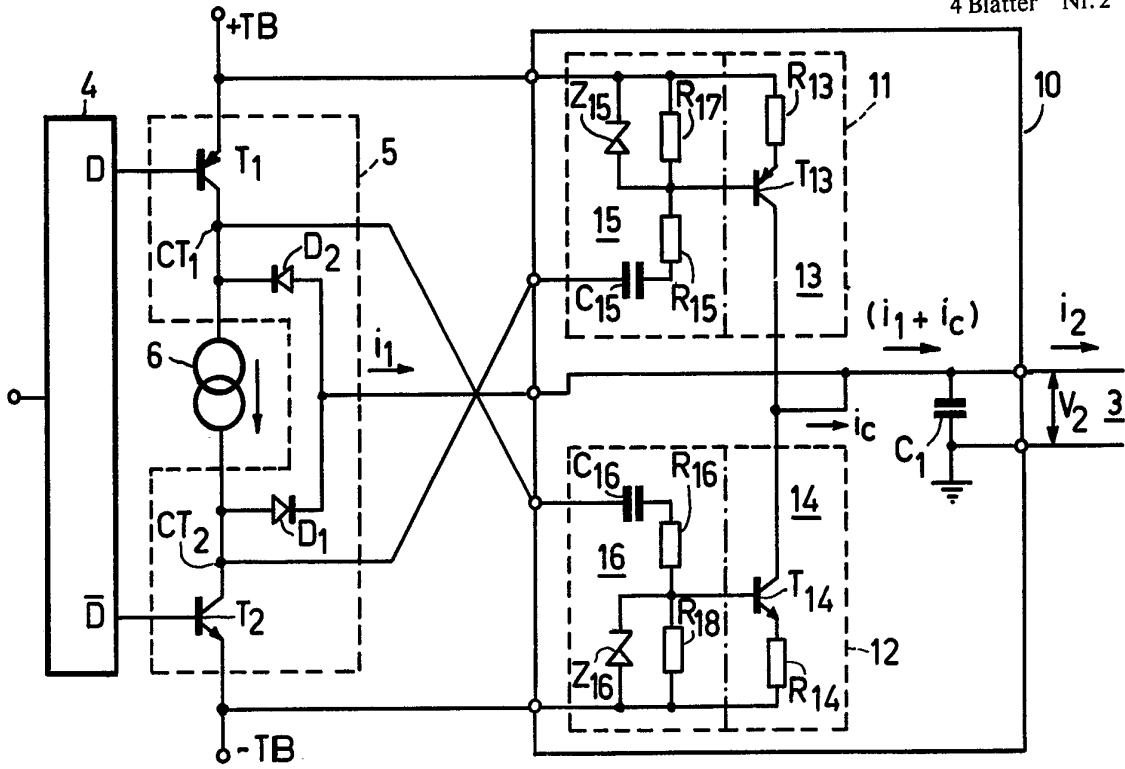
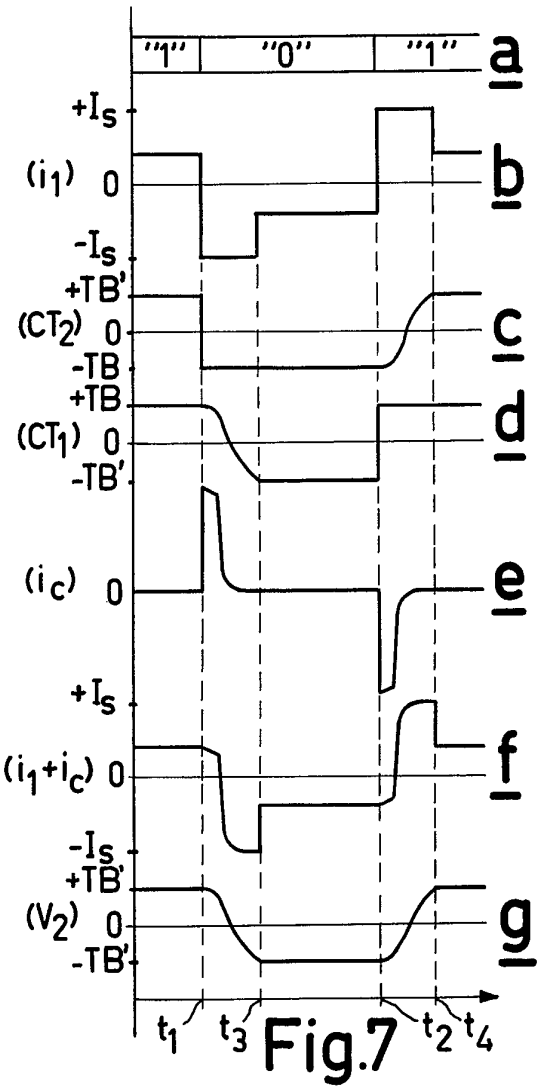
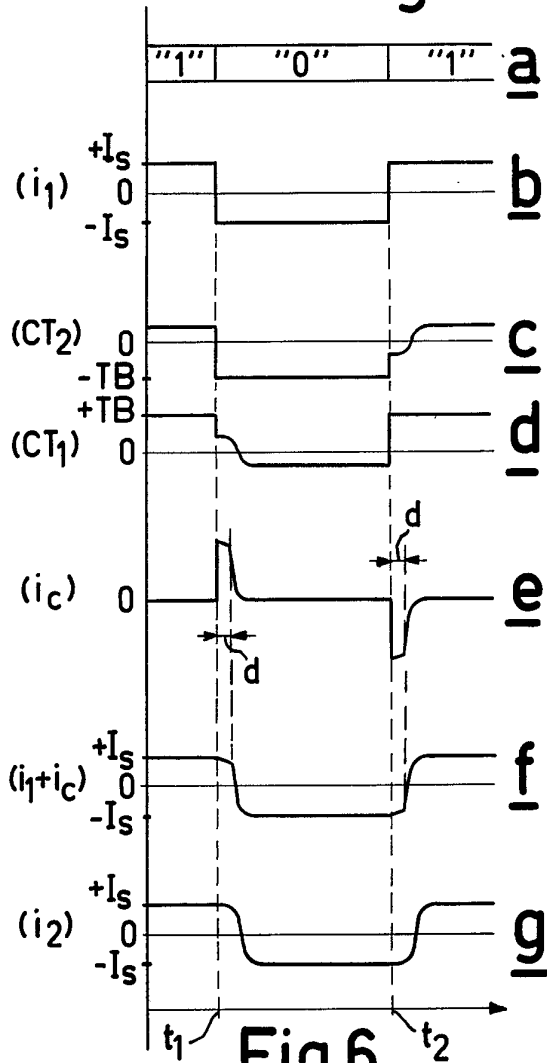


Fig.5



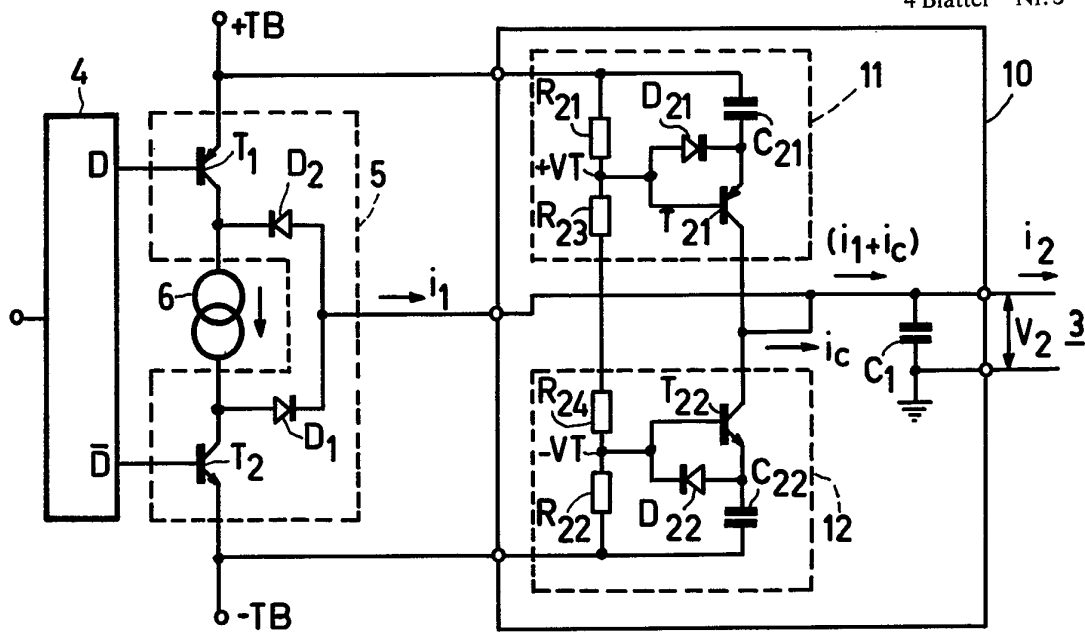


Fig.8

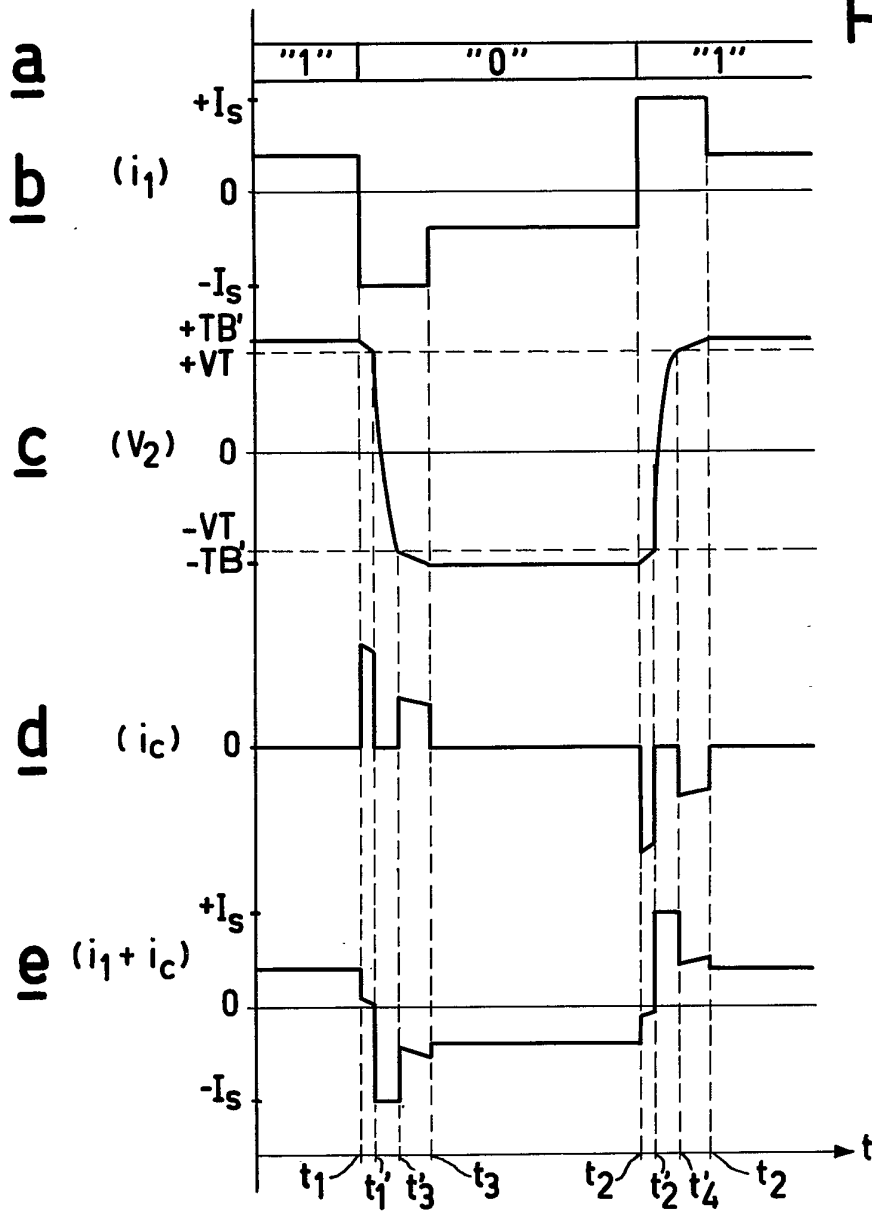


Fig.9

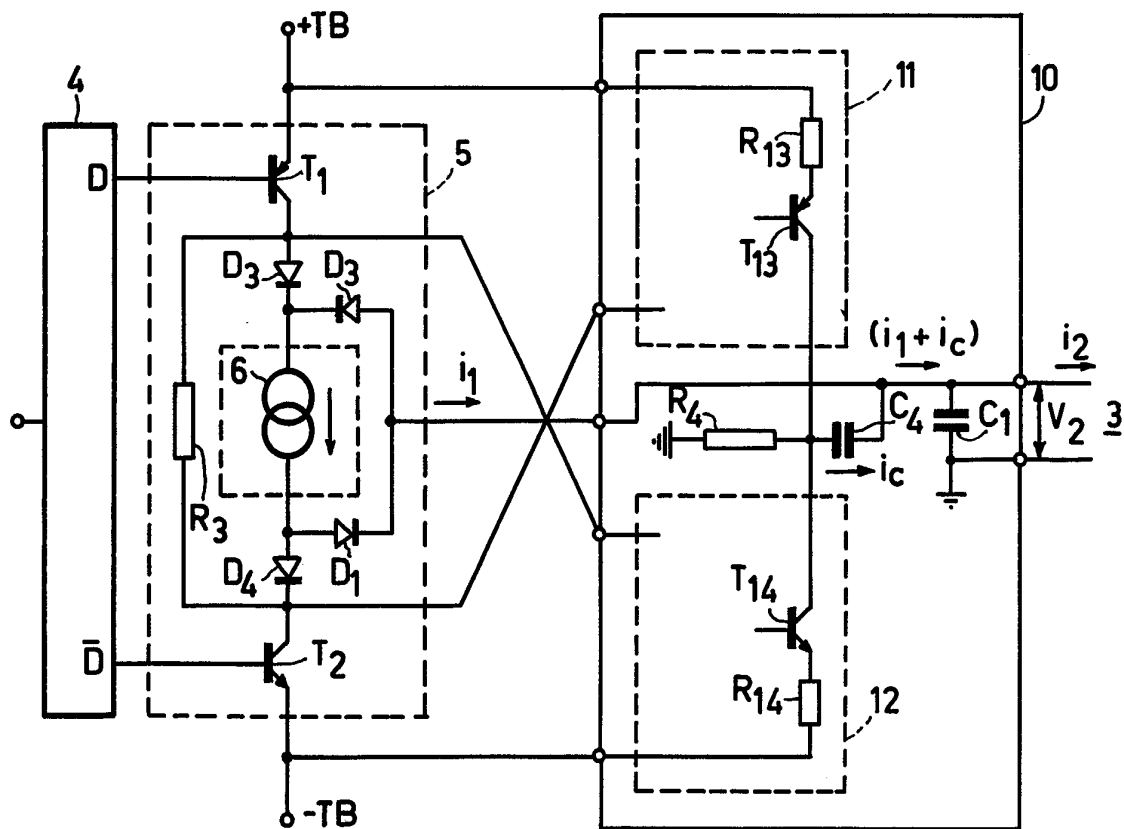


Fig. 10

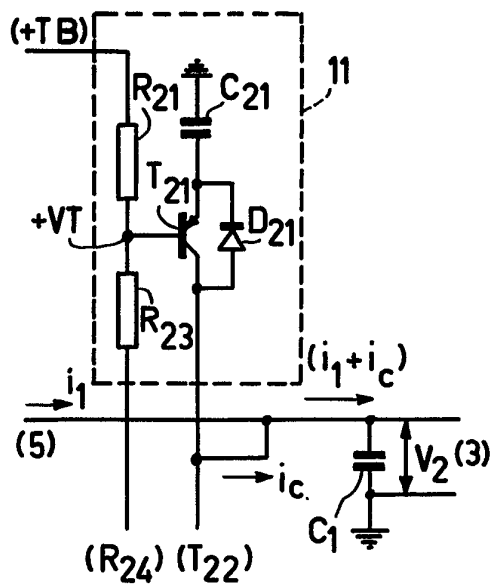


Fig. 11

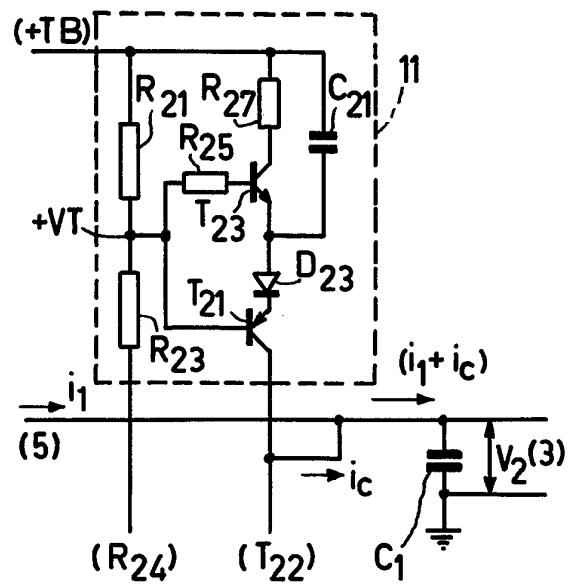


Fig. 12