



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

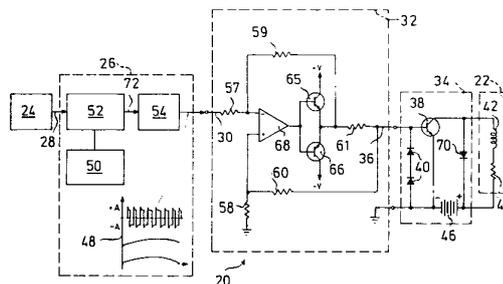
⑫ **PATENT SCHRIFT** A5

<p>⑳ Gesuchsnummer: 6175/82</p> <p>㉑ Anmeldungsdatum: 22.10.1982</p> <p>③① Priorität(en): 22.10.1981 US 314010</p> <p>㉔ Patent erteilt: 15.04.1987</p> <p>④⑤ Patentschrift veröffentlicht: 15.04.1987</p>	<p>⑦③ Inhaber: Kollmorgen Technologies Corporation, Dallas/TX (US)</p> <p>⑦② Erfinder: Smith, James F., Smithtown/NY (US)</p> <p>⑦④ Vertreter: Patentanwalts-Bureau Isler AG, Zürich</p>
---	--

⑤④ **Vorrichtung zum Betrieb einer elektrischen Last.**

⑤⑦ Die Vorrichtung (20) zum Betreiben einer elektrischen Last (22) enthält eine erste (32) und eine zweite (34) Treiber-Einrichtung, welche die elektrische Last (22) mit Strom versorgen. Die erste Treibereinrichtung besteht aus einem linearen Transkonduktanz-Verstärker (32) und liefert Strom an die zweite Treibereinrichtung (34), die Schaltmittel (38, 40) enthält, deren Sättigungszustand von der Grösse des von der ersten Treibereinrichtung (32) gelieferten Stromes abhängig ist.

Dadurch lässt sich eine genaue Steuerung der Last bei minimalen Energieverlusten erzielen.



## PATENTANSPRÜCHE

1. Vorrichtung zum Betrieb einer elektrischen Last, beispielsweise eines elektrischen Motors, die eine erste Treiber-Einrichtung enthält, deren Ausgang mit einer zweiten Treiber-Einrichtung verbunden ist, die ihrerseits die Last mit elektrischem Strom versorgt, dadurch gekennzeichnet, dass die erste Treiber-Einrichtung ein linearer Transkonduktanz-Verstärker ist, der Strom vorbestimmter Grösse an den Eingang der zweiten Treiber-Einrichtung liefert; und dass die zweite Treiber-Einrichtung Schaltmittel enthält, deren Sättigungszustand und Sättigungsgrad abhängig von der Grösse des von der ersten Treiber-Einrichtung an den Eingang der zweiten Treiber-Einrichtung gelieferten Stromes ist.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der lineare Verstärker mit einer Einrichtung verbunden ist, die bewirkt, dass der Ausgangsstrom impulsförmig ist, wobei die Amplitude der Stromimpulse der vorbestimmten Grösse des an die zweite Treiber-Einrichtung gelieferten Stromes entspricht.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgangsstrom der zweiten Treiber-Einrichtung impulsbreiten-moduliert ist.

4. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass die zweite Treiber-Einrichtung Transistoren enthält.

5. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass die zweite Treiber-Einrichtung ein Magnetverstärker ist.

6. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die zweite Treiber-Einrichtung eine Mehrzahl von Transistor-Kreisen enthält, die parallel geschaltet sind, und dass jeder der Transistor-Kreise einen Transistor enthält, dessen Emitter mit einem Widerstand verbunden ist, dessen Grösse etwa dem Basis-Emitter-Widerstand entspricht, um so die Kenndaten-Unterschiede der einzelnen parallel geschalteten Transistoren im Sättigungsbereich zu kompensieren.

7. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 2 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass die zweite Treiber-Einrichtung in Abhängigkeit von den von der ersten Treiber-Einrichtung gelieferten Stromimpulsen zwischen einem vorbestimmten Wert der Sättigung und dem nicht-leitenden Zustand geschaltet wird.

8. Vorrichtung nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass die erste Treiber-Einrichtung mit einer Regeleinrichtung versehen ist, die die Grösse des an die zweite Treiber-Einrichtung gelieferten Stromes und damit deren Sättigungsgrad bestimmt.

9. Vorrichtung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass die Regeleinrichtung ein Widerstandsnetzwerk und einen Rückkopplungsweg enthält.

10. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 2 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass das Treibersignal aus einer Folge von Impulsen besteht, und dass der Eingang der ersten Treiber-Einrichtung eine Vorrichtung enthält, bzw. mit einer solchen verbunden ist, die dazu dient, die Amplitude der Eingangssignale auf der einem vorbestimmten Wert entsprechenden Grösse zu halten.

11. Vorrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass die Grösse der Signalamplitude wählbar ist, um so einen gewünschten Grad der Sättigung der zweiten Treiber-Einrichtung zu erzielen.

12. Vorrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass die erste Treiber-Einrichtung eine Vorrichtung zum Bestimmen der Grösse des Ausgangstreiberstromes enthält und mit dieser gekoppelt einen Rückkopplungsweg zum Zurückführen einer davon abgeleiteten Spannung an den Eingang derselben.

13. Vorrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass die zweite Treiber-Einrichtung ein zweites Bauteil enthält, das abhängig vom Strom des Antriebssignals gesättigt wer-

den kann, und dass dieses aus Transistoren besteht, und dass das Signal vom ersten Antrieb über die entsprechenden Basis-Emitter aufgeteilt wird, und dass die Stromzufuhr für die Last über die Kollektorausgänge der entsprechenden Transistoren gegeben wird, und dass jeder dieser Transistoren im Emitterstromkreis einen Widerstand zum Ausgleich der Kennlinien der einzelnen Transistoren während der Sättigung bei dem genannten Strom hat.

14. Vorrichtung nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Impulselemente eine Quelle für elektrische Impulse und einen Impulsbreite-Modulator für diese Impulse aufweisen, um so den Durchschnittswert der auf die Last gegebenen elektrischen Energie variieren zu können.

15. Vorrichtung nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, dass die Impulselemente einen Begrenzer zum Begrenzen der Amplitude der Impulse aufweisen.

16. Vorrichtung nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, dass die Impulselemente zusätzlich eine Vorrichtung enthalten, die die Wellenform der Impulse regelt, einschliesslich der stachelförmigen Impulse zu Beginn und am Ende jedes Impulses.

17. Vorrichtung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Lasttreiber eine Anzahl von Transistoren enthält, deren Basisausgänge mit den Eingängen des Treibers verbunden sind, und deren Emitter-Ausgänge über eine Widerstands-Kompensationsschaltung zum Ausgleich der Kennlinien im Sättigungszustand verbunden sind, und dass der lineare Transduktanz-(Gegenwirkleitwert-)Verstärker einen Strom an den Eingang des Treibers liefert, welcher in jedem der genannten Transistoren einen Sättigungszustand bewirkt.

18. Vorrichtung nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, dass die genannten, die Sättigung bewirkenden Vorrichtungen eine komplementäre Transistorschaltung einschliessen, die bewirkt, dass Strom in wechselnder Richtung auf den Lasttreiber gegeben werden kann.

19. Vorrichtung nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, dass der genannte Schaltkreis einen Satz komplementärer Schaltelemente enthält, welche so verbunden sind, dass sie die Transistoren aktivieren.

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Vorrichtung zum Betrieb einer elektrischen Last, beispielsweise eines elektrischen Motors, gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

In Verstärkern zum Betreiben von elektrischen Lasten, wie z.B. elektrischen Motoren, werden häufig Transistor-Verstärkerstufen verwendet, die zwischen Sättigung oder Stromleitung und Abschaltung oder Nichtleitung betrieben werden. Die auf die Last gegebene Energie würde ausreichen, um die direkt vorgeschaltete Transistor-Verstärkerstufe zu überhitzen und dadurch zum Ausfall zu bringen. Während der Sättigung und im nicht-leitenden Zustand tritt praktisch kein Energieverlust ein. Deshalb können Transistor-Verstärker, die zwischen nicht-leitendem und gesättigtem Zustand geschaltet werden, ohne grossen Energieverlust und ohne Überhitzung beträchtliche Mengen an Energie auf Lasten geben.

Das erzeugte Signal hat eine viereckige Wellenform oder ist ein Digitalsignal mit gleichförmigen Amplituden. Veränderungen in der Energieversorgung können durch Impulsbreite-Modulation erzielt werden. Hierdurch wird ein Arbeitszyklus entsprechend der gewünschten Energieversorgung der Last erzielt. Eine Vorrichtung zur Energieversorgung einer Last enthält ausserdem Verstärker und einen Oszillator, der eine rechteckige Wellenform erzeugt, eine Quelle für ein Analog-Signal mit einer Amplitude entsprechend dem Arbeitszyklus und einen Impulsbreite-Modulator, der auf das Analogsignal anspricht

und die Dauer der Impulse für die rechteckige Wellenform dem Arbeitszyklus entsprechend einstellt.

Die Impulsfrequenz des auf die Last gegebenen Signals ist viel höher als die in der Last bewirkte Frequenz, nämlich die Begrenzungsfrequenz des induktiven Kreises eines Motors oder die Begrenzungsfrequenz des kapazitiven Kreises einer kapazitiven Last. So filtert die Last das Impuls-Seriensignal und zieht daraus einen mittleren Strom- oder Spannungswert. Da der mittlere Wert proportional dem Arbeitszyklus ist, erhält die Last die gewünschte Versorgung.

Um Energie im Verstärker einzusparen, wurden ausser der Verstärkerstufe direkt vor der Last weitere Stufen eingeführt, die aus Transistor-Schaltkreisen bestehen und in denen der Transistor zwischen Sättigung und Nichtleitung geschaltet wird. Es wurden Verstärker konstruiert, die mit in Serie geschalteten Transistoren arbeiten. Solche Schaltungen haben sich als vorteilhaft erwiesen, um den Energieverlust zu verringern und dadurch schwächere Transistoren verwenden zu können. Ein Nachteil derartiger Transistor-Serien besteht aber darin, dass durch diese Unregelmässigkeiten in der Versorgung der letzten, direkt vor der Last geschalteten Stufe auftreten, da diese letzte Stufe einen bestimmten positiven Basisstrom erfordert, um die Sättigung herbeizuführen und aufrechtzuerhalten. Die Grösse des positiven Basisstroms ist ein bestimmter Prozentsatz des gewünschten Kollektorstroms in der sättigbaren Transistor-Treiberstufe, wenn eine wirksame Schaltfrequenz sichergestellt werden soll. Die einfache Verwendung von Begrenzungswiderständen schliesst die Möglichkeit einer genauen Steuerung des gesättigten Treiber-Transistors aus.

Ein weiteres Problem derartiger Transistor-Serienschaltungen besteht darin, dass weder die rechteckige Wellenform noch die Anstiegs- und Abfallzeiten erhalten bleiben, insbesondere am Anfang und Ende eines jeden Impulses, weshalb die Anstiegs- und Abfallzeiten von Verstärkerstufe zu Verstärkerstufe zunehmend länger werden, so dass sich das rechteckige Signal allmählich in ein trapezoides Signal verwandelt. So wird schliesslich die Endverstärkerstufe zeitweise weder in der Sättigung noch im nichtleitenden Zustand sein, was eine starke Wärmeentwicklung zur Folge hat. Aus Kostengründen scheidet hier Abhilfe durch schneller reagierende Transistoren.

Die oben beschriebenen Nachteile werden durch die erfindungsgemässe Vorrichtung vermieden. Die Vorrichtung nach der vorliegenden Erfindung weist die im kennzeichnenden Teil des Patentanspruchs 1 angeführten Merkmale auf.

Der nicht-lineare Treiber enthält vorzugsweise Transistoren und ist zwischen Sättigung und Nichtleiten geschaltet. Allerdings können auch andere Bauteile für den nicht-linearen Betrieb verwendet werden, wie beispielsweise magnetische Verstärker mit sättigbarem Reaktorkern. Der lineare und der nicht-lineare Treiber werden durch das gleiche Signal gesteuert, das eine rechteckige Wellenform aufweist und Impulsbreite-moduliert ist. Die Amplitude des Treibersignals ist von vorbestimmter Grösse und entspricht den Erfordernissen zum Erzielen der Sättigung entweder im beginnenden, gemässigten oder vollen Sättigungszustand.

Beim Transistor wird beispielsweise der Teil der Kennlinie als beginnende Sättigung bezeichnet, in welchem die bewirkte Verstärkung bereits reduziert ist, der Basisstrom aber noch ausreichend gering ist, so dass noch keine Änderung der Kapazität der Basis-Emitter-Verbindung eintritt; es tritt nur eine geringe Spannung zwischen dem Emitter-Kollektor-Endpaar auf, der Energieverlust im Transistor ist noch klein und die Ansprechbarkeit bzw. Reaktion des Transistors ist fast unverändert. Anders ist das Verhalten beim vollen Sättigungszustand. Die in der Basis-Emitter-Verbindung aufgestaute Ladung ist gross, was einen merklichen Anstieg der Kapazität und eine beträchtliche Abnahme der Reaktionsfrequenz zur Folge hat. Der Zustand der beginnenden Sättigung erfordert die genaue Überwachung

des Basisstroms, da bei abnehmendem Basisstrom keine Sättigung vorhanden ist, während bei zunehmendem Basisstrom zunächst gemässigte und dann volle Sättigung eintritt.

In einer bevorzugten Ausgestaltungsform der vorliegenden Erfindung enthält der nicht-lineare Treiber einen Transistor, der zwischen beginnender Sättigung und nicht-leitendem Zustand arbeitet. Der lineare Treiber erzeugt das Impulsbreite-modulierte Impulsfolge-Signal, dessen Mittelwert proportional der Amplitude eines Kontrollsignals ist, welches die Stromversorgung der Last bestimmt. Der Ausgang des linearen Treibers ist mit dem Basis-Eingang des Transistors verbunden und liefert den Basisstrom an diesen. Ein Impuls des Basisstromes bewirkt einen Sättigungszustand des Transistors. Das Ende des Stromimpulses bewirkt den Übergang in den nicht-leitenden Zustand des Transistors.

Bei der vorliegenden Vorrichtung enthält der erste Treiber einen rückgekoppelten Transkonduktanz-(Gegenwirkleitwert-) Verstärker, der den bestimmten Ausgangsstrom zurückführt und nach Summierung mit dem Eingangssignal sicherstellt, dass der dem Transistor zugeführte Basisstrom direkt proportional der Amplitude des Eingangssignals ist. Das Eingangssignal hat eine rechteckige Wellenform und ist Impulsbreite-moduliert. Der dem Basiseingang zugeführte Strom hat eine rechteckige Wellenform mit der identischen Impulsbreite-Modulation. Der lineare Verstärker ist mit einer Ausgangsstufe versehen, die symmetrisch mit einer positiven und einer negativen Spannungsquelle verbunden ist; er kann somit positive und negative Stromwerte liefern und sowohl die PNP- als auch die NPN-Transistoren betreiben. Die Stromrichtung hängt von der Richtung der Eingangsantriebsspannung ab. Zur genauen Steuerung des Sättigungszustandes des Transistors ist es empfehlenswert, eine Vorrichtung einzubauen, die die Stromimpulse steuert und die Amplitude regelt; hierdurch können der Arbeitszyklus, die Wellenform und die Amplitude des Basisstromes genau kontrolliert werden unabhängig vom jeweiligen Zustand des Transistors.

Es ist wichtig, dass der lineare Treiber eine ausreichende Bandbreite und Stärke aufweist, um die Anstiegs- und Abfallzeiten eines jeden Bandbreite-modulierten Impulses zu wiederholen. Die wiederholten Anstiegs- und Abfallzeiten erscheinen in den Stromimpulsen des Kontrollsignals, das mit dem Schalttransistor des nicht-linearen Treibers verbunden ist. Hierdurch kann die Schaltung so genau eingehalten werden, dass die gewünschte Stromversorgung erzielt wird, und so schnell, dass eine übermässige Erwärmung des Transistors vermieden wird. Die Verwendung des linearen Treibers vermeidet somit die bei Verwendung einer Serie von Transistoren auftretenden Probleme des Überhitzens und der Verzerrung der Wellenform.

Zur weiteren Verbesserung der Basisstrom-Wellenform beim Ein- und Ausschalten des Sättigungsstromes am Transistor wird vorteilhafterweise ein Impulsformer vor den Transkonduktanz-Verstärker geschaltet, um zu Beginn und am Ende eines jeden Sättigungs- und nicht-leitenden Intervalls eine Randspitze zu setzen. Derartige Randspitzen vermeiden Aufladungen und Kapazitäten des Transistors im Zustand zwischen Sättigung und Nichtleitung.

Die oben beschriebene Ausführung kann allgemein zum Treiben einer beliebigen Last mit verschiedenen elektrischen Charakteristiken verwendet werden. Sie kann wesentlich vereinfacht werden, wenn sie zum Treiben nur einer Last mit ganz bestimmten elektrischen Charakteristiken verwendet werden soll, z.B. wenn Strom, Spannung und Impedanz der Last einen bestimmten Wert haben und die erfindungsgemässe Vorrichtung ausschliesslich zum Treiben dieser Last bestimmt ist. In diesem Fall sind die Vorkehrungen, die für Lasten verschiedener Art beschrieben wurden, nicht erforderlich. So kann ein grosser Teil der oben beschriebenen Vorrichtungen durch weniger kost-

spielige ersetzt werden und auch die Anzahl der erforderlichen elektrischen Bauteile reduziert sich erheblich.

Nach einer anderen, einfachen Ausführung der vorliegenden Erfindung wird einem komplementären Transistor-Treiberkreis über ein Paar von Zener-Dioden und einen elektronischen Schaltkreis der entsprechende Basisstrom zugeführt. Der Schaltkreis aktiviert den komplementären Treiberkreis, um dem nicht-linearen Treiber abwechselnd negative und positive Stromimpulse zuzuführen. Bei dieser Ausführungsform werden die Rückkopplungsschaltung sowie die Impulsformer-Schaltung der zuvor beschriebenen Ausführungsform überflüssig, wodurch erheblich an Kosten gespart wird.

Die Erfindung wird anhand der Beschreibung der beigefügten Figuren näher erläutert.

Fig. 1 ist eine schematische Darstellung in Blockdiagrammform der erfindungsgemässen Vorrichtung.

Fig. 2 ist eine stilisierte diagrammatische Darstellung der Sättigungszustände eines Transistors.

Fig. 3 ist ein schematisches Diagramm eines Impulsformers der Vorrichtung nach Fig. 1.

Fig. 4 ist ein schematisches Diagramm einer alternativen Ausführungsform des nicht-linearen Treibers aus Fig. 1 und stellt Transistoren in Parallelschaltung dar.

Fig. 5 ist ein schematisches Diagramm einer alternativen vereinfachten Schaltung zum Aktivieren des nicht-linearen Treibers aus Fig. 1.

Fig. 6 ist ein schematisches Diagramm des Schaltkreises aus Fig. 5 mit einem zusätzlichen Impulsformer.

Fig. 1 zeigt eine Vorrichtung 20 zum Betrieb einer elektrischen Last 22, gesteuert vom Kontrollsignal des Signalgebers 24. Die Vorrichtung 20 enthält einen Signalmodifikator 26 zur Umwandlung des Formates des Analogsignals auf der Ausgangsleitung 28 der Quelle 24 in ein Impulsbreite-moduliertes Signal auf der Leitung 30. Die Vorrichtung 20 enthält weiterhin den Gegenwirkleitwert-Verstärker 32 und den sättigbaren Treiber 34, die die Impulsbreite-modulierten Signale des Modifikators 26 mit der Last 22 verbinden.

Der zweite Treiber 34 wird nicht-linear betrieben, während der Verstärker 32 als erster Treiber eine lineare Abhängigkeit zwischen der Grösse des Ausgangsstromes auf der Leitung 36 und der Grösse der Eingangsspannung am Verstärker 32 auf der Leitung 30 herstellt. Der Treiber 34 ist beispielsweise in einer Schaltung mit einem Transistor 38 und einem Dioden-Paar 40, welche in Serie über die Basis-Emitter-Verbindung des Transistors 38 geschaltet und entgegengesetzt zur Basis-Emitter-Verbindung gepolt sind, gezeigt. Stromimpulse des Impulsbreite-modulierten Signals auf der Leitung 36 werden als Basisantrieb für den Transistor 38 verwendet. Bei jedem Stromimpuls auf der Leitung 36 geht der Transistor 38 in den gesättigten Zustand. Am Ende jedes Stromimpulses auf der Leitung 36 ist der Transistor 38 abgeschaltet und befindet sich im nicht-leitenden Zustand. Hierdurch wird ein minimaler Energieverlust im Transistor erzielt und ein Maximum an Energie auf die Last 22 übertragen. Die Last 22 ist beispielsweise die Statorwicklung eines Motors; die Wicklungen sind schematisch dargestellt und enthalten den Induktor 42 und einen Widerstand 44, die in Serie verbunden sind zwischen den Emitter- und den Kollektorausgängen des Transistors 38 über eine Stromquelle, die hier als Batterie 46 dargestellt ist. Die lineare Arbeitscharakteristik des Verstärkers 32 gewährleistet, dass Anfang und Ende des Basisstromes des Transistors 38 genau dem Stromimpuls auf der Leitung 30 folgen. Dabei erfolgt der Übergang zwischen Sättigung und Nichtleitung sehr schnell, um Energieverluste im Transistor 38 zu vermeiden.

Die grafische Darstellung 48 (Fig. 1) stellt beispielhaft die Wellenform des Impulsbreite-modulierten Signals dar, deren obere Spur auf die Leitung 30 gegeben wird. Die zweite Spur der Grafik 48 zeigt eine ideale gefilderte Wellenform des Stro-

mes, wie er durch die Last 22 fliesst, während die dritte Spur die Wellenform des Kontrollsignals auf der Leitung 28 von der Stromquelle 24 zeigt. Beispielsweise besteht die Stromquelle 24 aus einer Batterie (nicht gezeigt) und einem Potentiometer (nicht gezeigt), wodurch die analoge Spannung auf der Leitung 28 von Hand geregelt werden kann, entsprechend der Wellenform der dritten Spur in der Grafik 48. Um die Filterung der Stromimpulse durch die Last 22 zu erzielen, muss die Wiederholungsfrequenz der Impulsfolge auf der Leitung 30 vorzugsweise zwei- bis dreimal grösser sein als die Grenzfrequenz des durch die Last 22 gebildeten Filters. Der Filter enthält den Induktor 42 und den Widerstand 44. Dadurch ist der Stromfluss in der Last 22 proportional dem Mittelwert der Stromimpulsfolge auf der Leitung 36 vom Verstärker 32.

Der Modifikator 26 enthält den Rechteckwellenform-Generator 50 und den Impulsbreite-Modulator 52 sowie einen Impulsformer 54 zur Erzeugung des Impulsbreite-modulierten Signals auf der Leitung 30 als Reaktion auf das Kontrollsignal auf der Leitung 28. Der Generator 50 gibt eine Folge von Impulsen mit rechteckiger Wellenform und gleichförmiger Zeitdauer auf den Modulator 52. Als Reaktion auf die Spannung des Signals auf der Leitung 28 variiert der Modulator 52 die aufeinanderfolgenden Impulse entsprechend der Höhe der Spannung auf der Leitung 28. Hierdurch wird erreicht, dass der Arbeitszyklus der Impulsfolge am Ausgang des Modulators 52 ebenso wie der Arbeitszyklus der Impulsfolge auf der Leitung 30 proportional der Spannung auf der Leitung 28 ist. Der Former 54, wie später noch im Zusammenhang mit Fig. 2 beschrieben, schliesst einen Amplitudenbegrenzer zur genauen Einstellung der Amplitude der Impulsfolge auf einen bestimmten Wert ein; zusätzlich kann dieser auch noch eine Schaltung enthalten, die für jeden Impuls eine Anfangsspitze bewirkt und damit den Übergang vom Zustand der Sättigung in den nicht-leitenden Zustand im Treiber 34 beschleunigt.

Der Verstärker 32, der den ersten Treiber darstellt, besteht aus fünf Widerständen 57-61, zwei Transistoren 65-66, und einem Arbeitsverstärker 68. Der Widerstand 57 verbindet das Eingangssignal auf der Leitung 30 mit dem negativen Eingang des Arbeitsverstärkers 68. Der Widerstand 58 verbindet den positiven Eingang des Verstärkers 68 mit der Erde. Das Eingangssignal auf der Leitung 30 variiert zwischen positiver und negativer Spannung von gleicher Amplitude, in der Grafik 48 als  $+A$  und  $-A$  dargestellt, und der Ausgangsstrom auf der Leitung 36 variiert ähnlich zwischen gleichen Spitzenwerten von positivem und negativem Strom. Es sei angemerkt, dass der Strom durch den Kollektorausgang des Transistors 38 nur deshalb stets in die gleiche Richtung fliesst, weil dieser während des negativen Stromflusses abgeschaltet oder im nicht-leitenden Zustand ist. Der negative Stromfluss wird von Erde über die Diode 40 in die Leitung 36 eingespeist. Die Emitter-Ausgänge der Transistoren 65 und 66 sind untereinander verbunden zur Erzielung einer gleichen  $+V$  und  $-V$  Spannung, die in konventioneller Weise erzeugt wird. Der Ausgang des Verstärkers 68 versorgt die Transistoren 65 und 66 mit dem Basisstrom. Der Spannungsverlust am Ausgang des Verstärkers 68 und die Verluste beim Durchfluss durch die Transistoren 65 und 66 sind nur gering, so dass der Verstärker 68 und die Transistoren 65 und 66 nur im linearen Bereich arbeiten.

Ein weiteres Merkmal der vorliegenden Vorrichtung besteht in der Benutzung der beiden Rückkopplungs-Widerstände 59-60, die entsprechend mit den negativen und den positiven Eingängen des Arbeitsverstärkers 68 verbunden sind. Die Widerstände 57 und 58 weisen die gleichen Widerstandswerte auf, ebenso wie die Widerstände 59 und 60. Die vom Widerstand 59 vom einen Ausgang des Widerstandes 61 rückgeführte Spannung ist unterschiedlich von jener, die vom Widerstand 60 vom anderen Ausgang des Widerstandes 61 zurückgeführt wird. Die Spannungsdifferenz entspricht dem Spannungsabfall am Wider-

stand 61. Der Widerstand 61 weist, verglichen mit den Widerständen 57-60, eine kleine Amplitude auf, um als Strommesswiderstand zu dienen, in dem der Spannungsabfall am Widerstand 61 proportional dem Strom auf der Leitung 36 ist. Die relativ grossen Werte der Widerstände 59 und 60 stellen sicher, dass nur ein vernachlässigbar kleiner Anteil des Stromes der Leitung 36 auf den Eingang des Verstärkers 68 zurückgeführt wird. Der Widerstand 61 ist mit der Eingangsimpedanz des Treibers 34 in Serie geschaltet und dient als Emitter-Impedanz für den Emitterkreis der Transistoren 65 und 66. Im Hinblick auf den Spannungsabfall über den Widerstand 61 zum Differentialeingang des Verstärkers 68 weist die Ausgangsspannung des Verstärkers auf der Leitung 36 eine solche Grösse und Richtung auf, dass der Strom der Leitung 36 gezwungen wird, genau dieselbe Wellenform wie der Strom auf der Leitung 30 am Eingang des Verstärkers 32 anzunehmen. So folgt der Strom der Leitung 36 linear der Spannungswellenform der Leitung 30 für alle Spannungswerte der Leitung 30. Die Linearität wird durch die zuvor beschriebene Arbeitsweise des Verstärkers 68 und der Transistoren 65 und 66 innerhalb deren linearem Bereich sichergestellt.

Im Gegensatz zu der oben erwähnten, nicht-linearen Arbeitsweise des zweiten Treibers bewirkt dieser einen Stromfluss im Kollektorstrom des Transistors 38 nur während der Sättigungsperioden des Transistors. Der Transistor 38 wird während der negativen Wellenform, wie in der Grafik 48 als erste Spur gezeigt, abgeschaltet. Während der Abschaltungs-Periode des Transistors 38 wird der Stromfluss durch den Induktor 42 um den Transistor 38 herum über die Diode 70 geleitet. Der geglättete Wert des Laststromes, wie oben beschrieben, ergibt so den Mittelwert der Folge nur der positiven Teile der Wellenform der ersten Spur, wie in der Grafik 48 dargestellt. Die Verwendung eines linearen Verstärkers 32, der mit dem Transistor 38 verbunden ist, sorgt für eine genau gesteuerte Sättigung des Transistors 38 unabhängig von Temperatur- oder Spannungsschwankungen im Schaltkreis des Treibers 34.

Die Grafik (Fig. 2) zeigt die Verbindung zwischen Spannung und Sättigungszustand in Abhängigkeit vom Basisstrom. Insbesondere soll darauf hingewiesen werden, dass im Zustand tiefer Sättigung beträchtliche Veränderungen des Basisstromes auftreten können, ohne, dass eine wesentliche Veränderung der Kollektor-Emitter-Spannung festzustellen wäre. Im beginnenden Sättigungszustand beendet jedoch eine verhältnismässig geringe Abnahme des Basisstromes den Sättigungsvorgang bei gleichzeitigem schnellem Ansteigen der Kollektor-Emitter-Spannung. Deshalb ist eine genaue Kontrolle des Stromes durch den Gegenwärtwert-Verstärker entsprechend der erfindungsgemässen Vorrichtung dringend erforderlich.

In Fig. 3 erhält der Impulsformer 54 über die Leitung Impulsbreite-modulierte Signale vom Modulator 52 und erzeugt ein Impulsbreite-moduliertes Signal vorbestimmter Grösse auf der Leitung 30, während der Arbeitszyklus der Impulsbreite-Modulation beibehalten wird. Zusätzlich bewirkt der Former 54 eine Anfangsspitze am Anfang eines jeden Impulses auf der Leitung 30 zur Verbesserung der Arbeit des Treibers 54 (Fig. 1).

Der Impulsformer 54 enthält einen optischen Trennschalter 74 und drei Arbeitsverstärker 77-79. Der optische Trennschalter enthält zwei Dioden 81 und 82, einen Widerstand 84 und einen Transistor 86. Die Dioden 81 und 82 sind optisch durch die Lichtstrahlen 88 verbundene Photodioden. Die Diode 81 sendet die Lichtstrahlen 88 als Reaktion auf einen jeden Impuls auf der Leitung 72 aus, während die Diode 82 auf jeden der Lichtstrahlen 88 reagiert, indem sie dem Transistor 86 den Basisstrom zuleitet. Der Transistor 86 wird durch zwei Spannungsquellen mit Strom versorgt, die sowohl +V als auch -V erzeugen; in der Figur sind diese als Batterien 91 und 92 dargestellt.

Während des Betriebes erzeugt der Trennschalter 74 ein Impulssignal mit rechteckiger Wellenform auf der Leitung 94, das

den gleichen Arbeitszyklus hat wie das Signal mit rechteckiger Wellenform auf der Leitung 72. Durch jeden einzelnen Lichtimpuls wird der Transistor 86 gesättigt. Entsprechend ändert sich der Spannungswert am Kollektor-Ausgang zwischen +V und -V gegen Erde. Hierdurch wird die Grösse des Signals mit rechteckiger Wellenform begrenzt durch die Spannung der Batterien 91 und 92. Der Trennschalter 74 hat zwei Funktionen: die Trennung der Spannung im Former 54 von der am Modulator 52 aufscheinenden Spannung und die Begrenzung der Amplitude der rechteckigen Wellenform des Signals auf 94.

Der Verstärker 77 arbeitet mit Hilfe einer Rückkopplung, so dass der verstärkte Strom zum Verstärker über die Leitung 98 zurückgeführt wird. Derartige Schaltungen sind in der Technik bekannt. Der Verstärker 77 bewirkt eine Trennung der Impedanz auf der Leitung 94, so dass das Signal die ursprüngliche rechteckige Wellenform beibehält, und liefert gleichzeitig genügend Energie, um die nachfolgenden Stufen der Formers 54 zu betreiben.

Der Verstärker 78 ist ebenfalls mit einem Rückkopplungsweg versehen. Der Widerstand 100 ist mit dem Ausgang des Verstärkers einerseits und mit dessen negativem Eingang andererseits verbunden. Der negative Eingang des Verstärkers 78 ist mit dem Ausgang des Verstärkers 78 verbunden und zwar über die Parallelschaltung eines Kondensators 102 und eines Widerstandes 104. Der positive Eingang des Verstärkers 78 liegt auf Erde. Die Verstärkung durch den Verstärker 78 wird bestimmt durch den Widerstand der Widerstände 100 und 104. Der Wert des Kondensators 102 wird so gewählt, dass die Zeitkonstante, die dieser im Zusammenwirken mit den Widerständen 100 und 104 bewirkt, viel kleiner ist als die Impulsdauer des rechteckigen Wellensignals auf der Leitung 94. Der Kondensator 102 bewirkt ein momentanes Überschieschen oder eine Spitze zu Beginn eines jeden negativen oder positiven Impulses. Jenes Überschieschen ist aus den Grafiken 106 und 108 ersichtlich, die sich jeweils am Ausgang der Verstärker 77 und 78 befinden.

Aus 108 ist die Spitze ohne weiteres zu erkennen, während in 106 keine Spitze vorhanden ist.

Der Verstärker 79 ist mit einem Rückkopplungsweg in Form des Potentiometers 110 versehen, welches zwischen dem Ausgang des Verstärkers 79 und seinem negativen Eingang liegt. Der negative Eingang des Verstärkers 79 ist über einen Widerstand 112 mit dem Ausgang des Verstärkers 78 verbunden. Am Potentiometer 110 ist ein weiterer Ausgang vorgesehen, der mit einem Gleitkontakt verbunden ist und durch den der Widerstand im Rückkopplungsweg eingestellt werden kann. Es ist bekannt, dass der Verstärkungsgrad der Verstärkerstufe vom Verhältnis der Widerstände des Potentiometers 110 und des Widerstandes 112 abhängt. Der Verstärker 79 wird als variabler Verstärker verwendet. Durch Einstellen des Potentiometers 110 wird die Grösse des Impulsbreite-modulierten Signals rechteckiger Wellenform auf der Leitung 30 eingestellt. Die Grösse des Signals auf der Leitung 30 wird entsprechend den Charakteristiken des Transistors 38 und des Treibers 34 (Fig. 1) gewählt. Das Signal wird grösser, wenn die benutzten Transistoren einen relativ hohen Basisstrom erfordern, um den Sättigungszustand zu erreichen, während für Transistoren, die hierfür nur geringere Ströme benötigen, ein kleineres Signal gewählt wird.

Im Betrieb wird deshalb durch den Trennschalter 74 in Kombination mit dem Verstärkungsgrad des Verstärkers 79 eine optimale Grösse des Basisstromes erzielt, welcher über den Gegenwärtwert-Verstärker 32 dem Transistor 78 zugeführt wird und hierdurch abwechselnd die Zustände «Sättigung» und «Abschaltung» erzeugt werden (Fig. 1).

Der Kondensator 102 liegt vor dem Verstärker 78 (Fig. 3) und erzeugt Spannungsspitzen, die durch den Gegenwärtwert-Verstärker 32 in Stromspitzen umgewandelt werden und die Übergangsphasen zwischen Sättigung und nicht-leitend im

Transistor 38 (Fig. 1) des zweiten Treibers 34 abkürzen. Die Wellenform des vom Former 54 erzeugten Signals bleibt durch die Linearität des Verstärkers 32 erhalten, wodurch eine maximale Energieübertragung vom nicht-linearen Treiber 34 auf die Last 22 sichergestellt wird, während der Energieverlust im Treiber 43 minimal ist.

Der Impulsformer 54 weist vorzugsweise einen Schaltkreis auf, der den Wert des Signals auf der Leitung 30 zwischen den aufeinanderfolgenden Impulsen ausgleicht, wodurch der Strom auf der Leitung 36 (Fig. 1) am Ausgang des Verstärkers 32 ebenfalls ausgeglichen wird. Hierdurch kann das Abschalten des Transistor-Kollektor-Kreises erzielt werden, wenn ein Strom null an den Basiseingang des Transistors 38 gelegt wird. Es kann auch ein verhältnismässig kleiner negativer oder positiver Strom (verglichen mit der Grösse der Stromimpulse) an den Basiseingang zur Beendigung des Kollektorstromflusses gelegt werden. Der Wert wird entsprechend der Charakteristik des im Treiber 34 benutzten Transistors gewählt.

Die Ausgleichsschaltung wird vervollständigt durch Summierung einer Ausgleichsspannung über den Widerstand 114 zum Signal, das über den Widerstand 112 mit dem negativen Eingang des Verstärkers 79 verbunden ist. Die Ausgleichsschaltung weist ein Potentiometer 116 auf, das mit den Widerständen 118 und 120 in Serie geschaltet ist zwischen +V und -V der Batterien 91 und 92. Der Widerstand 114 verbindet den Mittelausgang des Potentiometers 116, so dass beim Einstellen des Potentiometers 116 auf die gewünschte Ausgleichsspannung der Widerstand 114 diese mit der Signalspannung des Widerstandes 112 verbindet. Der Gegenwirkleitwert-Verstärker 32 wandelt die Ausgleichsspannung in den gewünschten Basisstrom für den Transistor 38 um.

In Fig. 4 ist ein zweiter Treiber 34A gezeigt, der eine Alternative zum Treiber 34 aus Fig. 1 darstellt. Im Unterschied zu diesem weist der Treiber 34A eine Anzahl parallel geschalteter Transistoren auf, hier die drei Transistoren 38, deren Emitter-Ausgänge über drei Widerstände 122 mit der Batterie 46 verbunden sind. Die Dioden 40 sind zwischen der Verbindung der drei Basisausgänge und dem negativen Ausgang der Batterie 46 in Serie geschaltet und die Diode 70 liegt zwischen der Verbindung der drei Kollektorausgänge und dem positiven Ausgang der Batterie 46, entsprechend der Verbindung der Dioden 40 und 70 in Fig. 1. Der Betrieb des Treibers 34A entspricht dem des Treibers 34. Es muss jedoch erwähnt werden, dass entsprechend der vorliegenden Erfindung aufgrund der vorbestimmten Grösse der Stromimpulse auf der Leitung 36 vom Verstärker 32 die Transistoren 38 durch die Widerstände 122 vor zu hohen Strömen geschützt sind für den Fall einer Parameter-Verschiebung für einen der drei Transistoren 38. Der Wert des Widerstandes wird etwa entsprechend dem Wert des Basis-Emitter-Widerstandes eines Transistors gewählt und bewirkt einen Spannungsabfall von einem halben Volt am Widerstand 122 während der Sättigung des Transistors 38. Der tatsächliche Wert der Spannung ist von Transistor zu Transistor verschieden, entsprechend den Unterschieden ihrer Parameter zur Erzielung einer gleichmässigen Sättigung.

In Fig. 5 ist eine einfachere Ausführungsform der erfindungsgemässen Schaltung dargestellt, die erfolgreich zur Energieversorgung des zweiten Treibers (Fig. 1) benutzt werden kann, wenn die in Fig. 1 dargestellte besondere Anpassungsfähigkeit der Anordnung nicht erforderlich ist. Die alternative Schaltung 130 (Fig. 5) ersetzt die Kombination aus Impulsformer 54 und Gegenwirkleitwert-Verstärker 32 aus Fig. 1. Durch den Schaltkreis 130 wird die Leitung 72 mit dem Ausgang des Treibers 34 verbunden.

Der Schaltkreis 130 weist zwei Photodioden 81 und 82 als optischen Trennschalter, verbunden durch die Lichtstrahlen 88, auf, den Transistor 86 und den Widerstand 84 (wie in Fig. 3 beschrieben). Die Schaltung 130 enthält weiterhin einen komple-

mentären Ausgangskreis, der die Leitung 36 mit Strom versorgt und zwei Transistoren 65A und 66A aufweist, die ähnlich arbeiten wie die Transistoren 65 und 66 in Fig. 1. Der Basisstrom für die beiden Transistoren 65A und 66A wird über die beiden Transistoren 133 und 134 zugeführt die komplementär geschaltet sind und deren Kollektor-Ausgänge über die Widerstände 137 und 138 mit den Basisausgängen der Transistoren 65A und 66A verbunden sind. Die Verbindung der Transistoren 65A und 66A unterscheidet sich von der Verbindung der Transistoren 65 und 66 dadurch, dass die Kollektor-Ausgänge der Transistoren 65A und 66A miteinander und mit der Leitung 36 verbunden sind. Der Emitterstrom für die Transistoren 65A und 66A wird von der Spannungsquelle +V und -V über die Widerstände 141 und 142 zugeführt. Die Zener-Dioden 145 und 146 sind einerseits mit den Basisausgängen der Transistoren 65A und 66A und andererseits mit +V und -V verbunden. Der Emitterausgang der Transistoren 133 und 134 liegt auf Erde. Der Basisausgang des Transistors 133 ist direkt mit dem Kollektorausgang des Transistors 86 verbunden, während der Transistor 134 über den Widerstand 148 mit dem Kollektorausgang des Transistors 86 verbunden ist.

Im Betrieb reagiert der Transistor 86 auf das Impulssignal auf der Leitung 72 mit einem Impulssignal, das über die Leitung 150 auf die Basisausgänge der Transistoren 133 und 134 gegeben wird; das Signal ist in Fig. 3 als Grafik 96 gezeigt. Der Transistor 133 ist ein NPN-Transistor, während der Transistor 134 ein PNO-Transistor ist. Bei einem positiven Impuls auf der Leitung 150 wird der Transistor 133 leitend, während der Transistor 134 nicht-leitend ist. Entsprechend ist bei einem negativen Impuls der Transistor 133 nicht-leitend und der Transistor 134 leitend. Der Widerstand 148 im Basisstromkreis des Transistors 134 ist relativ gering, beispielsweise 1,5 Ohm, zum Ausgleich der Wirkung des Basisantriebs auf jeden der beiden Transistoren.

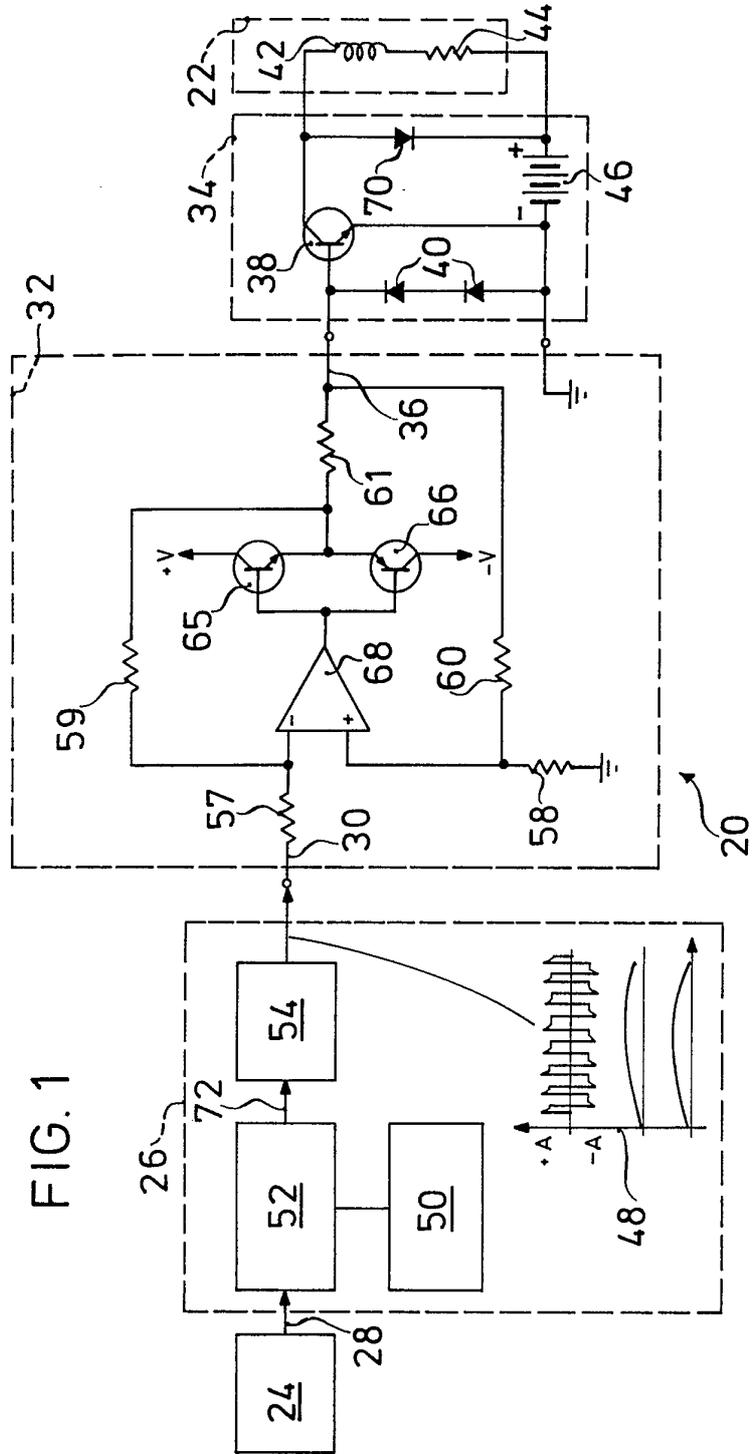
Vergleicht man die Schaltungen entsprechend Fig. 5 und Fig. 1 miteinander, so stellt man fest, dass der Widerstand 61 und der Verstärker 32 in der Schaltung nach Fig. 5 fehlen. Bei dieser Anordnung wird der Strom für die beiden Transistoren 65A und 66A mit Hilfe des Rückkopplungskreises reguliert, der aus dem Widerstand 141 und der Zener-Diode 145 besteht, die über die Basis-Emitter-Verbindung mit Transistor 65A verbunden sind, und den Rückkopplungskreis mit dem Widerstand 142 und der Zener-Diode 146, welche über die Basis-Emitter-Verbindung mit Transistor 66A verbunden sind. Jeder der Widerstände 141 und 142 weist 2 Ohm auf und stellt den Arbeitspunkt für die Basis-Emitter-Verbindung der Transistoren 65A und 66A dar.

Dem Transistor 133 wird über den Widerstand 137 Strom vom Transistor 65A zugeführt; dieser befindet sich dann im Zustand linearer Leitfähigkeit. Die Leitfähigkeit von Transistor 65A endet, wenn der Transistor 133 nicht mehr leitend ist. Ähnlich aktiviert der Transistor 134 über den Widerstand 138 den Transistor 66A. Die Zener-Dioden 145 und 146 arbeiten als Blockierschaltung und zwingen die Transistoren 65A und 66A, linear zu arbeiten. Die Werte der Zener-Dioden 145 und 146 und der Widerstände 141 und 142 bestimmen die Grösse des regulierten Stromes auf der Leitung 36, der den Treiber 34 aktiviert. Aufgrund der abwechselnden, linearen Arbeitsweise der Transistoren 65A und 66A hat die Schaltung 130 eine verhältnismässig grosse Bandbreite und eine kurze Ansprechzeit. So ist der Schaltkreis 130 in der Lage, den Treiber 134 wirkungsvoll zu aktivieren und die Last 22 aus Fig. 1 anzutreiben.

In Fig. 6 ist die Schaltung 131 dargestellt, die die Schaltung 130 aus Fig. 5 aufweist und zusätzlich eine impulsformende Schaltung, die zwei Induktoren 200 und 201 und zwei Kondensatoren 202 und 203 enthält. Die Induktoren 200 und 201 sind in Serie geschaltet mit den Dioden 145 und 146. Die Kondensa-

toren 202 und 203 sind parallel mit den Widerständen 137 und 138 geschaltet. Die Impulsformer-Schaltung erzeugt eine Spitze am Anfang und Ende eines jeden Impulses auf der Leitung 36, wie in der Grafik 206 (Fig. 6) gezeigt. Die in der Grafik 206 dargestellte Wellenform ist besonders geeignet, eine Last mit in-

duktiver Eingangsimpedanz zu treiben. Die Grösse der Induktanz und der Kapazität der Induktoren 200 und 201 und der Kondensatoren 202 und 203 wird experimentell auf der Basis der Impedanz der Last 22 bestimmt (Fig. 1), wie diese durch den Treiber 34 reflektiert wird.



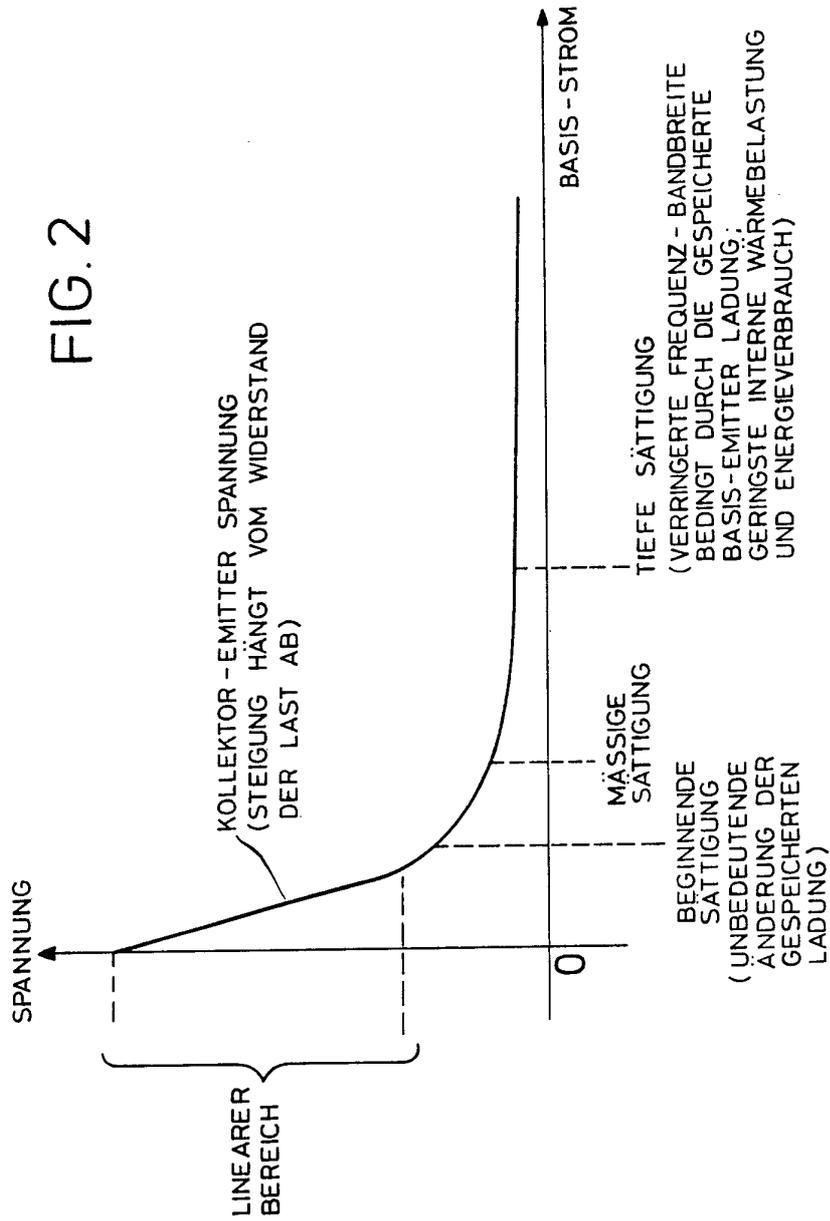


FIG. 3 54

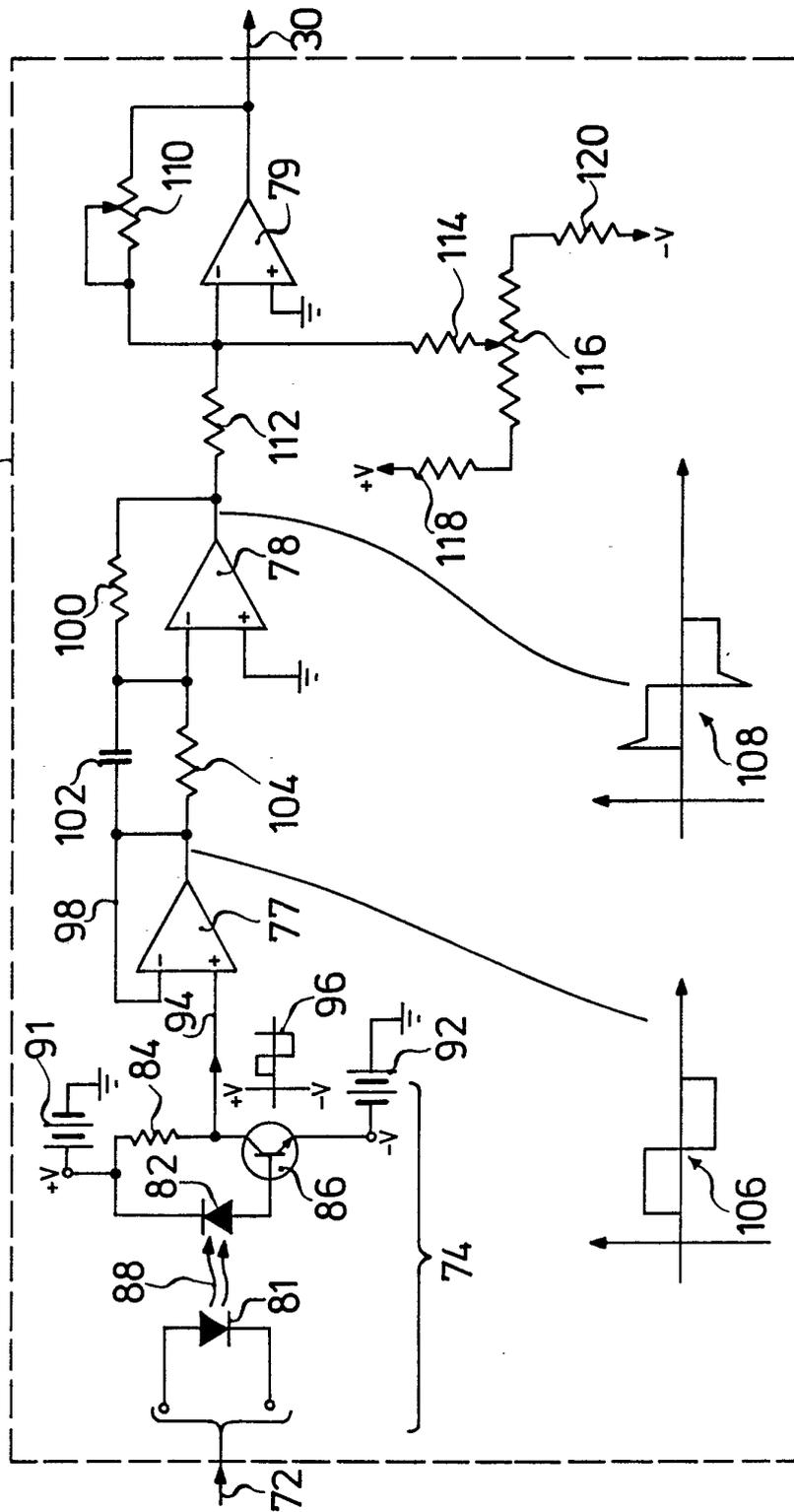


FIG. 4

