



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 694 33 503 T2 2004.06.24

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 0 729 670 B1

(21) Deutsches Aktenzeichen: 694 33 503.7

(86) PCT-Aktenzeichen: PCT/AU94/00704

(96) Europäisches Aktenzeichen: 95 900 566.1

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 14/331

(86) PCT-Anmeldetag: 16.11.1994

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: 26.05.1995

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: 04.09.1996

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: 21.01.2004

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 24.06.2004

(51) Int Cl.⁷: H03F 3/62

H04B 1/38, H04B 3/36

(30) Unionspriorität:

PM244593 16.11.1993 AU

(84) Benannte Vertragsstaaten:

CH, DE, FR, GB, LI

(73) Patentinhaber:

Commonwealth Scientific and Industrial Research
Organisation, Campbell, AU

(72) Erfinder:

BATCHELOR, Alexander, Robert, St Ives, AU;
ARCHER, William, John, Pennant Hills, AU

(74) Vertreter:

Andrae Flach Haug, 81541 München

(54) Bezeichnung: BIDIREKTIONALER VERSTAERKER

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 eingelebt, 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 vorliegende Erfindung betrifft bidirektionale Verstärker und Transceiver, die bidirektionale Verstärker enthalten, und andere Systeme, die eine Zweiwege-Übertragung von Informationen einsetzen.

[0002] Ein konventioneller Transceiver hat normalerweise zwei getrennte Verstärkerwege, einen zum Senden und einen zum Empfangen. Jeder Verstärkerweg enthält z. B. einen Radiofrequenz-Verstärker ebenso wie einen Mittelfrequenz-Verstärker, so daß es für den Transceiver erforderlich ist, zumindest vier Verstärker zu haben. Wenn es möglich wäre, die Verstärker bidirektional auszubilden, dann könnte eine erhebliche Einsparung bei der Komplexität des Transceivers erreicht werden.

[0003] US-A-5 057 791 offenbart einen Verstärker mit zwei Impedanz-Anpassungsschaltkreisen mit einem dazwischen angeordneten JFET. DE-A-26 46 035 offenbart einen Verstärker-Schaltkreis, der bei UHF-Frequenzen betrieben wird, der eine Vielzahl verteilter Verstärkerstufen verwendet, die jeweils einen einzigen Halbleiter-Gate-Feldeffekttransistor aufweisen.

[0004] Verschiedene Feldeffekttransistoren (im folgenden durch die allgemeine Klassenbezeichnung Feldeffekttransistor oder FET bezeichnet) sind bekannt, einschließlich dem Sperrschiert-FET, MESFET, MOSFET, dem HEMT (Transistor mit hoher Elektronmobilität) und dem ballistischen Transistor. Alle diese Vorrichtungen haben eine inhärente theoretische Symmetrie, weil es für Source und Drain theoretisch möglich ist, zwischengeschaltet zu werden. Jedoch werden in der Praxis derartige Vorrichtungen nicht mit symmetrischen Geometrien fabriziert, damit es möglich gemacht werden kann, spezifische Eigenschaften zu erreichen. Überdies ist der Source-Anschluß derartiger FET's normalerweise geerdet, und das führt wieder zu einer Tendenz, daß die inhärente theoretische Symmetrie einer FET-Vorrichtung übersehen wird. Außerdem werden derartige Vorrichtungen fast nie in einer gemeinsamen Gate-Anordnung verwendet, wie einem Verstärker, weil diese Anordnung potentiell instabil ist. In der Tat, werden FET-Vorrichtungen normalerweise nur in einer gemeinsamen Gate-Anordnung als ein Oszillator wegen der potentiellen Instabilität dieser Anordnung verwendet.

[0005] Zwei bekannte Realisierungen bidirektionaler Verstärker werden unten mit Bezug auf die **Fig. 3** und 4 beschrieben. Die erste macht Verwendung von vier Steuerungsvorrichtungen, die in Paaren betrieben werden, um zwei alternative Signalwege zu ermöglichen, von denen jeder durch einen einzigen unidirektionalen Verstärker verläuft. Jedoch sind derartige Steuerungsvorrichtungen verlustreich und ineffizient, und es gibt Probleme mit der Impedanzanpassung. Die zweite verwendet zwei Schalter, die betrieben werden, um das Signal zu steuern, damit es durch ei-

nen ausgewählten der beiden unidirektionalen Verstärker läuft. Wieder sind derartige Schalter sehr verlustreich.

[0006] Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, einen bidirektionalen Verstärker anzugeben, der zumindest einen Feldeffekttransistor einsetzt, der in einer gemeinsamen Gate-Anordnung geschaltet ist.

[0007] Gemäß der vorliegenden Erfindung wird ein bidirektonaler Verstärker angegeben, der aufweist: einen ersten und zweiten Doppelanschluß-Port, jeweils fähig, entweder als ein Eingang oder als ein Ausgang für den Verstärker zu wirken, wobei jeder der Ports mit einem einer Vielzahl von schaltbaren Impedanz-Anpassungsnetzwerken derart verbunden ist, daß jeder der Ports zumindest über AC an einen Anschluß von einem Source-Anschluß oder Drain-Anschluß von einem Feldeffekttransistor angeschlossen ist, und dadurch gekennzeichnet ist, daß der Verstärker zur Verwendung in Mikrowellen- und/oder Millimeterwellen-Frequenzbereichen ausgelegt ist und einen im wesentlichen symmetrischen Aufbau hat, und des Weiteren umfaßt: eine gerade Vielzahl von kaskadierten HEMT-Vorrichtungen umfaßt, die zwischen dem ersten und dem zweiten Port geschaltet sind, wobei jede der Verstärkerstufen über ein symmetrisches und geerdetes Zwischenstufenkopplungs-Netzwerk mit jeder Stufe gekoppelt ist, die operativ mit dem zumindest einem Feldeffekttransistor und mit einem oder mehr Feldeffekttransistor-Gate-Anschlüssen verbunden ist, wobei die Gate-Anschlüsse in Gate-Schaltungsbetrieb geschaltet sind, wobei jeder Gate-Anschluß Serien kapazitiver Reaktanzen aufweist, die zwischen dem entsprechenden Gate-Anschluß und Masse geschaltet sind, wobei der zumindest eine Feldeffekttransistor zumindest einen der Gate-Anschlüsse umfaßt, und daß ein Source-Anschluß und ein Drain-Anschluß für wechselnden Betrieb ausgelegt sind.

[0008] Vorzugsweise ist eine negative Rückkopplung zu dem Gate vorgesehen.

[0009] Vorzugsweise ist die Anordnung der Impedanzanpassungsvorrichtungen symmetrisch. Wenn gewünscht, können zwei oder mehr Feldeffekttransistoren in einer Kaskade und/oder parallel zueinander geschaltet werden.

[0010] Gemäß einem zweiten Gesichtspunkt der vorliegenden Erfindung wird auch ein Transceiver offenbart, der den oben erwähnten bidirektionalen Verstärker enthält.

[0011] Ausführungen der vorliegenden Erfindung werden nun mit Bezug auf die Zeichnungen beschrieben, wobei:

[0012] **Fig. 1** ein schematisches Schaltdiagramm eines bekannten Transceivers zeigt, der unidirektionale Verstärker verwendet;

[0013] **Fig. 2** ein schematisches Blockdiagramm eines Transceivers zeigt, der bidirektionale Verstärker enthält;

[0014] **Fig. 3** ein schematisches Diagramm zeigt,

das ein bekanntes Verfahren zur Realisierung eines bidirektionalen Verstärkers zeigt, das einen einzigen unidirektionalen Verstärker einsetzt;

[0015] **Fig. 4** eine schematische Darstellung einer alternativen Form eines bekannten bidirektionalen Verstärkers zeigt, der unter Verwendung von zwei unidirektionalen Verstärker realisiert ist;

[0016] **Fig. 5** ein schematisches Schaltungsdigramm einer Schaltung für einen bidirektionalen Verstärker einer ersten Ausführung zeigt;

[0017] **Fig. 6** ein schematisches Diagramm eines bidirektionalen Verstärkers einer zweiten Ausführung zeigt;

[0018] **Fig. 7** ein schematisches Diagramm eines bidirektionalen Transceivers zeigt, der zwei bidirektionale Verstärker enthält;

[0019] **Fig. 8** einen Repeater zeigt, der einen bidirektionalen Verstärker enthält;

[0020] **Fig. 9** ein schematisches Diagramm eines bidirektionalen Verstärkers zeigt, der ein Doppel-Gate-FET enthält;

[0021] **Fig. 10** ein Vorspannungsschaltnetzwerk zum Steuern der Vorspannungen des Schaltkreises von **Fig. 6** zeigt; und

[0022] die **Fig. 11** bis **14** jeweils eine Aufsicht eines Metallisierungsmusters von FET-Vorrichtungen zeigen, die bei den oben erwähnten Ausführungen verwendbar sind.

[0023] Obwohl einige der unten beschriebenen Ausführungen der Erfindung Verwendung von drei Anschlußvorrichtungen machen, kann die Art der verwendeten Vorrichtung ohne Weiteres auf aktive Vorrichtungen mit mehr als drei Anschlüssen ausgedehnt werden, und insbesondere auf aktive Vorrichtungen mit einem Source-Anschluß, einem Drain-Anschluß und zwei oder mehr Gate-Anschlüssen (siehe **Fig. 9**). Die Vorrichtungssymmetrie wird beibehalten, was einen bidirektionalen Betrieb erlaubt. Die Vorteile, die durch die Verwendung von Vorrichtungen mit mehreren Gates erhalten werden, sind: elektronische Steuerung der Verstärkung der Verstärkerschaltung durch Verändern der an einem oder mehreren Gate-Anschlüssen anliegenden Spannung; Verminde rung der Rückkopplungskapazitanz zwischen dem Gate, der dem Source-Anschluß am nächsten ist, und der Drain-Elektrode, so daß das Potential für die Schaltungsstabilität bei einer Implementierung mit einer einzelnen Vorrichtung verbessert wird.

[0024] Wie man in **Fig. 1** sehen kann, erfordern bekannte Transceiver einen getrennten Empfangsverstärkungsweg (enthaltend einen Demodulator DEM) und einen getrennten Sendeverstärkungsweg (enthaltend einen Modulator MOD), und sie erfordern daher, einen getrennten RF-Empfangsverstärker, einen getrennten IF-Empfangsverstärker, einen getrennten RF-Sendeverstärker und einen getrennten IF-Sendeverstärker zu haben. Die in diesem Beispiel eines bekannten Transceivers getrennten Verstärkerwege werden an die Antenne mittels eines Schalters S angeschlossen, damit sich ein Halbduplexbetrieb er-

gibt. Als eine Folge ist nur eine Hälfte der Transceiver schaltung zu irgendeiner beliebigen Zeit in Betrieb. Bei vielen Transceivern sind die Wege der Schaltung, die funktionslos sind, funktionell identisch zu den Wegen, die im Gebrauch sind.

[0025] **Fig. 2** stellt einen Transceiver dar, der bidirektionale Verstärker verwendet, in denen die Sende- und Empfangsverstärkungswege kombiniert sind, und daher alle Komponenten immer im Gebrauch sind. Überdies vergrößert die Entfernung des Eingangsschalters S von **Fig. 1** sowohl die Empfängerempfindlichkeit, als auch die Sendeleistung.

[0026] Somit sind die möglichen Vorteile, bidirektionale Verstärker in Transceivern zu verwenden, die folgenden:

- (a) eine Verminderung der Anzahl einzelner Schaltkreisfunktionen um einen Faktor von möglicherweise zwei oder mehr,
- (b) eine Verminderung des Halbleiterflächengebiets, das in integrierten Schaltkreisrealisierungen verwendet wird, um einen Faktor von möglicherweise zwei oder mehr,
- (c) eine mögliche Steigerung in der Empfängerempfindlichkeit aufgrund der Beseitigung eines RF-Eingangsschalters,
- (d) eine Zunahme in der Sendeleistung (oder eine äquivalente Reduzierung in dem Energiehandhabungserfordernis des Senders) wieder aufgrund der Beseitigung eines RF-Ausgangsschalters, und
- (e) eine Reduzierung der Anzahl von Komponenten bei Realisierungen mit konzentrierten Elementen um den Faktor von möglicherweise zwei oder mehr.

[0027] In **Fig. 3** wird eine bekannte Form der Realisierung eines bidirektionalen Verstärkers dargestellt, der einen unidirektionalen Verstärker A verwendet. Diese Realisierung erfordert die Verwendung von vier Steuerungsvorrichtungen **3**, **4**, **5** und **6**, die konzeptionell analog zu den Dioden einer Vollweggleichrichterbrücke sind. Durch Schalten eines passenden Paars der vier Steuerungsvorrichtungen und Ausschalten des übrigen Paars von Steuervorrichtungen kann der gewünschte Signalfluß, der durch einen der beiden Pfeile in **Fig. 3** angedeutet ist, durch den einzigen Verstärker A erreicht werden. Kompliziertere Versionen dieser bekannten Realisierung sind in den Zeichnungen der japanischen Patentanmeldung Nr. 52-041541 dargestellt, die am 7. November 1978 unter der Nummer 53-127220 veröffentlicht wurde. Derartige Steuerungsvorrichtungen, insbesondere solche, die bei sehr hohen Frequenzen arbeiten, sind sehr verlustreich und somit ineffizient. Es gibt auch Probleme bei der Impedanzanpassung.

[0028] In **Fig. 4** ist eine alternative bekannte Realisierung eines bidirektionalen Verstärkers dargestellt, der aber zwei unidirektionale Verstärker **2** verwendet. Hier sind zwei "zusammengeschlossene" Schalter vorgesehen, einer in dem Eingang (Ausgang) und

der andere in dem Ausgang (Eingang). Die Schalter werden betrieben, um das eingehende Signal zu dem Verstärker des Paars von Verstärkern mit der richtigen Orientierung für die gewünschte Richtung der Signalübertragung und Verstärkung zu steuern. Ein Beispiel derartiger bekannter Vorrichtungen kann man in den US-Patenten Nr. 5 027 084 und 5 105 166 sehen, die beide für Tsukii u. a. erteilt wurden und auf Raytheon Company übertragen wurden. Wieder sind derartige Schalter sehr verlustreich.

[0029] Es wird den Fachleuten auf dem Gebiet klar sein, daß die oben beschriebenen bekannten Anordnungen nicht wirkliche bidirektionale Verstärker sind, weil die Richtung der Signalübertragung und Verstärkung durch die tatsächliche Verstärkungsvorrichtung in allen Fällen die gleiche ist.

[0030] Das Grundprinzip hinter der vorliegenden Erfindung ist in der ersten Ausführung von **Fig. 5** dargestellt. Hier umfaßt der bidirektionale Verstärker einen einzigen Feldeffekttransistor FT1 (wie oben angegeben, könnte der Feldeffekttransistor durch eine Viel-Gate-Elektrodenvorrichtung ersetzt werden, ohne die Funktionalität der Schaltung zu ändern) mit einem Source- S, Drain-D und Gateanschluß G. Der Verstärker hat einen ersten Port P1 mit Anschlüssen T1 und T2 und einen zweiten Port P2 mit Anschlüssen T3 und T4. Die Anschlüsse T2 und T4 sind geerdet. Der Feldeffekttransistor FT1 ist in einer Gate-Schaltungsanordnung mit dem Gate G verbunden, der mit Masse über eine Kapazität C22 (oder einem anderen Netzwerk N2) verbunden ist, das für eine negative Rückkopplung sorgt. Ein Induktor L2 verbindet den Gate G mit einem Vorspannungspotential V2.

[0031] Der Source-Rnschluß S ist an den Anschluß T1 über eine Kapazität C21 (oder ein weiteres Netzwerk N1) angeschlossen, und wird mit einer DC-Vorspannung V1 über einen Induktor L1 versorgt. Ähnlich ist der Drain-Anschluß D mit dem Anschluß T3 über eine Kapazität C23 (oder ein weiteres Netzwerk N3) verbunden, und ist auch mit einer Vorspannung V3 über einen Induktor L3 verbunden.

[0032] Vorzugsweise werden die Komponentenwerte für L1, C21 (N1) und L3, C23 (N3) ausgewählt, um eine Impedanzanpassung zwischen dem Eingangs- und Ausgangsport P1 und P2 und dem Feldeffekttransistor FT1 zu schaffen. Die Kapazitäten C21 und C23 können durch Anpassungsnetzwerke N1 bzw. N3 ersetzt werden, wie durch die gestrichelten Linien in **Fig. 5** angedeutet. Die Anpassungsnetzwerke N1 und N3 sind entweder identisch oder auf Änderung der Verstärkungsrichtung schaltbar, um gegeneinander ausgetauscht zu werden. Ähnlich kann die Rückkopplungskapazität C22 durch ein Rückkopplungsnetzwerk N2 ausgetauscht werden, wie ebenfalls durch gestrichelte Linien in **Fig. 5** angedeutet.

[0033] Um in der Richtung von links nach rechts zu verstärken, d. h., wenn der Port P1 den Eingang umfaßt, und der Port P2 den Ausgang umfaßt, wird die Spannung V1 vorzugsweise auf ein negatives Poten-

tial eingestellt, die Spannung V3 auf ein positives Potential eingestellt, und die Spannung V2 auf eine Spannung zwischen diesen beiden Spannungen eingestellt, und vorzugsweise auf Null oder Masse-Potential. Somit fließt Strom von dem Drain-Anschluß zum Source-Rnschluß und das Eingangssignal, das zwischen den Anschlüssen T1 und T2 anliegt, wird verstärkt, und erscheint an dem Ausgng zwischen den Anschlüssen T3 und T4.

[0034] Die Verstärkung kann gemacht werden, um in der Gegenrichtung zu wirken, indem die Spannung bei V2 beibehalten wird, aber indem die Spannung bei V1 auf ein positives Potential und die Spannung bei V3 auf ein negatives Potential geschaltet wird. Das kehrt die Strömungsrichtung in dem Transistor FT1 um, und kehrt auch die Richtung der Verstärkung um.

[0035] Es wird den Fachleuten auf dem Gebiet klar sein, daß die Stromhandhabungskapazität des Transistors FT1 verstärkt werden kann, indem zwei Feldeffekttransistoren parallel zusammengeschaltet werden, so daß die Source-Anschlüsse zusammengegeschlossen werden, die Drain-Anschlüsse zusammengegeschlossen werden und die Gate-Anschlüsse zusammengegeschlossen werden. Es wird auch den Fachleuten auf dem Gebiet klar sein, daß der Feldeffekttransistor FT1 als ein wirklicher bidirektonaler Verstärker arbeitet, weil die Richtung des Stromflusses und der Signalverstärkung durch die gleiche Vorrichtung umgekehrt wird.

[0036] Obwohl in der obigen Beschreibung des Feldeffekttransistors darauf Bezug genommen wird, daß er einen Source-Anschluß und einen Drain-Anschluß hat, würde es konsistenter sein, auf jeden von ihnen so Bezug zu nehmen, daß sie ein Nicht-Gate-Anschluß sind, weil diese Anschlüsse vollkommen äquivalent sind.

[0037] Jetzt mit Bezug auf **Fig. 6** wird ein bidirektonaler Verstärker, der zwei kaskadierte Feldeffekttransistoren mit hoher Elektronenmobilität (HEMT) enthält, die in Mikrostrip-Halbleiter-GaAs-Substrat mit einer Dicke im Bereich von 50 mit 150 µm implementiert sind, und über eine 5 GHz-Bandbreite in dem 40-bis 100 GHz-Frequenzbereich ausgelegt sind, in dieser Zeichnung dargestellt. Die Mikrostrip-Übertragungsleitungselemente sind als kurze Abschnitte eines "zylindrischen Kabels" angedeutet, um die verteilte Natur dieser Schaltungselemente anzudeuten. Außerdem sind verschiedene Blindübertragungsleitungen mit speziellen Zwecken angedeutet, die später diskutiert werden.

[0038] Jeder der Transistoren FT1 und FT2 (wieder könnten Mehr-Gate-Elektrodenvorrichtungen ersetzt werden) hat einen Gate-Anschluß G1 und G2, der mit Masse über eine Kapazität C4 bzw. C9 verbunden ist (repräsentiert eine Implementierung des Rückkopplungsnetzwerkes N2 von **Fig. 5**) und. eine Übertragungsleitung, die bei der Konstruktionsmittelfrequenz eine Viertelwellenlänge lang ist (was das Äquivalent des Induktors L2 von **Fig. 5** ist). Diese Übertragungs-

leitungen werden auch verwendet, um eine DC-Vorspannung Vg1 bzw. Vg2 zu dem Gate-Anschluß G1 und G2 zu bringen. Die Viertelwellenübertragungsleitungen werden über das Widerstands- und Kapazitätsnetzwerk R2, C5 und C6 bzw. R3, C8 und C7 auf Masse umgeleitet. Diese Netzwerke schalten die Blindleitung bei Frequenzen im Band kurz, während sie gleichzeitig eine Stabilisierung niedriger Frequenzen der Schaltung schaffen, indem die Vorrichtung bei einem kleinen Widerstandswert bei Frequenzen unterhalb des Konstruktionsbereichs abgeschlossen wird.

[0039] Der Drain-Anschluß D1 des Transistors FT1 ist mit dem Source-Anschluß S2 des Transistors FT2 mittels eines symmetrischen Übertragungsleitungsnetzwerkes zwischen den Stufen verbunden, daß eine geerdete Blindleitung umfaßt. Ebenso wie es eine Impedanztransformation zwischen den beiden Stufen schafft, verbindet dieses Netzwerk auch ein DC-Massepotential mit dem Drain-Anschluß D1 und dem Source-Anschluß S2. Das schafft einen DC-Referenzpunkt für die Schaltung der Vorspannung der Transistoren. Wenn die HEMT-Vorrichtungen FT1 und FT2 mit symmetrischen positiven und negativen Drain-Source-Versorgungsspannungen vorgespannt werden, kann eine Umkehr des Schaltungsbetriebs erreicht werden, indem die Polarität der Versorgungen umgekehrt wird.

[0040] Wie es aus **Fig. 6** klar ist, ist der Source-Anschluß S1 an eine Vorspannung V1 und der Drain-Anschluß D2 an eine Vorspannung V2 angeschlossen. Jede dieser Spannungen ist über einen entsprechenden Induktor L21 bzw. L22 an eine entsprechende Diode DD1 bzw. DD2 angeschlossen. Die Dioden DD1 und DD2 sind über entsprechende Kapazitäten C3 und C10 an weitere Blindübertragungsleitungen angeschlossen, die in Abhängigkeit von der Richtung, in der der Verstärker betrieben wird, entweder als Offenschluß- oder Kurzschluß-Abstimm-Blindleitungen betrieben werden können. Das Schalten zwischen Offenschluß und Kurzschluß wird erreicht, indem die identischen Dioden DD1 und DD2 verwendet werden. Eine dieser Dioden ist in der Eingangsschaltung vorwärts vorgespannt, um die Kurzschluß-Blindleitung zu erzeugen, während die andere in der Eingangsschaltung umgekehrt vorgespannt ist, um die Offenschluß-Blindleitung zu erzeugen.

[0041] Die Diodenvorspannung wird vorteilhafterweise geschaltet, wenn die Leistungszufuhrpolarität umgekehrt wird, um die Verstärkungsrichtung zu ändern. Folglich gibt es, obwohl die Topologie der Übertragungsleitungsstrukturen beim Eingang und Ausgang identisch sind, im Gebrauch einen erheblichen Unterschied in den Source- und Last-Impedanzen, die den in Serie geschalteten oder kaskadierten HEMT-Vorrichtungen präsentiert werden. Die Dioden DD1 und DD2 erlauben es, daß die Impedanzanpassungsnetzwerke gegeneinander ausgetauscht werden, wenn die Richtung der Verstärkung umgekehrt wird. Typische Spannungen betragen V1 = -3 oder

+3 Volt, Vg1 = 3,5 Volt (oder -0,5 Volt), Vg2 = -0,5 Volt (oder -3,5 Volt) und V2 = +3 oder -3 Volt.

[0042] Diese Manipulation der Eingangs- und Ausgangsschaltung erreicht eine sehr wünschenswerte Performance, darin, daß sich eine hohe Verstärkung, ein niedriges Eingangs-/Ausgangs-VSWR und ein niedriges Rauschen in jeder ausgewählten Betriebsrichtung ergibt.

[0043] Außerdem kann die Eingangs-/Ausgangs-Schaltungssymmetrie mit der oben beschriebenen Schaltung erreicht werden, wobei die Schaltungsstabilität auch erreicht werden kann, ungeachtet der Tatsache, daß HEMT-Vorrichtungen mit geerdeten Gate-Anschluß inhärent instabil sind. Die Instabilität tritt auf, weil der Ausgang oder der Drain-Anschluß der Vorrichtung eine negative Impedanz für die äußere Schaltung über einen weiten Bereich der Eingangs-Source-Impedanzen darstellt.

[0044] Bei der Schaltung von **Fig. 6** wurden zwei Techniken eingesetzt, um die Schaltung zu stabilisieren, während sie weiterhin für eine Vorwärtsverstärkung brauchbar bleibt. Diese Techniken sind die Reihen- oder Kaskadenschaltung eines Paares von HEMT-Vorrichtungen als das Verstärkungselement, und die Verwendung kapazitiver Rückkopplung in Reihe mit dem Gate-Anschluß von jeder der HEMT-Vorrichtungen. Die kapazitive Rückkopplung bei der Gate-Schaltung führt dazu, das negative Widerstandsverhalten der HEMT-Ausgangsschaltung zu vermindern oder zu beseitigen. Außerdem reduziert die kapazitive Rückkopplung auch die Gesamtverstärkung der Schaltung. Durch das Zusammenkaskadieren von zwei HEMT-Vorrichtungen, die als Gate-Schaltung mit identischer kapazitiver Reihenrückkopplung ausgelegt sind, so daß der Drain-Anschluß von einer Vorrichtung an den Source-Anschluß der anderen durch ein geeignetes symmetrisches Impedanzübertragungsnetzwerk angeschlossen ist, ist es möglich, gleichzeitig einen hohen Grad an Schaltungsstabilität und hoher Verstärkung in Vorwärtsrichtung zu erreichen.

[0045] Es ist möglich, daß dieses Ergebnis erreicht wird, weil es die negative Rückkopplung und die Impedanztransformation zwischen den Stufen erlauben, die zweite HEMT-Vorrichtung in der Serienoder Kaskadenschaltung zu präsentieren, was zu positiven Werten für ihre Ausgangsimpedanz über einen weiten Frequenzbereich und für einen weiten Bereich von Source-Impedanzen bei den Eingangsanschlüssen der kaskadierten oder kombinierten HEMT-Vorrichtungen führt.

[0046] **Fig. 7** zeigt einen Transceiver **10**, der zwei bidirektionale Verstärker der oben beschriebenen Art enthält. Der Transceiver umfaßt auch einen Hoch-/Runter-Konvertiermischer **12**, der mit einem lokalen Oszillator **14** verbunden ist, und eine konventionelle elektronische Schaltung **15**, die angepaßt ist, um die Modulation und Demodulation von Signalen und Signalverarbeitung durchzuführen. Der erste bidirektionale Verstärker **16** ist ein RF-Verstärker und

zwischen dem Mischer **12** und einer Antenne **18** angeordnet. Der zweite bidirektionale Verstärker **20** ist ein IF-Verstärker und zwischen dem Mischer **12** und der elektronischen Schaltung **15** angeordnet. Die elektronische Schaltung **15** empfängt und überträgt Daten, z. B. von einer Antenne (nicht gezeigt) und zu einem Datenanschluß (auch nicht gezeigt), wie bei **22** angedeutet.

[0047] Ein bidirektonaler Verstärker der beschriebenen Art hat auch eine Anwendung als ein Repeater in einem Zeitteilungsduplex-Kommunikationssystem. Bei diesen Systemen könnten derartige Repeater eingesetzt werden, z. B. um den Bereich von persönlichen Kommunikationsnetzwerken im Mittel- und Kurzwellenbereich zu erweitern.

[0048] **Fig. 8** zeigt ein schematisches Diagramm, das einen Repeater **24** mit einem bidirektonalen Verstärker **26** darstellt. Der bidirektonale Verstärker **26** ist zwischen zwei Antennen **28** geschaltet, die über Koppler **30** an eine direktionale Schaltungssteuerung **32** angeschlossen sind, die wiederum an dem bidirektonalen Verstärker **26** bei **34** angeschlossen ist.

[0049] **Fig. 9** zeigt ein schematisches Diagramm, das zeigt, wie die Schaltung von **Fig. 5** angepaßt werden kann, um einen Doppel-Gate-FET FT4 zu erhalten. Die Gate-Schaltungskapazitäten C33 und C34 sind identisch, ebenso wie die Induktoren L33 und L34, die an DC-Gate-Vorspannungen Vg1 und Vg2 angeschlossen sind. Die Kapazitäten C33 und C34 sind an zwei Gates G3 bzw. G4 des Doppel-Gates FET FT4 angeschlossen. Die Kapazitäten C31, C32, C33 und C34 der Schaltung von **Fig. 9** können gegen geeignete Anpassungsnetzwerke N31, N32, N33 bzw. N34 ersetzt werden.

[0050] Die Kapazitäten C31 und C32 (oder Anpassungsnetzwerke N31 und N32) sind identisch (oder bei Richtungsänderungen schaltbar).

[0051] Typische Versorgungsspannungen, wenn von links nach rechts verstärkt wird, d. h. von P1 zu P2, sind: V1 = 0 Volt; V2 = +3 Volt; Vg1 = -0,5 Volt; und Vg2 ist variabel zwischen -0,5 Volt und +1 Volt. Das Verändern der Spannung an dem zweiten Gate-Anschluß G4 verändert die Verstärkung des Verstärkers ohne erhebliche Änderung in dem Frequenzantwortverhalten.

[0052] Typische Versorgungsspannungen, wenn von rechts nach links verstärkt wird, d. h. von P2 zu P1, sind: V1 = +3 Volt; V2 = 0 Volt, Vg2 = -0,5 Volt; und Vg1 ist variabel zwischen -0,5 Volt und +1 Volt. Das Verändern von Vg1 steuert wieder die Verstärkerstärkung.

[0053] **Fig. 10** zeigt ein Vorspannungsschaltnetzwerk **40** zum Steuern der DC-Vorspannungen V1, V2, Vg1 und Vg2 der Schaltung von **Fig. 6**. Das Schaltnetzwerk **40** verwendet einen Regulator **42** für die positive Spannung, um einen regulierten Ausgang von +3 Volt (d. h. bei dem Punkt **44**) von einer positiven Versorgungsspannung (bei Punkt **46**) von +12 Volt zu schaffen. Zusätzlich schaffen drei Regulatoren **48, 50** und **52** für negative Spannungen regu-

lierte Ausgangsspannungen von -3,5 Volt, -3 Volt bzw. 0,5 Volt (d. h. bei den Punkten **54, 56** bzw. **58**) von einer Versorgung mit -12 Volt bei Punkt **60**. Vier einpolige Schalter **62, 64, 66** und **68**, die entweder mechanisch oder elektrisch betätigt werden können, sind wie in **Fig. 10** angeordnet, und sind wie durch die gestrichelten Linien **70** angedeutet zusammengeschlossen, um im Gleichklang zu arbeiten. Typische Vorspannungen, wenn von links nach rechts verstärkt wird, d. h. von P1 nach P2, sind: V1 = -3 Volt; V2 = +3 Volt; Vg1 = -3,5 Volt; und Vg2 = -0,5 Volt. Typische Vorspannungen, wenn von rechts nach links verstärkt wird, d. h. von P2 nach P1, sind: V1 = +3 Volt; V2 = -3 Volt; Vg1 = 0,5 Volt; und Vg2 = -3,5 Volt.

[0054] Die **Fig. 11** bis **14** zeigen Ein-Gate-FET-Anordnungen zur Implementierung der Erfindung. Die ideale FET-Anordnung für einen bidirektonalen Verstärker wird bezüglich des Gate-Anschlusses symmetrisch sein. Eine derartige symmetrische Konstruktion ermöglicht die Verbindung der Source-/Drain-Anschlüsse an die Eingangs-/Ausgangs-Schaltungen in Reihe und führt zu gleichen parasitären Zugriffswiderständen bei den Source- und Drain-Elektroden. Die einfachste derartige Geometrie ist in **Fig. 11** dargestellt und zeigt Source- und Drain-Elektroden **80** (beide von ihnen können entweder als Source- oder Drain-Anschluß arbeiten), die symmetrisch um eine einzige Gate-Elektrode **81** angeordnet sind, die an eine Gate-Leiteranschlusfläche **82** angeschlossen ist, mit der die Gate-Verbindung gemacht wird. **Fig. 12** zeigt eine zweite Geometrie, die sich von der von **Fig. 11** darin unterscheidet, daß die Gate-Elektrode **83** an zwei Anschlüsse **84** angeschlossen ist, eine an jeder Seite. Diese Anordnung ermöglicht es, daß der Gate-Widerstand reduziert wird, indem jeder Anschluß über identische Netzwerke geerdet wird. Überdies kann die Gate-Widerstandsreduktion durch die parallele Verbindung von zwei oder mehr Gate-Fingern **89** erreicht werden, indem Geometrien eingesetzt werden, ähnlich zu denen, die in den **Fig. 13** und **14** gezeigt sind, bei denen die Drain- und Source-Anschlüsse wieder mit Bezugszeichen **80** bezeichnet sind, wobei die Gate-Anschlüsse mit Bezugszeichen **86** und die Überbrückungsverbindungen mit **88** bezeichnet sind.

[0055] Beim Gate-Schaltungsbetrieb kann die Ausgangsimpedanz eines Ein-Gate-FETs in Abhängigkeit von der Größe seiner verschiedenen äquivalenten Schaltungselementen negativ sein. Ein Ein-Gate-FET für den Schaltungsbetrieb wird seine äquivalenten Schaltungselemente (insbesondere Drain-Source-Kapazität) zugeschnitten haben, um die Vorrichtung stabil zu machen, indem gewährleistet wird, daß kein negativer Ausgangswiderstand vorkommt. Ein anderer Weg, eine intrinsisch stabile Vorrichtung zu erhalten, ist es, eine oder mehrere zusätzliche Gate-Elektroden zu verwenden, um die zu der Vorrichtung äquivalente Schaltung zu modifizieren.

[0056] Das vorangehende beschreibt nur bestimmte Ausführungen der vorliegenden Erfindung und Mo-

difikationen, die den Fachleuten naheliegend sind, können dazu gemacht werden, ohne von dem Schutzbereich der vorliegenden Erfindung abzuweichen.

[0057] Die Abschnitte der verschiedenen Übertragungsleitungen, anders als die beiden, die ungefähr $\lambda/4$ sind, werden vorzugsweise optimiert, um die beste Impedanzanpassung und das beste Antwortverhalten bei Vorwärtsverstärkung zu schaffen.

[0058] Während die Symmetrie der Übertragungsleitungen wünschenswert ist, um ähnliche Vorwärtsverstärkung in jeder Richtung zu erreichen, müssen die beiden FET-Vorrichtungen nicht identisch sein. Zum Beispiel kann eine Leistungsvorrichtung und eine Niedrigrauschkvorrichtung verwendet werden. Jedoch ist bei Anwendungen, die eine symmetrische Performanz in beiden Richtungen erfordern, wie z. B. bei Repeatern, eine symmetrische Anordnung der aktiven Vorrichtungen (z. B. FETs) wünschenswert.

[0059] Obwohl die beschriebene detaillierte Ausführung zwei kaskadierte Vorrichtungen aufweist, ist die Erfindung anwendbar auf die mehrstufige Verstärkung, so daß Verstärker mit 3, 4 oder mehr Stufen auch möglich sind.

Patentansprüche

1. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**), mit: einem ersten (P1) und zweiten (P2) Doppelan schluß-Port, jeweils fähig, entweder als ein Eingang oder als ein Ausgang für den Verstärker zu wirken, wobei jeder der Ports (P1, P2) mit einem einer Vielzahl von schaltbaren Impedanz-Anpassungsnetzwerken (N1, N2, N3) derart verbunden ist, daß jeder der Ports zumindest über AC an einen Anschluß von einem Source-Anschluß (S) oder Drain-Anschluß (D) von zumindest einem Feldeffekttransistor (FT1) angeschlossen ist, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Verstärker zur Verwendung in Mikrowellen- und/oder Millimeterwellen-Frequenzbereichen ausgelegt ist und einen im wesentlichen symmetrischen Aufbau hat, und des Weiteren umfaßt eine gerade Vielzahl von Verstärkerstufen, die zwischen dem ersten (P1) und dem zweiten (P2) Port geschaltet sind, wobei jede der Verstärkerstufen über ein symmetrisches und geerdetes Zwischenstufenkopplungs-Netzwerk mit jeder Stufe gekoppelt ist, die operativ mit dem zumindest einem Feldeffekttransistor (FT1, FT2) und mit einem oder mehr Feldeffekttransistor-Gate-Anschlüssen (G3, G4) -verbunden ist, wobei die Gate-Anschlüsse (G3, G4) in Gate-Schaltungsbetrieb geschaltet sind, wobei jeder Gate-Anschluß (G3, G4) Serien kapazitiver Reaktanzen aufweist, die zwischen dem entsprechenden Gate-Anschluß und Masse geschaltet sind, wobei der zumindest eine Feldeffekttransistor (FT1, FT2) zumindest einen der Gate-Anschlüsse (G3, G4) umfaßt, und daß der Source-Anschluß (S) und der Drain-Anschluß (D) für wechselnden Betrieb ausgelegt sind.

2. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach Anspruch 1, bei dem die Gate-Anschlüsse (G3, G4) zumindest einen Gate-Anschluß umfassen, der an eine Verstärkungssteuerschaltung angeschlossen ist.

3. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach einem vorhergehenden Anspruch, bei dem die Serie kapazitiver Reaktanzen negative Rückkopplung zu dem entsprechenden Gate-Anschluß (G3, G4) leisten, wodurch der Verstärker bei Mikrowellen- und Millimeterwellen-Frequenzen stabilisiert wird.

4. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach Anspruch 1, bei dem die Anordnung der Impedanz-Anpassungsvorrichtungen (N1, N2, N3) symmetrisch ist.

5. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach Anspruch 1, bei dem der Transistor (FT1, FT2) durch zwei oder mehr Feldeffekttransistoren (FET) ersetzt ist, die in Kaskade geschaltet sind.

6. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach Anspruch 1, bei dem der Transistor (FT1, FT2) durch zwei oder mehr Feldeffekttransistoren (FET) ersetzt ist, die parallel geschaltet sind.

7. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach Anspruch 1, bei dem das Zwischenstufenkopplungs-Netzwerk als ein Übertragungsleitungs-Netzwerk ausgelegt ist, das eine geerdete Blindleitung umfaßt.

8. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach Anspruch 1, bei dem eine kapazitive Rückkopplung in Reihe mit dem Gate-Anschluß von dem oder von jedem Feldeffekttransistor (FET) vorgesehen ist.

9. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach Anspruch 1, bei dem der oder jeder Transistor (FT1, FT2) in Mikrostrip auf einem GaAs-Halbleitersubstrat mit 50 bis 150 Dicke implementiert ist.

10. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach Anspruch 1, bei dem eine Viertelwellen-Übertragungsleitung (L2) in Reihe mit dem Gate-Anschluß (G3, G4) des oder jedes Transistors (FT1, FT2) geschaltet ist, um eine DC-Vorspannung (Vg1, Vg2) für den oder jeden Gate-Anschluß (G3, G4) zu schaffen.

11. Bidirektonaler Verstärker (**16, 20**) nach Anspruch 1, bei dem die Impedanz-Anpassungsnetzwerke (N1, N2, N3) mit Dioden schaltbar sind.

12. Transceiver (**10**), der einen bidirektonalen Verstärker (**16, 20**) nach einem der Ansprüche 1 bis 11 enthält.

13. Repeater mit einem bidirektonalen Verstärker

DE 694 33 503 T2 2004.06.24

(16, 20) nach einem der Ansprüche 1 bis 11.

Es folgen 8 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

95 900 566.1
0 729 670

OSZILLATOR

4210 DEEP

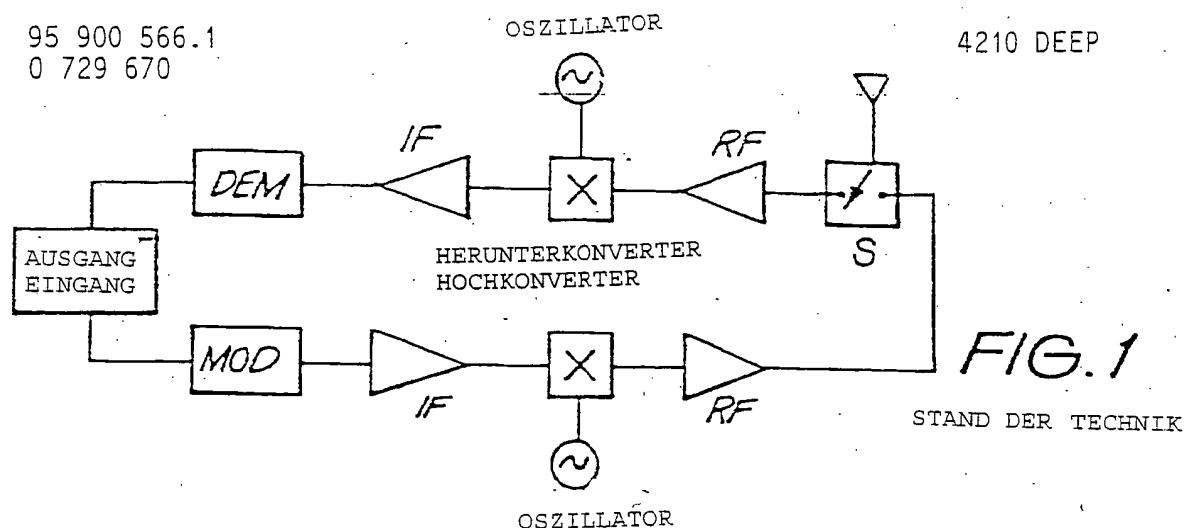


FIG. 1

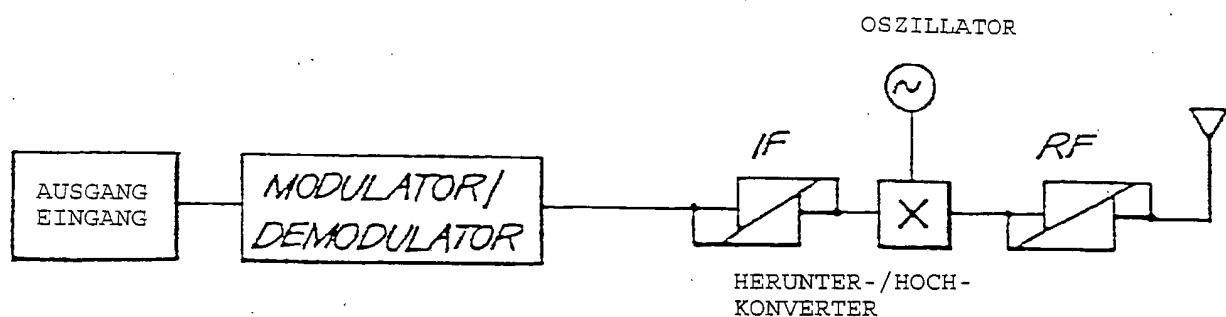


FIG. 2

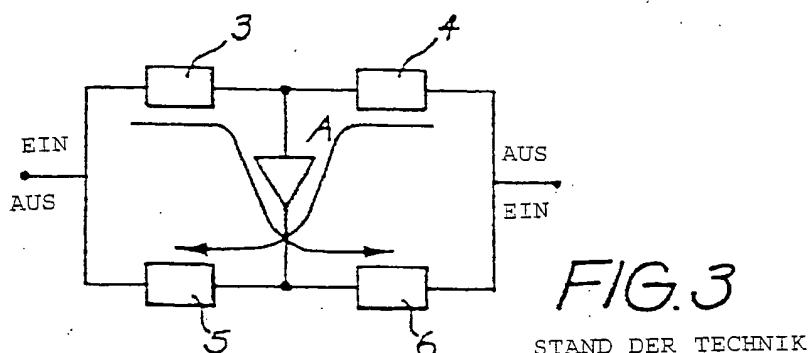


FIG. 3

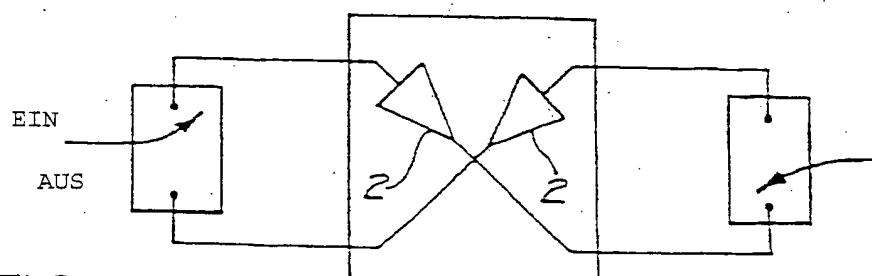


FIG. 4

STAND DER TECHNIK

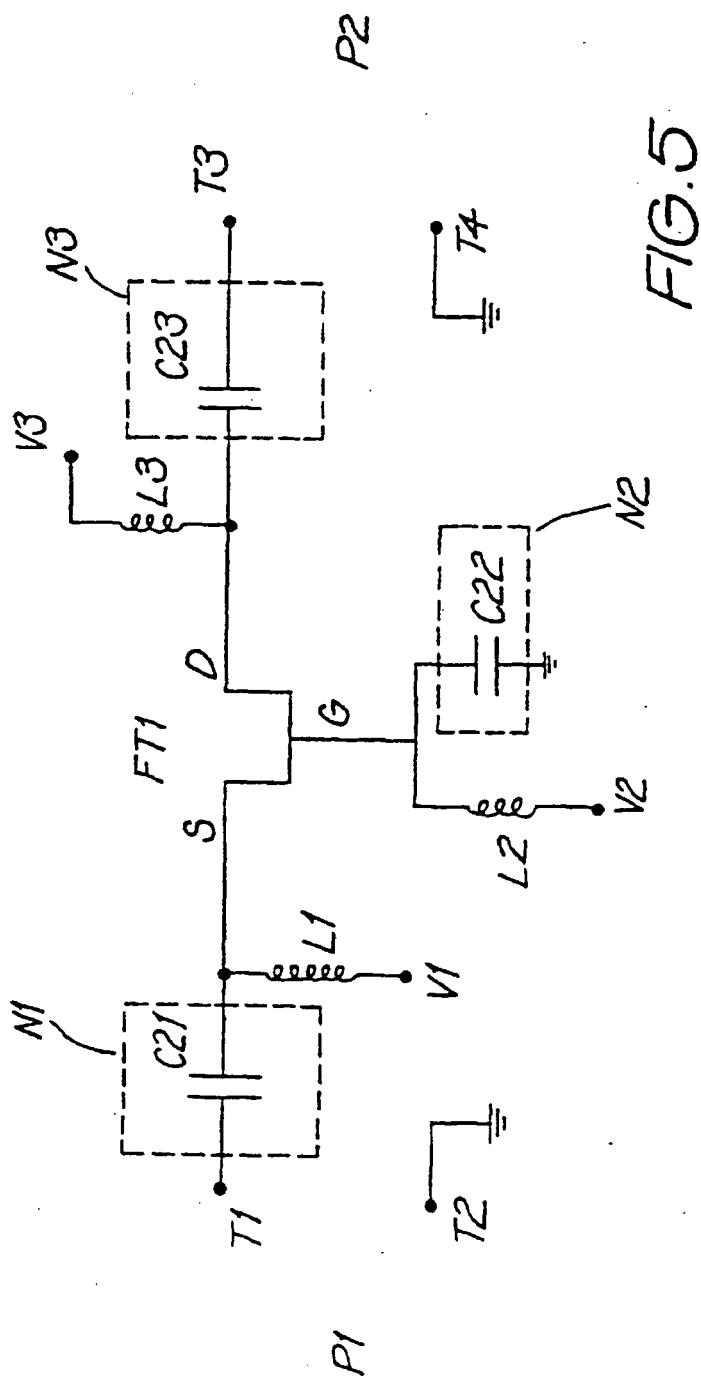


FIG. 5

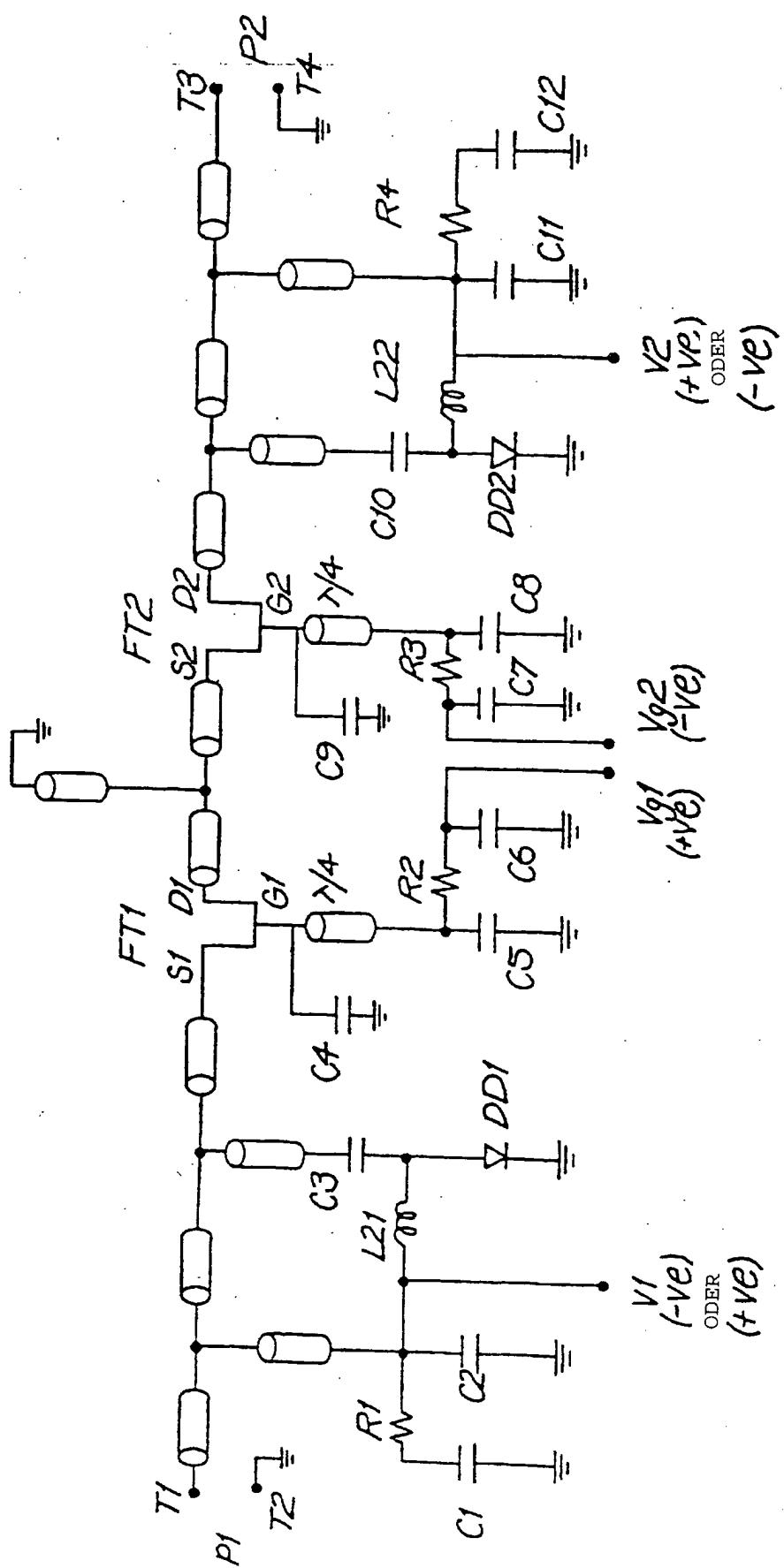


FIG. 6

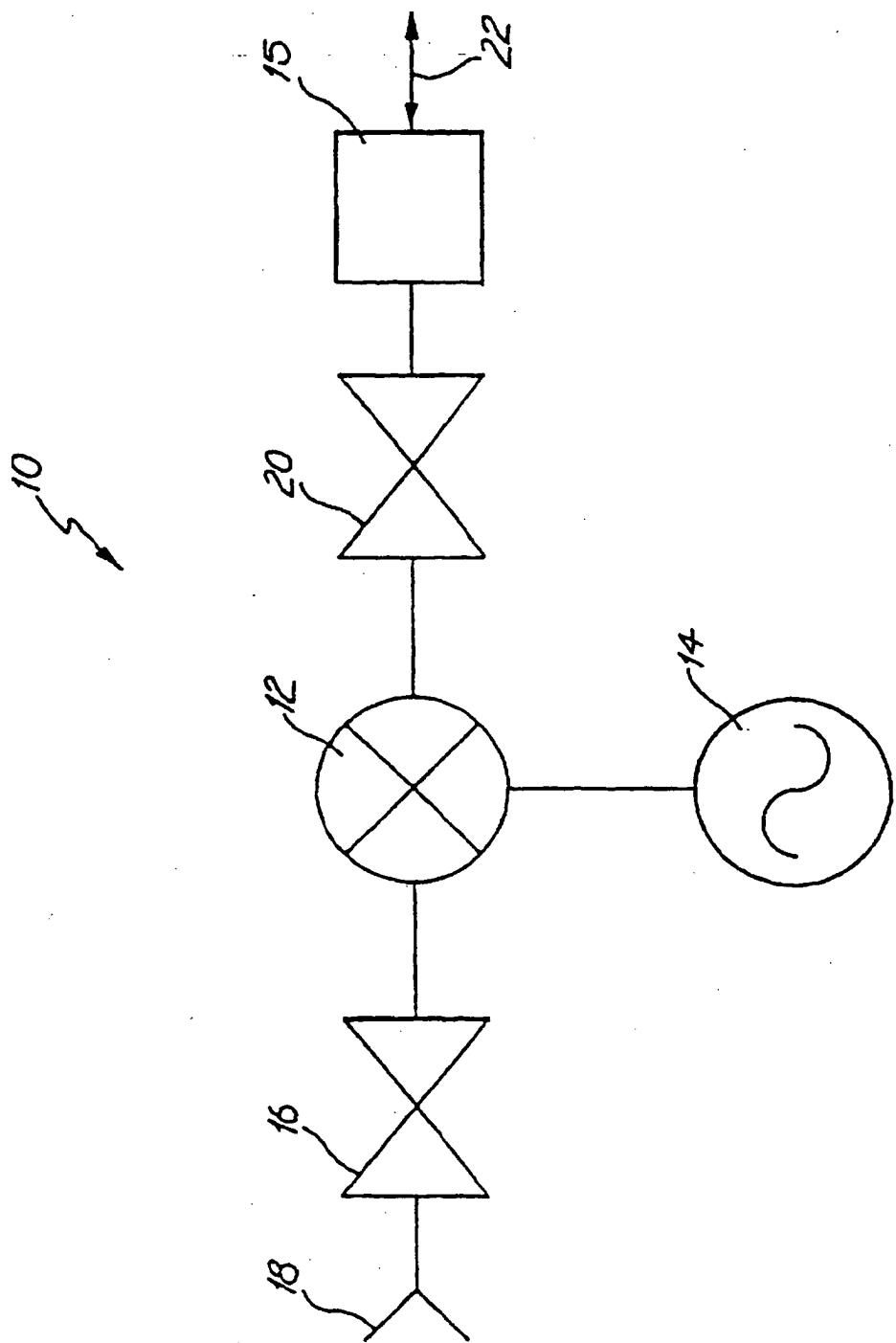


FIG. 7

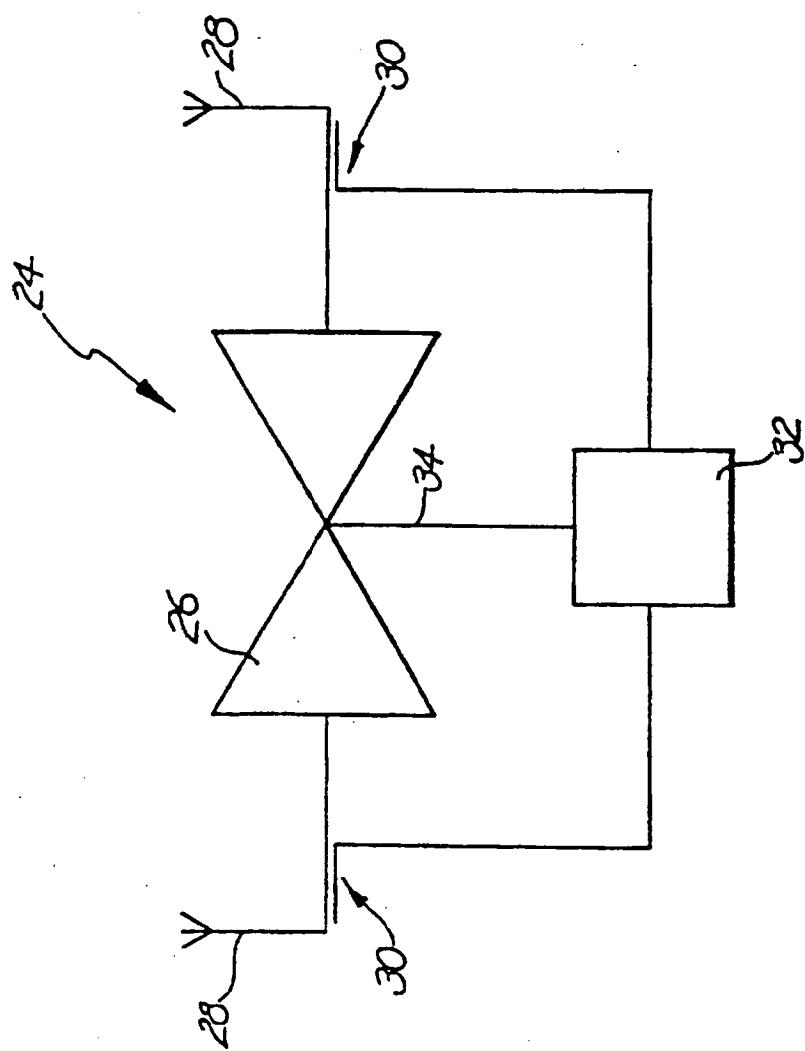


FIG.8

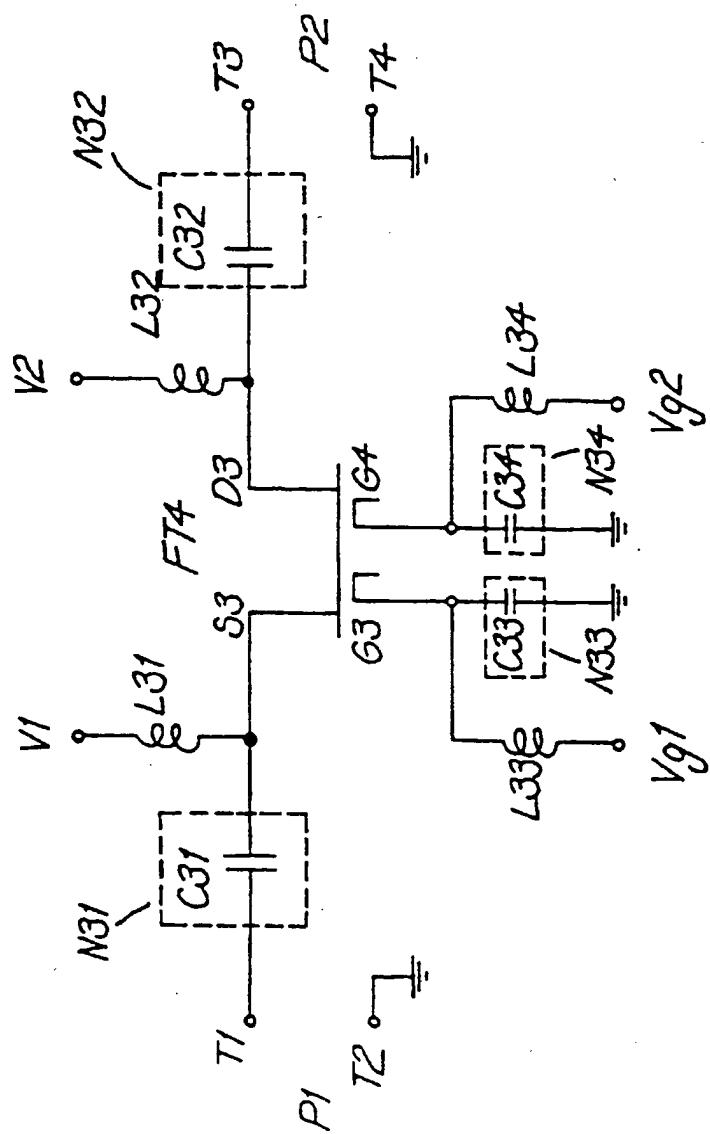


FIG.9

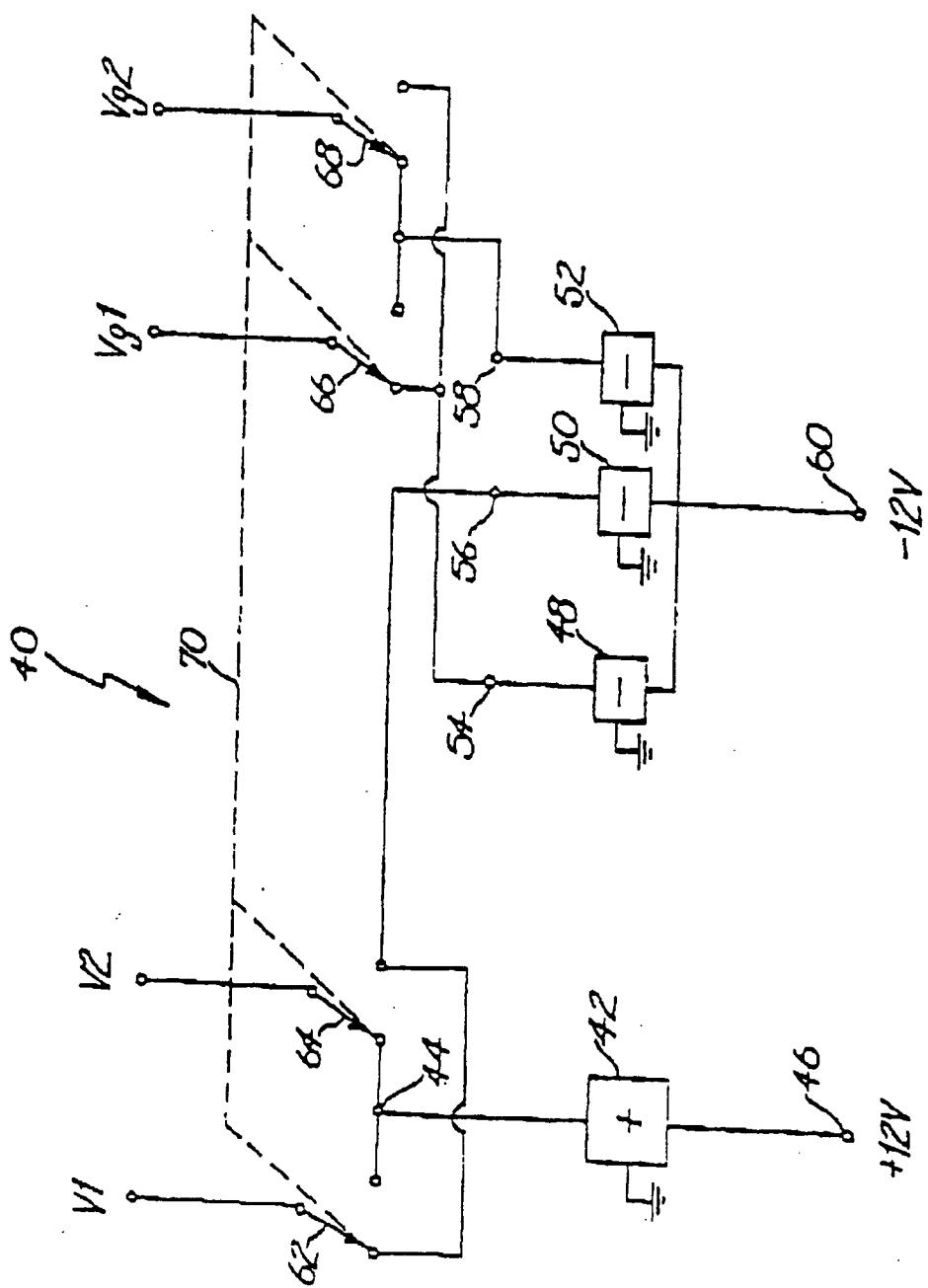


FIG.10

