



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 13 454 T2** 2004.10.07

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 0 987 818 B1**

(51) Int Cl.⁷: **H03F 3/217**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 13 454.4**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 306 787.5**

(96) Europäischer Anmeldetag: **26.08.1999**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **22.03.2000**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **10.12.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **07.10.2004**

(30) Unionspriorität:

148559 04.09.1998 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, NL

(73) Patentinhaber:

General Electric Co., Schenectady, N.Y., US

(72) Erfinder:

**Steigerwald, Robert Louis, Burnt Hills, New York
12027, US; Wirth, William Frederick, Johnson
Creek, Wisconsin 53038, US; Stevanovic, Ljubisa
Dragoljub, Niskayuna, New York 12309, US; Park,
John Norton, Rexford, New York 12148, US**

(74) Vertreter:

Voigt, R., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 65239 Hochheim

(54) Bezeichnung: **Schaltverstärker zum Generieren von kontinuierlichen, willkürlichen Funktionen für Spülen bei der Magnetresonanz-Bildgebung**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

[0001] Die Erfindung bezieht sich allgemein auf einen Schaltverstärker, der zum Speisen einer Gradientenspule in einem Magnetresonanz-Bildgebungs(MRI)-System verwendbar ist, und insbesondere bezieht sie sich auf einen solchen Verstärker, der zur Erzeugung einer kontinuierlichen beliebigen Kurve geeignet ist.

[0002] Gradientenspulen in MRI Systemen erfordern einen hohen, sich schnell ändernden Strom und auch eine präzise Stromsteuerung. Um schnelle Stromänderungen zu erreichen, ist eine hohe Treiberspannung erforderlich, was Hochspannungs-Hochstrom-Halbleiter (üblicherweise bipolare Isolierschicht-Transistoren, d. h. IGBT's) erfordert. Vorrichtungen mit höherer Spannung haben im Allgemeinen höhere Schaltverluste, was die maximale erzielbare Schaltfrequenz begrenzt. Bei hohen Schaltverlusten ist das Zeitintervall, das dem Hochspannungs-Wechselrichter gestattet, mit einer genügend hohen Frequenz zu schalten, um präzise Stromkurven einzuhalten, ebenfalls begrenzt. Eine Lösung hat darin bestanden, lineare Verstärker hinzuzufügen, die leider relativ hohe Verluste hinzufügen. Für trapezförmige Spulenströme liefert der Hochspannungs-Wechselrichter die hohe Spannung, die benötigt wird, um schnelle Stromanstiegs- und Abfallzeiten zu erhalten; und während des ebenen oberen Abschnittes der Kurve, der keine hohe Spannung benötigt, steuert ein linearer Verstärker den Strom.

[0003] Leider ist die Verwendung linearer Verstärker, wie sie oben beschrieben ist, nicht praktikabel für beliebige Stromkurven (d. h. die nicht trapezförmig sind), weil die Verluste zu groß sind um zu gestatten, dass derartige Stromkurven für eine ausreichende Zeit beibehalten werden, um eine Hochleistungs-Bildgebung zu gestatten. Es ist deshalb wünschenswert, einen Schaltverstärker bereitzustellen, der Schaltverluste der Vorrichtung verkleinert und verteilt, so dass die beliebigen Kurven für ausgedehnte Zeitperioden beibehalten werden können, um dadurch eine fortgeschrittene Hochleistungs-Bildgebung zu ermöglichen.

[0004] Gemäß der vorliegenden Erfindung enthält ein Schaltverstärker zum Erzeugen beliebiger Gradientenspulenkurven einen Hochfrequenz-Gegentaktregler (Buck Regulator) mit verkleinerter Spannung, der eine relativ niedrige Spannung aufweisende und schnell schaltende Vorrichtungen enthält und der einen Hochspannungsbuss steuert, der einen Hochspannungs-Vollbrücken-Wechselrichter speist. Wenn eine hohe Spannung benötigt wird, führt der eine verminderte Spannung aufweisende Gegentaktkreis die Schaltfunktion aus, um den Spulenstrom zu steuern, und wenn eine niedrige Spannung benötigt wird, führt der Hochspannungs-Brücken-Wechselrichter die Schaltfunktion aus, aber mit einem Niederspannungs-DC-Bus, der an seinen Eingang angelegt ist. Auf diese Weise werden Schaltverluste durch den

Gegentaktregler und den Brücken-Wechselrichter geteilt und sind minimiert. Als eine Folge wird ein hochfrequenter Betrieb erzielt, so dass beliebige Spulenkurven generiert werden können, die fortgeschrittene Bildgebungstechniken gestatten, wie beispielsweise solche, die Wendel- bzw. Spiralbahnen verwenden. Zusätzlich werden eine weitere Optimierung und Verringerung von Stromwelligkeit in der Gradientenspule erreicht, indem eine variable Eingangsenergieversorgung gesteuert wird, um die Eingangs-Busspannungen einzustellen.

[0005] Es werden nun Ausführungsbeispiele der Erfindung unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben, in denen:

[0006] **Fig. 1** schematisch vier gestapelte Vollbrücken-Gleichrichter darstellt, um eine hohe Spannung und eine relativ hohe Schaltfrequenz zu erhalten;

[0007] **Fig. 2** schematisch ein **Fig. 1** ähnliches System darstellt, das aber eine höhere Spannung aufweisende IGBT's verwendet;

[0008] **Fig. 3** schematisch eine geschaltete Bipegel-Busschaltung für einen Gradientenverstärker darstellt;

[0009] **Fig. 4** schematisch eine geschaltete variable Busschaltung für einen Gradientenverstärker gemäß bevorzugten Ausführungsbeispielen der Erfindung darstellt;

[0010] **Fig. 5** graphisch Schaltzeiten für den Gegentaktregler und Brücken-Wechselrichter gemäß **Fig. 4** für den Fall einer Sinusausgangswelle mit Einstellraten darstellt, die eine relativ hohe Ausgangsspannung des Verstärker erfordern;

[0011] **Fig. 6** graphisch Schaltzeiten für den Gegentaktregler und Brücken-Wechselrichter für den Fall einer trapezförmigen Gradientenstromkurve darstellt;

[0012] **Fig. 7** graphisch darstellt, wie die Schaltfrequenz von einem Brückenschenkel des Wechselrichters mit einem Faktor vier an der Gradientenspule gemäß bevorzugten Ausführungsbeispielen der Erfindung multipliziert wird;

[0013] **Fig. 8** schematisch einen mehrphasigen Teilspannungs-Gegentaktregler darstellt und

[0014] **Fig. 9** schematisch ein anderes Ausführungsbeispiel von einer geschalteten variablen Busschaltung für einen Gradientenverstärker gemäß der Erfindung darstellt.

[0015] **Fig. 1** zeigt ein übliches Schaltverstärkersystem, um eine hohe Spannung und eine relativ hohe Schaltfrequenz zu erhalten, die zum Speisen einer Gradientenspule in einem MRI System geeignet sind. Wie gezeigt ist, sind vier Klasse-D Vollbrücken-Schaltverstärker **10–13**, die jeweils vier Schaltvorrichtungen **15–18** enthalten, in Reihe mit einem linearen Verstärker **20** gestapelt, die eine Gradientenspule **22** in einem MRI System versorgen. In einem üblichen Fall können die den Verstärker speisenden DC Busse in der Größenordnung von 400 Volt Gleichspannung sein, was eine gesamte Hochspannungsspeisung von 1600 Volt ergibt. Beim Schalten wird jede Brücke um 45 Grad phasenverschoben in

Bezug auf die benachbarte Brücke, was effektiv die einzelne Brückenschaltfrequenz um einen Faktor acht multipliziert. Wenn beispielsweise jede Brücke bei 31,25 kHz schaltet, gibt es eine effektive Spulenzwelligkeitsfrequenz von 250 kHz. Die Brücke steuert die eine hohe Anstiegsgeschwindigkeit aufweisenden Stromübergänge, und der in Reihe geschaltete lineare Verstärker steuert den Strom während der eine kleine Anstiegsgeschwindigkeit aufweisenden Abschnitt der Gradientenstromkurve.

[0016] **Fig. 2** zeigt ein ähnliches System wie das in **Fig. 1** gezeigte, es zieht aber Vorteil aus neueren, eine höhere Spannung aufweisenden IGBT's und benötigt somit nur zwei Klasse-D Brückenverstärker **30** und **32** in Serie. Die erreichbare Anstiegsgeschwindigkeit für das System gemäß **Fig. 2** beträgt eine Hälfte von derjenigen von **Fig. 1**, wobei angenommen ist, dass Vorrichtungen des gleichen Typs verwendet sind, aber dies ist für die meisten MRI Anwendungen als ausreichend befunden worden, da höhere Anstiegsgeschwindigkeiten zu unerwünschten Nervenstimulationen beim Patienten führen können. Als eine Folge ist das billigere System gemäß **Fig. 2** im Allgemeinen für Bildgebungs-Sequenzen verwendet worden, die trapezförmige Gradientenstromkurven verwenden. Die Systeme gemäß den **Fig. 1** und **2** können einige willkürliche Stromkurven erzeugen, aber sie können derartige Kurven in der Praxis nicht für lange Zeitperioden beibehalten aufgrund der hohen Schaltverluste und eines begleitenden Stromanstiegs der Halbleitervorrichtung.

[0017] **Fig. 3** zeigt ein System, das die DC Busspannung in einem einzigen Schritt senkt zur Verwendung während des ebenen Dachabschnittes von einer trapezförmigen Kurve, d. h. wo die hohe Spannung nicht benötigt wird. Das System gemäß **Fig. 3** enthält eine geschaltete Bipegel-Busschaltung **33** am Eingang von jedem Vollbrücken-Gleichrichter **30** und **32**. Jeder geschaltete Bipegel-Bus **33** enthält eine Halbbrücken-Verbindung der Schaltvorrichtungen **38** und **40**. Wenn eine kleine Spannung von dem Verstärker benötigt wird, wird die Vorrichtung **38** ausgeschaltet und die Vorrichtung **40** eingeschaltet. Schaltverluste der Brücke werden verkleinert, weil diese Verluste etwa proportional zu der an sie angelegten DC Busspannung sind. Der Verstärker gemäß **Fig. 3** ist in dem US-Patent 5,663,647 beschrieben und wird üblicherweise als ein Gradient Amplifier Switched Bi-level Bus bezeichnet. Bei einem derartigen System kann der lineare Verstärker, der hohe Verluste hinzufügt, eliminiert werden, und es kann eine präzise Stromsteuerung während der ebenen Dachabschnitte von den trapezförmigen Stromkurven erhalten werden. Jedoch ist dieses System nur für trapezförmige Kurven optimiert. Für willkürliche Kurven, wie beispielsweise Sinuswellen, die bei weiter fortgeschrittenen Wendel- bzw. spiralförmigen Bildgebungstechniken verwendet werden, muss der Hochspannungsbuss für den größten Teil der Kurve verbunden bleiben, was hohe Schaltverluste zur Folge hat.

Deshalb kann eine willkürliche Kurve nicht lange beibehalten werden aufgrund der exzessiven IGBT Schaltverluste.

[0018] **Fig. 4** stellt einen Schaltverstärker **50** zum Erzeugen willkürlicher Gradientenspulenkurven gemäß bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung dar. In dem Ausführungsbeispiel gemäß **Fig. 4** sind zwei Klasse-D Vollbrücken-Schaltverstärker **52** und **54** in Reihe geschaltet. Die Schaltverstärker **52** und **54** enthalten jeweils Schaltvorrichtungen **56–59**. Energie kann den Schaltverstärkern über getrennte DC Busspannungen V_A und V_B zugeführt werden, die beispielsweise in dem Bereich bis zu 750 Volt Gleichspannung liegen können. Die getrennten DC Busspannungen können jeweils durch einen bidirektionalen Gegentaktwandler (Buck-Wandler) **46** geliefert werden. Jeder Gegentaktwandler erhält seine DC Busspannung V_1 von einer Leitungs-Interface-Energieversorgung **55** (P_1). Jede Kombination von Energieversorgung und Gegentaktwandler enthält einen variablen Busregler **56**. Eine Steuerung der Schaltvorrichtung ist in **Fig. 4** durch einen Block **70** dargestellt. Ein Filter **72** am Ausgang des Gegentaktreglers enthält eine Induktivität **74** und eine Kapazität **76** zum Glätten des Stroms.

[0019] Die Schaltvorrichtungen **60**, **62** in dem Gegentaktregler müssen bezüglich ihrer Nenndaten nur für die DC Busspannung V_1 (z. B. in der Größenordnung von 400–500 Volt Gleichspannung) ausgelegt sein, im Gegensatz zu der gesamten Busspannung $V_1 + V_2$ (z. B. in der Größenordnung von 800 Volt Gleichspannung). Als eine Folge können Schaltvorrichtungen mit kleinerer Spannung in dem Gegentaktregler verwendet werden. Tatsächlich wird der 750 Vdc Bus durch einen Gegentaktregler mit einer Nennspannung von nur 400 Vdc gesteuert, was hier als ein "Teilspannungs"-Gegentaktregler bezeichnet wird. Die Schaltverluste von 600 V IGBT's, die beispielsweise in den Gegentaktregler verwendet werden können, betragen üblicherweise ein Drittel von denjenigen von 1200 V IGBT's, die beispielsweise in dem Vollbrücken-Schaltverstärker verwendet werden, wenn Vorrichtungen des gleichen Typs benutzt werden. Zusätzlich verkleinern neue, eine höhere Geschwindigkeit aufweisende 600 V IGBT's (Vorrichtungen **60** und **62**) die Schaltverluste auf ein Achtel von den älteren Vorrichtungen mit einer höheren Spannung. Die vorliegende Erfindung zieht Nutzen aus den signifikant kleineren Schaltverlusten von einer niedrigeren Spannung aufweisenden Schaltvorrichtungen in dem eine verringerte Spannung aufweisenden Gegentaktregler, wie es nachfolgend erläutert wird.

[0020] Gemäß bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung werden die DC Busspannungen V_A und V_B zwischen V_2 und $V_1 + V_2$ schnell geändert, indem der Teilspannungs-Gegentaktregler durch die Steuerung **70** in geeigneter Weise gesteuert wird. Der größte Teil der Pulsweitenmodulations(PWM)-Um-schaltung wird unter Verwendung der eine kleinere

Spannung aufweisenden Gegentakt-Regelvorrichtungen ausgeführt. Wenn beispielsweise Spannungspegel zwischen 400 und 750 Volt von der Spule gefordert werden, wird die Spannung geregelt unter Verwendung der Gegentaktregler-Schaltvorrichtungen **60** und **62**, die einen DC Bus von 400 Vdc schalten, nicht 750 Vdc, wie es der Fall sein würde, wenn die Vollbrücken-Verstärker die Schaltfunktion ausüben würden. Für dieses Erfordernis einer höheren Ausgangsspannung bewirkt die Steuerung **70**, dass die Ausgangsbrücken auf einfache Weise so geschaltet werden, dass sich die Spannung mit richtiger Polarität für die Spule ergibt, und deshalb treten vernachlässigbare Schaltverluste auf. Da die Spannung V_A (und V_B) nicht unter V_2 (z. B. 400 V) gesenkt werden kann, beginnen die Ausgangsbrücken nach Art einer Pulsbreitenmodulation (PWM) zu schalten, wenn diese kleineren Ausgangsspannungen benötigt werden. Während dieser Zeit schaltet der Eingangs-Gegentaktregler nicht und erzeugt somit keine Schaltverluste, aber die Ausgangsbrücken schalten mit einer verringerten DC Busspannung (z. B. $V_2 = 400$ Vdc). Da Schaltverluste angenähert proportional zu der DC Busspannung sind, sind die Schaltverluste der Ausgangsbrücke bei der verringerten Busspannung signifikant niedriger. Indem der gesamte Verstärker in dieser Art und Weise gesteuert wird, werden Schaltverluste verringert und über mehrere Vorrichtungen verteilt.

[0021] Beispielsweise kann in dem Ausführungsbeispiel gemäß **Fig. 4** mit einer typischen Induktivität einer Gradientenspule um 1 mH herum eine Änderungsgeschwindigkeit des Gradientenspulenstroms (di/dt) von 1500 A/msec erhalten werden. Für eine typische Spulenverstärkung von 85 A/Gauss/cm beträgt eine entstehende Gradientenfeld-Anstiegsgeschwindigkeit (d. h. di/dt dividiert durch Spulenverstärkung) etwa 176 Tesla/m/sec. Eine typische maximale Anstiegsgeschwindigkeit von 120 Tesla/m/sec reicht aus, so dass der 750 Vdc Bus für Spielraum sorgt, um Gradientenspuleninduktivitäts- und Widerstandsänderungen zu überwinden.

[0022] **Fig. 5** zeigt, wann der Gegentaktregler und die Brücke gemäß **Fig. 4** für den Fall einer sinusförmigen Ausgangswelle mit Anstiegsgeschwindigkeiten schalten würden, die eine relativ hohe Verstärker-Ausgangsspannung erfordern. Unter der Annahme, dass $V_1 = V_2 = 400$ Vdc, schalten die Vorrichtungen **60** (Q_a) und **62** (Q_b) nach Art einer Pulsbreitenmodulation (PWM), wenn eine Ausgangsspannung über 400 V erforderlich ist, während die Ausgangsbrücke einfach die Polarität wählt, um sie an die Gradientenspule anzulegen; das heißt, die Ausgangsbrücke führt keine PWM Schaltung aus. Wenn eine Ausgangsspannung unter 400 V erforderlich ist, bleibt die Vorrichtung Q_b die meiste Zeit eingeschaltet, um V_2 an den Eingangsbus V_A der Brücke anzulegen, und die Brückenvorrichtungen schalten nach PWM Art, um die Ausgangsspannung zu regeln. Die eine kleinere Spannung aufweisenden Vorrichtungen **60**, **62**

führen die Schaltfunktion aus, wenn eine hohe Spannung benötigt wird; und die Hochspannungs-Vorrichtungen führen die Umschaltung aus, wenn eine kleine Ausgangsspannung benötigt wird, aber vorteilhafter Weise mit einer kleinen angelegten Busspannung. Somit schalten die Hochspannungsvorrichtungen nicht nur mit einer kleinen angelegten Busspannung, was in vorteilhafter Weise kleine Schaltverluste zur Folge hat, sondern der Prozentsatz der PWM Schaltzeit für die eine höhere Spannung aufweisenden Vorrichtungen beträgt auch nur etwa ein Drittel, d. h. 60 von 180° für das dargestellte Beispiel.

[0023] **Fig. 6** zeigt den Fall für eine trapezförmige Gradientenstromkurve. Wenn eine Spannung größer als V_2 erforderlich ist, führen die Vorrichtungen **60** (Q_a) und **62** (Q_b) die Schaltfunktion aus, und wenn eine Spannung kleiner als V_2 benötigt wird, führt die Brücke die Schaltfunktion aus.

[0024] Ferner kann die Spannung V_2 direkt an die Spule angelegt werden, wobei die Vorrichtung Q_b eingeschaltet bleibt (z. B. während des ebenen Dachabschnittes von einer trapezförmigen Kurve), und in diesem Fall kann der Spulenstrom direkt gesteuert werden, so dass keine Umschaltung von irgendwelchen Vorrichtungen benötigt wird. Dies hat keinerlei Verstärker-Schaltverluste zur Folge.

[0025] Die Spannungen V_1 und V_2 werden von einer Leitungs-Interface-Energieversorgung geliefert, die gesteuert werden kann, um variabel zu sein. Somit können für eine gegebene Bildgebungssequenz V_1 und V_2 , entweder im Verhältnis oder getrennt, variiert werden, um die bestmögliche Performance zu erzielen.

[0026] Ein Vorteil der Anordnung eines Schaltverstärkers gemäß der vorliegenden Erfindung besteht darin, dass relativ hohe Schaltfrequenzen erhalten werden können, die zu kleinen Welligkeitsströmen der Gradientenspule und zu einer präzisen Stromsteuerung führen können. Als eine Folge ist ein linearer Verstärker, wie er in den Schaltungsanordnungen der **Fig. 1** und **2** benutzt ist, nicht erforderlich.

[0027] **Fig. 7** zeigt, wie die Schaltfrequenz von einem Brückenschenkel (z. B. Q_1 und Q_2) mit einem Faktor vier an der Gradientenspule multipliziert wird. Das heißt, die Schaltfrequenz wird mit zwei multipliziert aufgrund der Vollbrücke und wiederum mit zwei aufgrund einer 180° Phasenverschiebung zwischen den zwei Brücken. Wenn beispielsweise die Brückenvorrichtungen bei 31,25 kHz geschaltet werden, dann beträgt die äquivalente Ausgangs-Schaltfrequenz 125 kHz. Diese relativ hohe Frequenz in Verbindung mit den Hochfrequenz-LC-Ausgangsfiltern hat einen kleinen Welligkeitsstrom zur Folge, der an die Gradientenspule angelegt wird. Für trapezförmige Ströme, wie sie in **Fig. 6** dargestellt sind, kann die Spannung V_2 auf diesen präzisen Wert gesteuert werden (damit die Brücken bei einem 50% Tastverhältnis betrieben werden können), indem die Eingangsenergieversorgung eingestellt wird. In diesem Fall entsteht eine sehr kleine Ausgangswelligkeit, theoretisch ist sie

null. Die Welligkeit des Ausgangsstroms kann auch effektiv eliminiert werden während des ebenen Dachabschnittes von der trapezförmigen Stromkurve, wenn die Eingangsenergieversorgung die Spannung V_2 auf den erforderlichen Wert regelt, um Leistungsverluste in den Leistungswandlern und der Gradientenspule zu überwinden. Diese Lösung sorgt für einen zusätzlichen Vorteil, dass Schaltverluste in sowohl den Gegentaktreglern als auch Ausgangsbrücken im wesentlichen eliminiert werden, da sie alle während des ebenen Dachabschnittes der Kurve kontinuierlich leiten.

[0028] Die Eingangsversorgung **56** (P_1) kann eine weich-geschaltete Versorgung mit irgendeiner geeigneten Topologie sein, wie beispielsweise eine phasenverschobene Übergangs-Resonanzbrücke, wie sie in dem US-Patent 4,864,479 beschrieben ist, oder, alternativ, ein Reihenschwingwandler. Jede dieser als Beispiel genannten weich-geschalteten Versorgungen würde, unter anderem, für eine schnell ansprechende, kleine Schaltverluste aufweisende, hocheffiziente Versorgung sorgen, die für die hier beschriebenen Anwendungen geeignet ist. Zusätzlich können diese als Beispiele genannten Versorgungen für einen hohen Leistungsfaktor an der Eingangs-Wechselspannungsleitung sorgen, wenn dies gewünscht wird.

[0029] Die Schaltfrequenz des eine verminderte Spannung aufweisenden Gegentaktreglers wird auch mit einem Faktor von zwei multipliziert, wenn die zwei Brücken relativ zueinander 180° phasenverschoben sind, wie es oben beschrieben ist. Da die Vorrichtungen in dem Gegentaktregler kleinere Schaltverluste haben als die Ausgangsbrückenvorrichtungen, können die Vorrichtungen des Gegentaktreglers bei hohen Frequenzen arbeiten. Wenn beispielsweise die Gegentaktregler bei 62,5 kHz arbeiten, dann entsteht eine äquivalente Ausgangsschaltfrequenz von 125 kHz, genauso wie in den Ausgangsbrücken.

[0030] **Fig. 8** stellt dar, dass gemäß bevorzugten Ausführungsbeispielen der Erfindung N Gegentaktregler in einer Mehrphasenverbindung angeordnet werden können. Hier werden N Schaltregler $360/N$ Grad phasenverschoben betätigt, um eine äquivalente Schaltfrequenz von $N \cdot f$ zu erzielen. Und die Schaltfrequenz wird wieder verdoppelt, wenn die zwei Gegentaktregler in Bezug zueinander phasenverschoben sind. Der mehrphasige Gegentaktregler, der parallel geschaltete Regler mit kleinerer Leistung aufweist, stellt eine Alternative zur Parallelschaltung einzelner Vorrichtungen in einem einzigen Modul dar.

[0031] **Fig. 9** stellt ein anderes Beispiel für eine geschaltete variable Busschaltung für einen Gradientenverstärker dar. Genauer gesagt, **Fig. 9** unterscheidet sich von **Fig. 4** dadurch, dass das Ausgangsfilter **72** von jedem Gegentaktregler eliminiert ist. Die Arbeitsweise der Schaltung gemäß **Fig. 9** ist ähnlich derjenigen von **Fig. 4**, wie sie oben beschrieben wurde, wobei die Funktion der Filter **72** durch Ausgangsfilter **80** ausgeführt wird, wobei jedes eine

Induktivität **82** und eine Kapazität **84** in Verbindung mit der Gradientenspule **22** aufweist.

Patentansprüche

1. Schaltverstärker mit zwei Pfaden, wobei jeder Pfad enthält:
einen isolierten DC Ausgangsspannungsbus (V_A, V_B),
erste (V_1, V_3) und zweite (V_2, V_4) Eingangsspannungsbusse,
einen Eingangs-Gegentaktregler (**46**) zum Steuern des isolierten DC Ausgangsspannungsbus, wobei der Eingangs-Gegentaktregler dem ersten Eingangsspannungsbus parallel geschaltet ist, der mit dem zweiten Eingangsspannungsbus in Reihe geschaltet ist, wobei die ersten und zweiten Eingangsspannungsbusse mit einer Eingangsleistungsversorgung (**55**) verbindbar sind, wobei die Spannung auf dem isolierten DC Ausgangsspannungsbus grösser als die Spannung auf dem zweiten Eingangsspannungsbus während des normalen Betriebs ist,
einen Brücken-Wechselrichter (**52, 54**), der mit dem isolierten DC Ausgangsspannungsbus verbunden ist zum Liefern einer Spannung an eine Last (**22**),
wobei der Schaltverstärker ferner enthält:
eine Schaltsteuerung (**70**) zum Steuern des Eingangs-Gegentaktreglers, um nur Lastspannungen zu regeln, die oberhalb einer Schwellenspannung sind, und um die Brücken-Wechselrichter zu steuern, um nur Lastspannungen unter dem Schwellenwert zu regeln.
2. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei die isolierten Spannungsbusse Busse mit variabler Spannung aufweisen.
3. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei die Schaltsteuerung den Eingangs-Gegentaktregler und die Brücken-Wechselrichter in einem Pulsweitenmodulations(PWM)-Modus steuert.
4. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei die Gegentaktregler so verbunden sind, daß sie Leistung von einer variablen Eingangsleistungsversorgung empfangen.
5. Schaltverstärker nach Anspruch 4, wobei die variable Eingangsleistungsversorgung eine Versorgung mit hohem Leistungsfaktor aufweist.
6. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei die Brücken-Wechselrichter zueinander phasenverschoben sind.
7. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei die Eingangs-Gegentaktregler mehrphasige Gegentaktregler aufweisen.
8. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei der Eingangs-Gegentaktregler einen Teilspannungs-Ge-

gentaktregler mit einer Nennspannung aufweist, die gleich einem Teil der Nennspannung der Brücken-Wechselrichter ist.

9. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei die Brücken-Wechselrichter ein Tastverhältnis von etwa 50% haben.

10. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei die Schaltsteuerung den zweiten Spannungsbus ohne Schaltvorrichtungen in dem Gegentaktregler oder den Brücken-Wechselrichtern steuert, um die Spannung auf dem zweiten Spannungsbus direkt an die Last anzulegen.

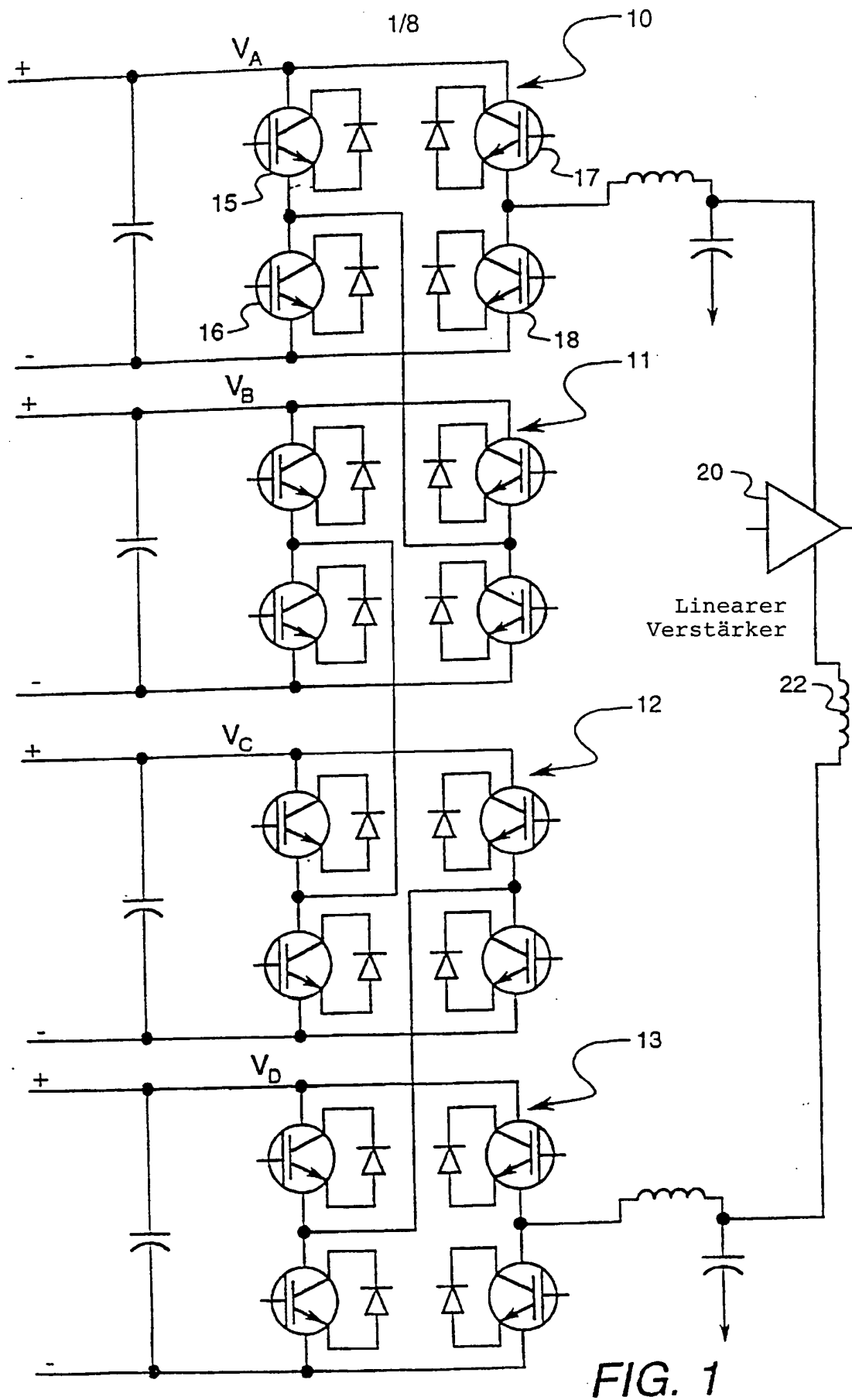
11. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei ferner eine Filtereinrichtung zum Glätten des der Last zugeführten Stroms vorgesehen ist.

12. Schaltverstärker nach Anspruch 11, wobei die Filtereinrichtung ein Ausgangsfilter (**72**) aufweist, das mit jedem Gegentaktregler verbunden ist.

13. Schaltverstärker nach Anspruch 1, wobei die Filtereinrichtung ein Ausgangsfilter (**80**) aufweist, das mit jedem Brücken-Wechselrichter verbunden ist.

Es folgen 8 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen



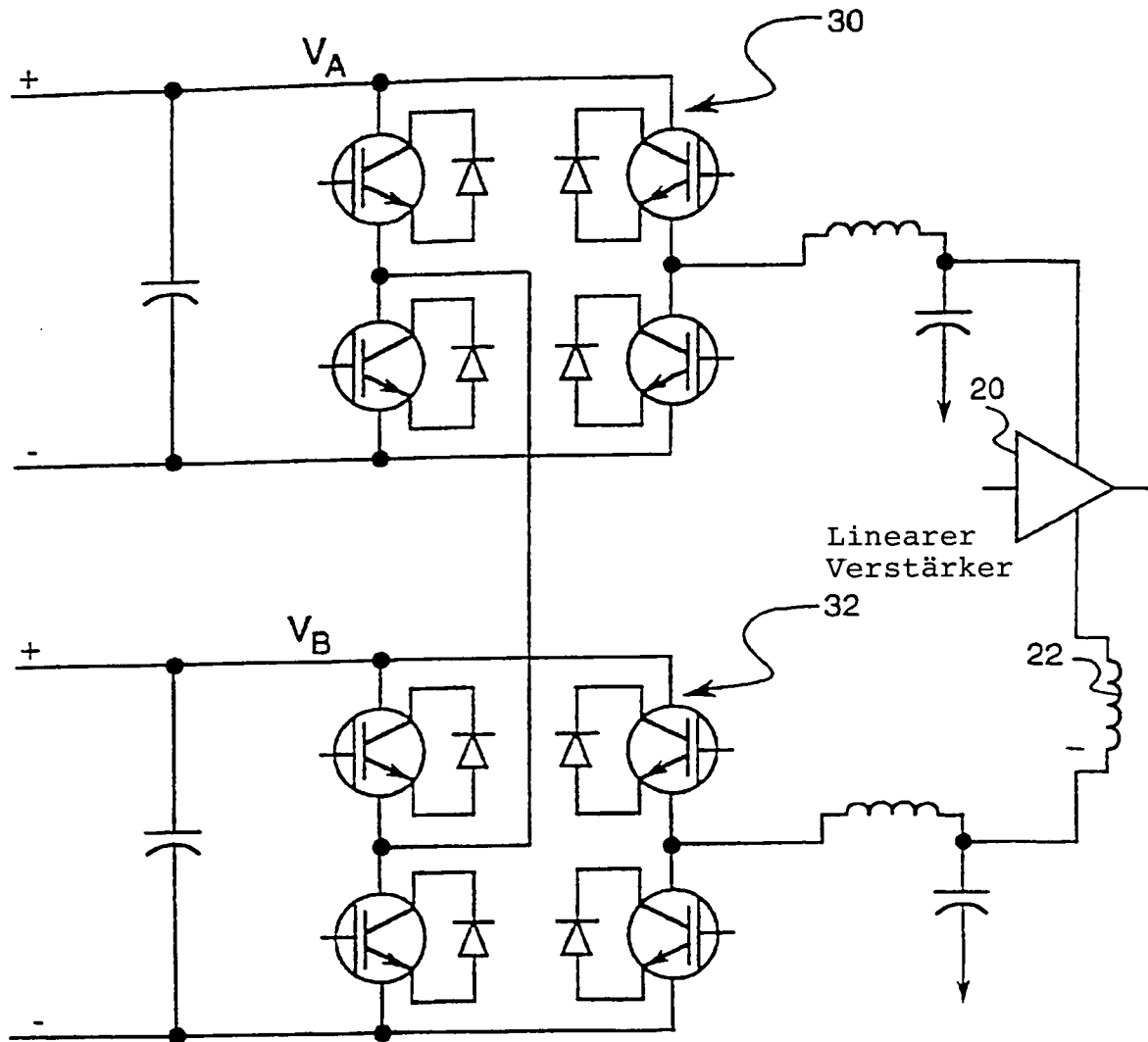


FIG. 2

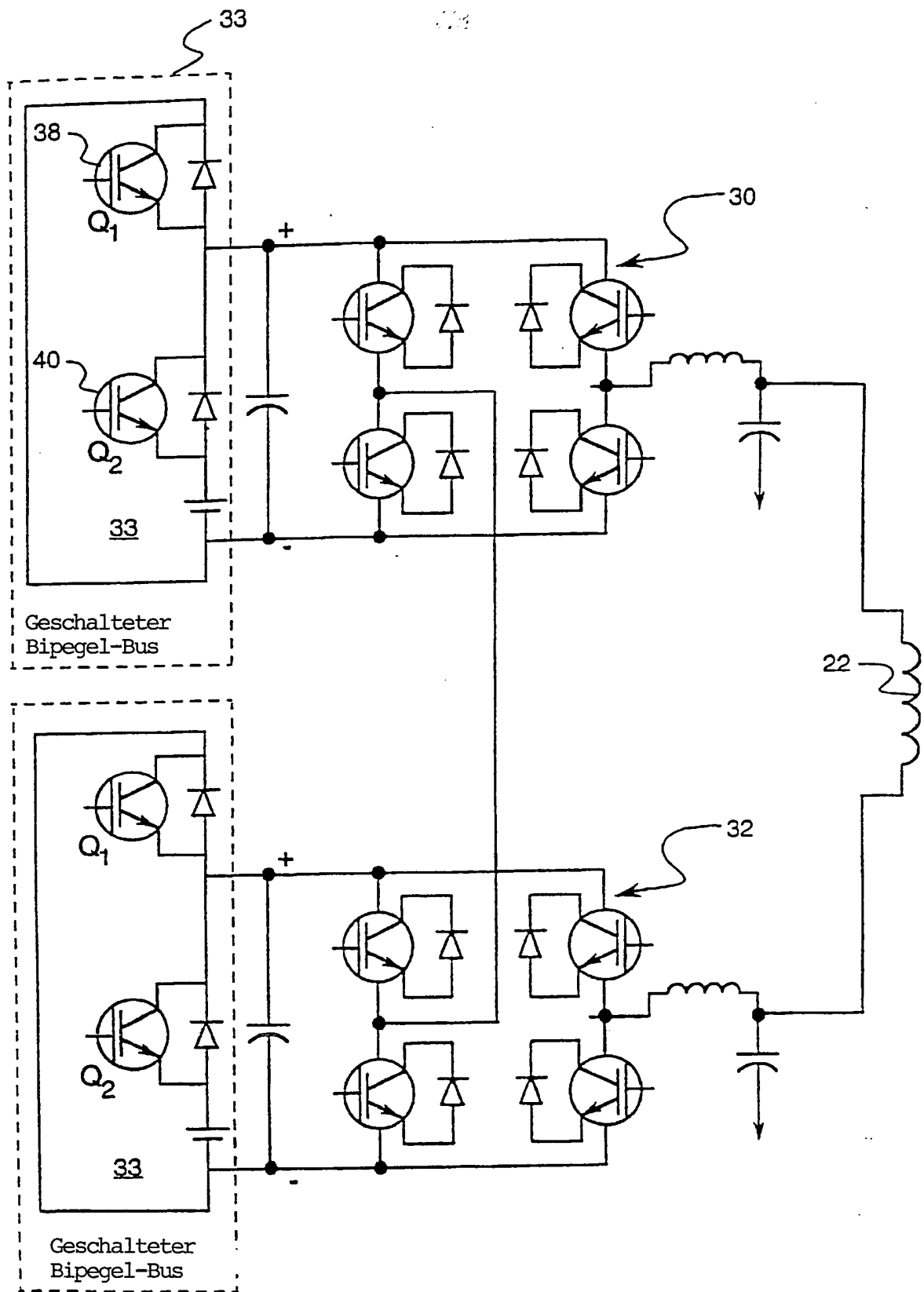
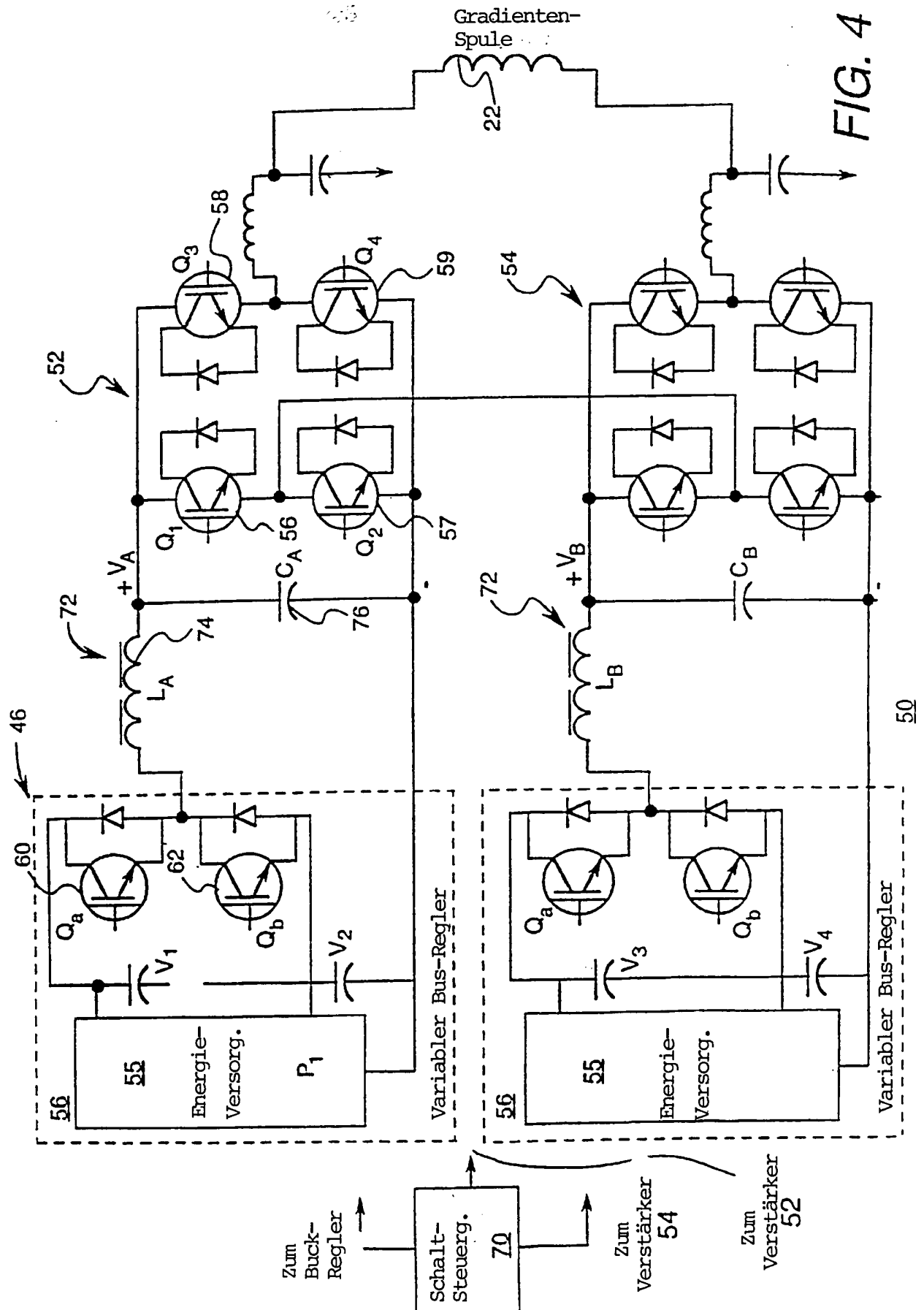


FIG. 3



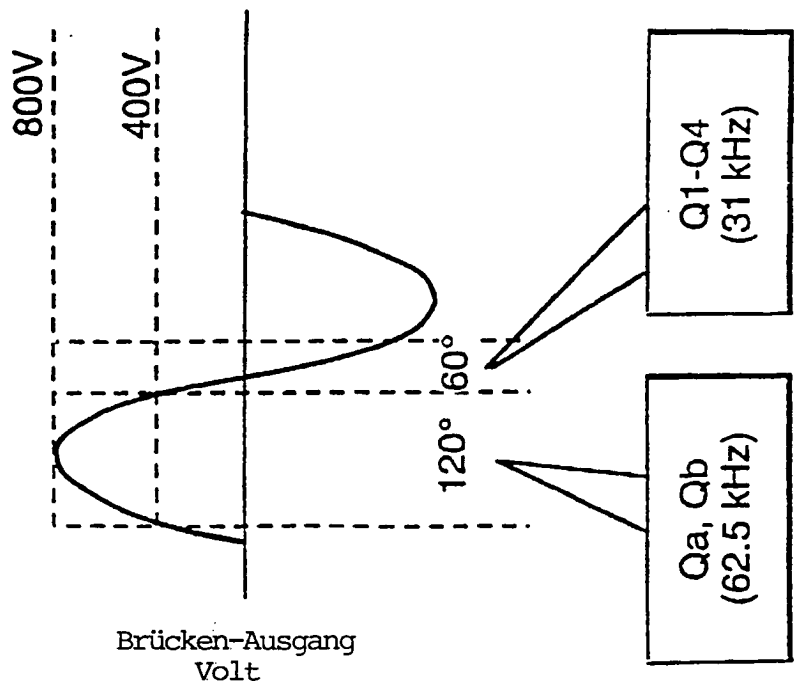


FIG. 5

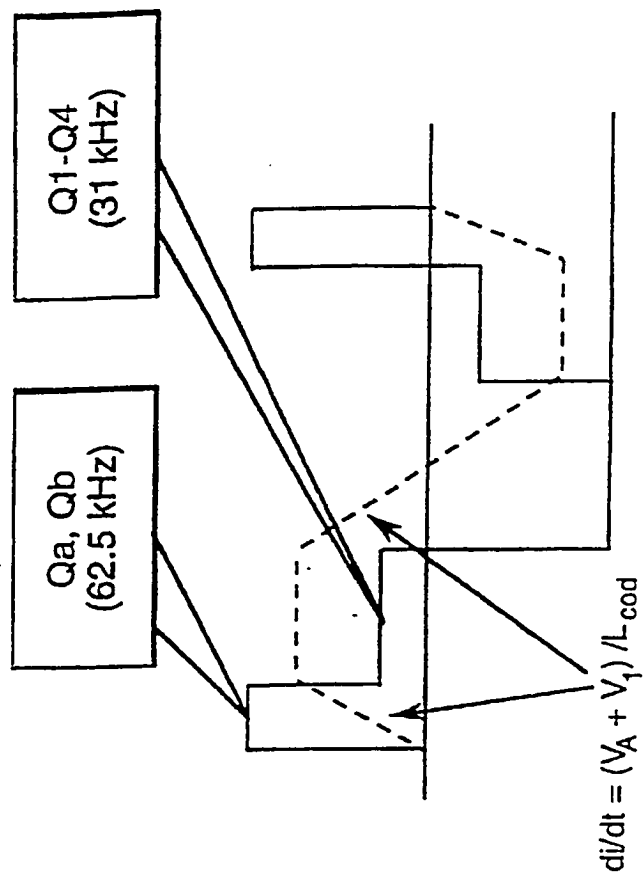


FIG. 6

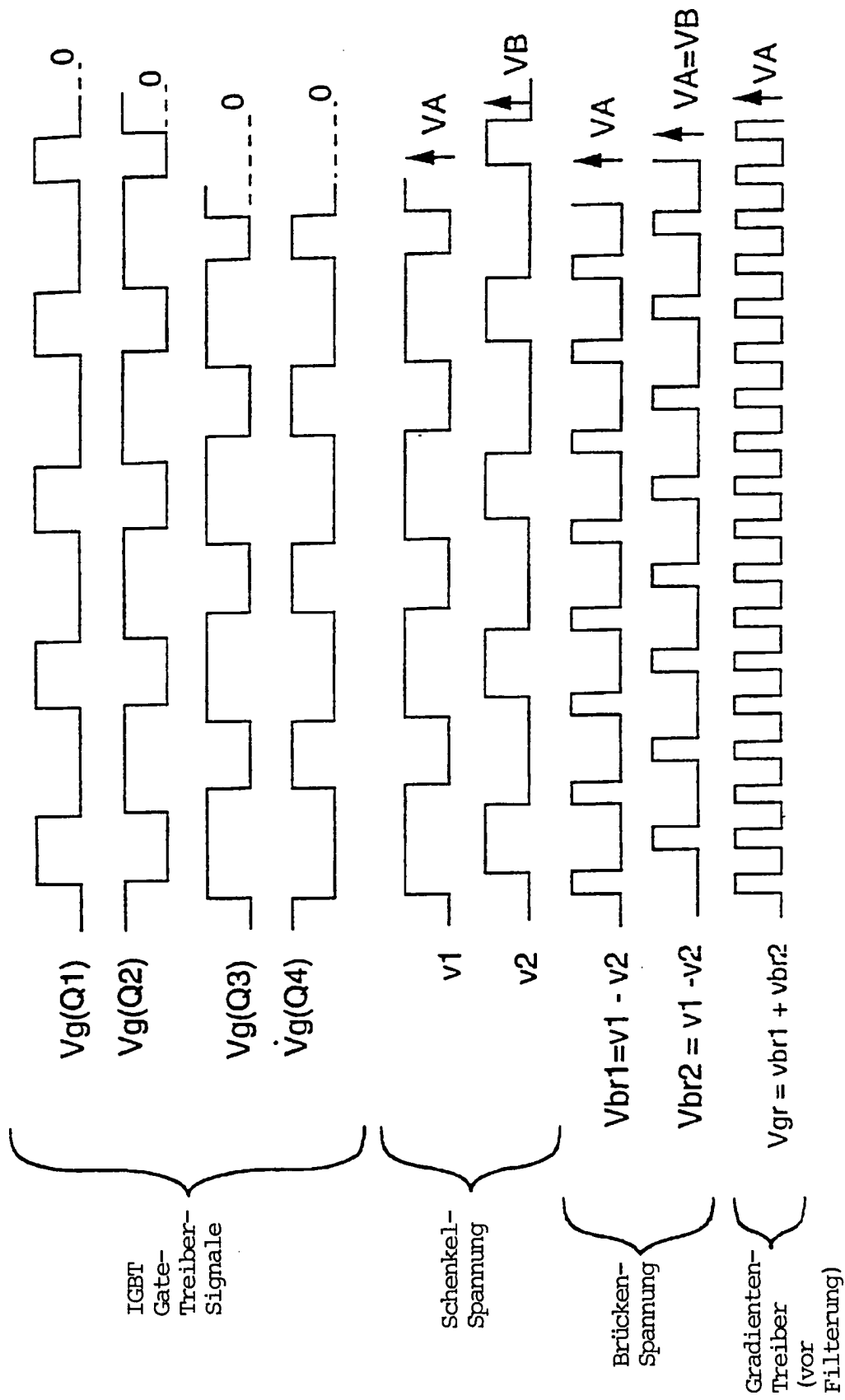


FIG. 7

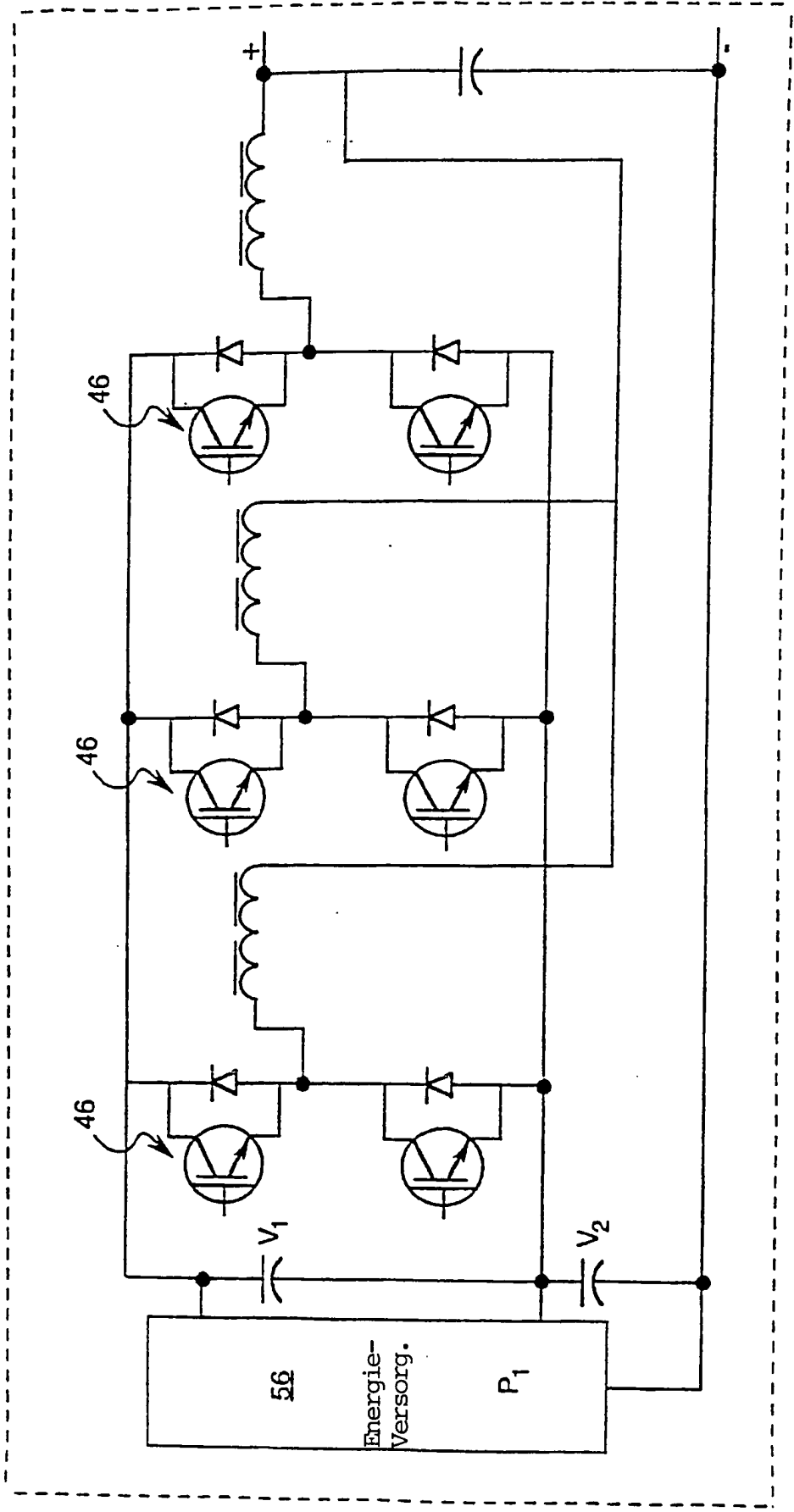


FIG. 8

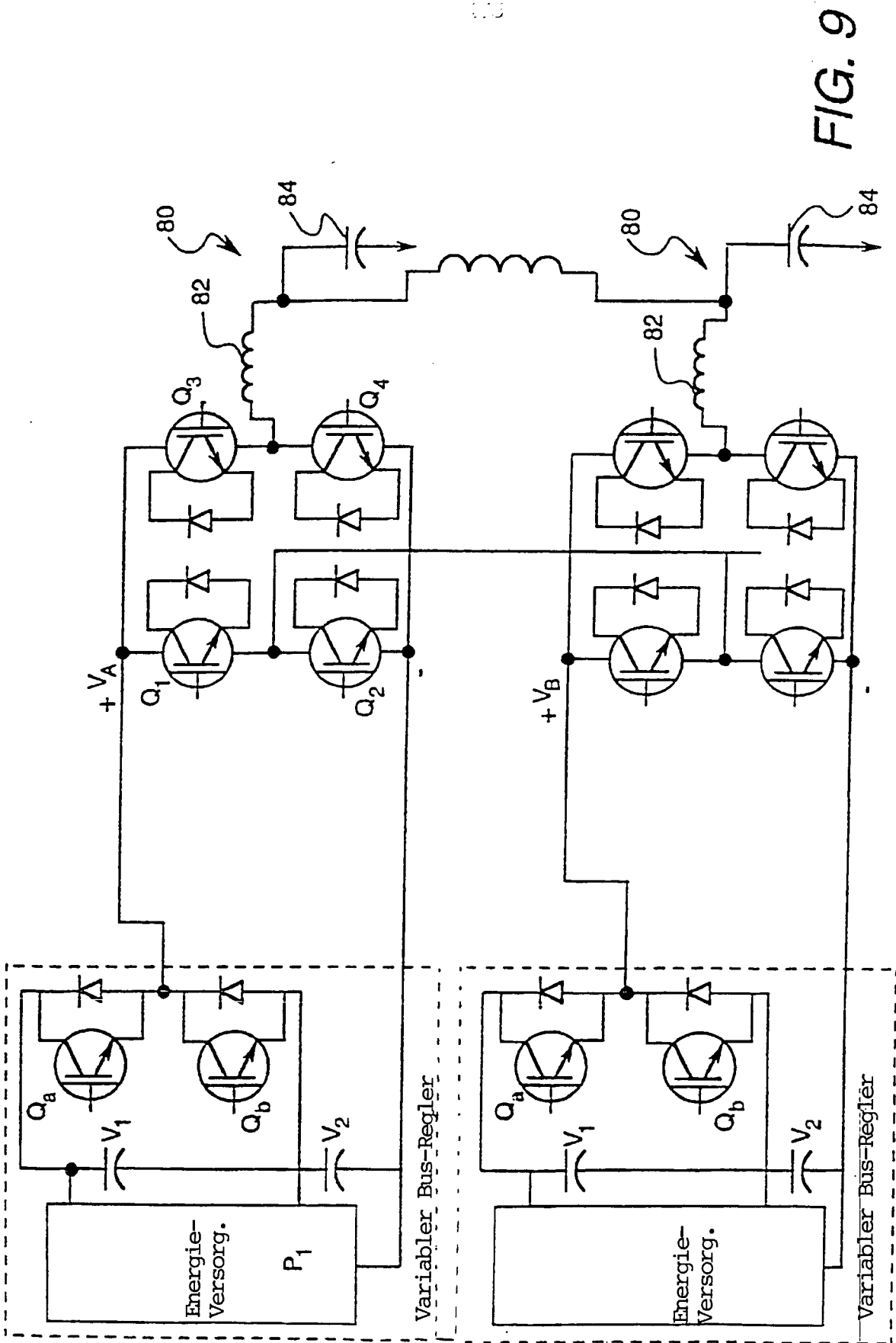


FIG. 9