



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 20 792 T2** 2006.02.23

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 0 949 754 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 20 792.4**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 106 877.6**

(96) Europäischer Anmeldetag: **07.04.1999**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **13.10.1999**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **06.10.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **23.02.2006**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **H03F 1/56** (2006.01)  
**H03F 3/193** (2006.01)

(30) Unionspriorität:  
**9905398**      **10.04.1998**      **JP**

(73) Patentinhaber:  
**Taiyo Yuden Co., Ltd., Tokio/Tokyo, JP**

(74) Vertreter:  
**TER MEER STEINMEISTER & Partner GbR**  
**Patentanwälte, 33617 Bielefeld**

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
**CH, DE, DK, FI, FR, GB, IT, LI, NL, SE**

(72) Erfinder:  
**Ebihara, Hitoshi, Tokyo 110-0005, JP; Naganuma,**  
**Masaki, Tokyo 110-0005, JP; Kaneko, Masanobu,**  
**Tokyo 110-0005, JP; Iizuka, Fumitaka, Tokyo**  
**110-0005, JP**

(54) Bezeichnung: **Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung und Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodul**

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**

## HINTERGRUND DER ERFINDUNG

## Erfindungsgebiet

**[0001]** Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf eine Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung und ein Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodul, welche in Mikrowellen-Kommunikationseinrichtungen und dergleichen verwendet werden.

## Beschreibung des Standes der Technik

**[0002]** In den letzten Jahren hat sich die Kommunikationstechnologie unter Einsatz von Hochfrequenzen fortentwickelt, und handliche Kommunikationseinrichtungen unter Verwendung von Hochfrequenzen haben sehr schnell Verbreitung gefunden. Dementsprechend besteht ein Bedarf an der Miniaturisierung der handlichen Kommunikationseinrichtungen.

**[0003]** Bisher wurden häufig Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodule verwendet, in denen ein Feldeffekt-Transistor (nachfolgend als FET bezeichnet) in dem Hochfrequenz-Leistungsverstärkerteil solcher handlichen Hochfrequenz-Kommunikationseinrichtungen eingesetzt wird.

**[0004]** Ein Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltkreis der oben genannten Art ist beispielsweise aus der U5-A-5,111,157 bekannt, welche den nächstliegenden Stand der Technik repräsentiert. Der in diesem Dokument offenbarte Leistungsverstärker ist ein zweistufiger Verstärker, in dem der Antriebstransistor zwei Zellen aufweist und der Leistungstransistor vier Zellen aufweist, von denen jede Leistungszelle die doppelte Größe der Antriebszellen hat. Beide Transistoren sind durch drei vierteilige Impedanzanpassungsnetzwerke verbunden, von denen das Eingangsnetzwerk an einen 50 Ohm-Signaleingang gekoppelt ist. Das Eingangs- und das Zwischenstufenetzwerk sind beide auf demselben Substrat gebildet wie die Transistoren. Das Ausgangsnetzwerk ist auf einem getrennten Substrat mit einer dielektrischen Konstante aufgebracht, und die vier Leistungstransistorzellen sind an einen einzigen Ausgang zur Verbindung mit einer Last mit einer herkömmlichen Impedanz (50 Ohm) angepasst.

**[0005]** Ferner offenbart US-A-5,546,049 eine aktive Verstärkervorrichtung mit vergleichsweise hoher Leistung, wie etwa einen MESFET oder einen vergleichbaren Transistor, die eine verteilte Impedanzcharakteristik bei relativ hohen Betriebs-Funkfrequenzen (Mikrowellen) aufgrund von physikalischen Begrenzungen der Größe der Einrichtung aufweisen. Schließlich beschreibt Dokument US-A-5,233,313 einen Mikrowellen-Verstärkerschaltkreis mit Eingangs-

und Ausgangs-Kopplungsschaltkreisen, von denen der Eingangs-Kopplungsschaltkreis als ein Bandpassfilter-Netzwerk ausgebildet ist, das eine fortlaufende Welle durchlässt, an die die Verstärkungsvorrichtung kapazitiv gekoppelt ist. Dieses Eingangsnetzwerk wird durch einen Verstärker abgeschlossen, in dem die laufende Welle abgeleitet wird. Der Ausgangs-Kopplungsschaltkreis ist ein reaktiv angepasster Schaltkreis, der ebenfalls eine Bandpasscharakteristik aufweist.

**[0006]** Das oben beschriebene Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodul ist als ein Modul kommerziell erhältlich, in dem eine Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung auf einem Keramiksubstrat mit einer Fläche von beispielsweise etwa 10 mm × 10 mm ausgebildet ist. Als eine modulare Schaltung dieser Art wird im allgemeinen die Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung verwendet, die in [Fig. 2](#) dargestellt ist. Diese Schaltung besteht aus einer Eingangs-Anpassungsschaltung **23** zwischen dem Signaleingang **21** und dem Gate des FET **22**, einer Ausgangs-Anpassungsschaltung **24** zwischen dem Drain des FET **22** und dem Ausgang **27** und einer Drain-Vorspannungsschaltung **25** des FET **22** usw..

**[0007]** Bei der zuvor beschriebenen Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung trat jedoch das Problem auf, dass der Frequenzanteil eines Eingangssignals gemeinsam mit einem höheren harmonischen Anteil an das Gate des FET **22** übertragen wird, so dass die Wellenform des Ausgangssignals gestört wird und daher die Leistung nicht stabil ist.

**[0008]** Zur Lösung dieses Problems wird für die Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung, die in der japanischen offengelegten Patentanmeldung Nr. 9-162657 offenbart ist, eine Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung vorgeschlagen, die das Auftreten von Störungen dadurch unterdrückt, dass lediglich die zweite höhere harmonische Frequenzkomponente in dem Eingangssignal kurzgeschlossen wird, die die Störung stark betrifft, wobei die folgenden Anordnungen verwendet werden.

- (1) Eine Übertragungsleitung mit einer Länge von etwa einem Achtel der Wellenlänge eines Eingangssignals, von der ein offenes Ende mit dem Gate des FET zu verbinden ist.
- (2) Eine Übertragungsleitung mit einer Länge von etwa einem Viertel der Wellenlänge eines Eingangssignals von der ein harmonisch geerdetes Ende mit dem Gate des FET zu verbinden ist.
- (3) Ein Ende eines Reihen-Resonanzschaltkreises, der einen Induktor und einen Kondensator umfasst, die in Reihe geschaltet sind, wobei die Resonanzfrequenz etwa zweimal so groß ist wie diejenige des Eingangssignals, ist mit einem Gate des FET verbunden. Ferner wird das andere Ende des Reihen-Resonanzschaltkreises geerdet.
- (4) Eine erste Übertragungsleitung und eine zwei-

te Übertragungsleitung, von denen jeweils ein Ende offen ist, sind mit dem Gate des FET verbunden. Ferner weist entweder die erste Übertragungsleitung oder die zweite Übertragungsleitung eine Länge von etwa einem Achtel der Wellenlänge eines Eingangssignals auf, dessen Frequenz an der untersten Grenze liegt, und die andere Leitung weist eine Länge von etwa einem Achtel der Wellenlänge eines Eingangssignals auf, dessen Frequenz an der obersten Grenze liegt.

(5) Jeweils ein Ende einer ersten sowie einer zweiten Übertragungsleitung ist am Gate des FET harmonisch geerdet. Ferner weist entweder die erste Übertragungsleitung oder die zweite Übertragungsleitung eine Länge von etwa einem Viertel der Wellenlänge eines Eingangssignals auf, dessen Frequenz an der untersten Grenze liegt, und die andere weist eine Länge von etwa einem Viertel der Wellenlänge eines Eingangssignals auf, dessen Frequenz an der obersten Grenze liegt.

(6) Jeweils ein Ende eines ersten Reihen-Resonanzschaltkreises und eines zweiten Reihen-Resonanzschaltkreises mit einem Induktor und einem Kondensator, die in Reihe geschaltet sind, wird mit dem Gate des FET verbunden, und die jeweils anderen Enden werden geerdet. Außerdem entspricht entweder die Resonanzfrequenz des ersten Reihen-Resonanzschaltkreises oder des zweiten Reihen-Resonanzschaltkreises annähernd dem zweifachen der Wellenlänge eines Eingangssignals mit einer Frequenz an der untersten Grenze, und die andere weist eine Länge von annähernd dem Zweifachen der Wellenlänge eines Eingangssignals mit einer Frequenz an der obersten Grenze auf.

**[0009]** Bei der Bildung eines Übertragungs- oder Resonanzschaltkreises zur Beseitigung von Störungen in der Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung traten jedoch die folgenden Probleme auf:

(a) Die Länge der Übertragungsleitung muß zumindest ein Achtel der Wellenlänge des Eingangssignals betragen. Daher wird die Miniaturisierung behindert, wenn die Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung als Modul konfiguriert ist.

Beispielsweise wird die Länge der Übertragungsleitung etwa 12,5 mm betragen, wenn die Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung bei einer Frequenz des Eingangssignals von 1 GHz auf einem Aluminiumsubstrat ( $\epsilon = 9,6$ ) gebildet wird. Daher wird es schwierig, die Anordnung des zuvor beschriebenen herkömmlichen Musters auf einem Substrat vorzunehmen, und dem Erfordernis der Miniaturisierung kann nicht genüge geleistet werden.

(b) Es muß eine Anzahl von Resonanzschaltungen zur Anwendung auf eine Vielzahl höherer harmonischer Komponenten vorgesehen sein, da es

erforderlich ist, Resonanzfrequenzen der Resonanzschaltung so festzulegen, dass sie mit entsprechenden höheren harmonischen Wellen der Eingangssignal-Frequenzen entsprechen. Ferner wird die Miniaturisierung eines Schaltkreises und einer Vorrichtung auch deshalb behindert, da abgesehen von den Resonanzschaltungen höherer harmonischer Komponenten auch jeweils Rauschkomponenten vorgesehen sein müssen.

#### ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

**[0010]** Ziel der vorliegenden Erfindung ist es, eine Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung und eine Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodul zu schaffen, die Störungen unterdrücken, so dass ihre Leistungsfähigkeit stabilisiert wird und sie miniaturisiert werden können.

**[0011]** Die vorliegende Erfindung schafft eine Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung für Verstärkersignale in einem ersten, vorgegebenen Frequenzbereich, mit einem Feldeffekttransistor und einer Eingangs-Anpassungsschaltung in Verbindung mit einem Gate des Feldeffekttransistors, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangs-Anpassungsschaltung mit einer Ausgangsimpedanz  $Z_{out}$  versehen ist, die nicht mehr als doppelt so groß wie die Gate Eingangsimpedanz  $Z_G$  des Feldeffekt-Transistors in einem zweiten Bereich ist, der den ersten, vorgegebenen Frequenzbereich umfasst und sich bis zum doppelten der höchsten Frequenz des ersten vorgegebenen Frequenzbereichs erstreckt.

**[0012]** Bei der Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung wird für die zu verstärkenden und von der Schaltung der vorhergehenden Stufe ausgegebenen objektiven Signale die Eingangsimpedanz einer Anpassungsschaltung annähernd gleich der Ausgangsimpedanz der Schaltung der vorhergehenden Stufe, und die Ausgangsimpedanz der Anpassungsschaltung wird annähernd gleich der Gate-Eingangsimpedanz des Feldeffekttransistors. Somit werden die zu verstärkenden objektiven Signale in einem angepassten Zustand an das Gate weitergegeben, ohne dass Dämpfung oder dergleichen auftritt, wenn sie ausgegeben werden, nachdem sie durch den Feldeffekttransistor verstärkt worden sind.

**[0013]** Andererseits ist der Rausch-Strom, der den Strom der zweiten höheren Harmonischen einschließt, der außer den zu verstärkenden objektiven Signalen in der Schaltung der vorhergehenden Stufe oder in der Anpassungsschaltung auftritt, ein kleiner Strom, verglichen mit dem Strom der zu verstärkenden objektiven Signale.

**[0014]** Bei der Eingangs-Anpassungsschaltung des in [Fig. 3](#) dargestellten herkömmlichen Beispiels weist

die Ausgangsimpedanz-Frequenz-Charakteristik einen Verlauf auf, nach welchem die Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) bei der Frequenz für zu verstärkende objektive Signale ( $f_0$ ) dargestellt ist, wobei bei ansteigender Frequenz ( $f$ ) die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) der Anpassungsschaltung ebenfalls anwächst.

**[0015]** Der Eingangsanpassungsschaltkreis mit einem solchen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf ist eine Art von Tiefpassfilterschaltung mit einer derartigen Impedanz-Frequenz-Charakteristik, dass die Grenzfrequenz nicht bestimmt werden kann, d.h., es findet keine plötzliche Änderung statt.

**[0016]** Daher erreicht in der Anpassungsschaltung des herkömmlichen Beispiels bei dem Rausch-Strom, der den oben erwähnten Strom der zweiten höheren Harmonischen umfasst, die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) einen Wert nicht kleiner als ein Mehrfaches der Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ), so dass selbst dann, wenn der Rausch-Strom einschließlich des zweiten höheren harmonischen Stroms ein kleiner Strom ist verglichen mit dem zu verstärkenden objektiven Signalstrom, die durch diesen Rauschstrom auftretende Gate-Spannung (= Rausch-Strom  $\times$  Ausgangsimpedanz) zu groß wird, um gegen die Spannung der zu verstärkenden objektiven Signale vernachlässigbar zu sein, und daher werden Störungen auftreten.

**[0017]** Der Erfinder hat eine Anpassungsschaltung geschaffen, deren Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) etwa denselben Wert aufweist, wie die Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals, während die Gate-Spannung, die durch Rausch-Strom auftritt, bei Frequenzen, die von dieser Ordnung abweichen, eine niedrigst mögliche Impedanz aufweist, so dass die Gate-Spannung, die durch den Rausch-Strom einschließlich der zweiten höheren harmonischen Welle auftritt, vermindert oder beseitigt wird, und es wird eine Anpassung zwischen der Schaltung der vorhergehenden Stufe und dem Gate des Feldeffekttransistors durch diese Anpassungsschaltung erreicht.

**[0018]** Als eine Anpassungsschaltung in der Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung der vorliegenden Erfindung kann die Anpassungsschaltung mit den zuvor erwähnten Ausgangsimpedanz-Frequenz-Merkmalen die Ziele der vorliegenden Erfindung erreichen. Ideale Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verläufe dieser Anpassungsschaltung, wie sie in [Fig. 4](#) dargestellt sind, weisen die Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) bei der Frequenz der zu verstärkenden objektiven Signale ( $f_0$ ) auf, sowie einen Wert, der niedriger ist als die Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) bei einer davon abweichenden Frequenz, oder der Impedanzwert bleibt gleich Null, wenn die Gate-Richtungsvorspannung nicht erforderlich ist. Zieht man beispielsweise andernfalls in Betracht, dass die

Rausch-Komponente, die stark für Störungen verantwortlich ist, die zweite höhere harmonische Komponente ist, wie es in [Fig. 5](#) bis [Fig. 7](#) dargestellt ist, kann eine Anpassungsschaltung mit Ausgangsimpedanz-Frequenz-Eigenschaften ähnlich denjenigen eines Hochpassfilters oder eines Bandpassfilters einen vergleichbaren Effekt erreichen. Daher kann die Anpassungsschaltung mit einem solchen Merkmal die Gate-Spannung aufgrund der zweiten höheren harmonischen Komponente der zu verstärkenden objektiven Signale und die Gate-Spannung aufgrund der Rausch-Komponente der Frequenz, die höher liegt als die zu verstärkenden objektiven Signale, vermindern oder beseitigen, welche beide stark für das Auftreten von Störungen verantwortlich sind, so dass ein vergleichbarer Effekt erreicht werden kann.

**[0019]** Der in [Fig. 5](#) dargestellte Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf der Anpassungsschaltung zeigt annähernd den gleichen Impedanzwert wie die Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0$ ). Darüber hinaus wächst bei Frequenzen, die niedriger sind als die Frequenz ( $f_0$ ) des zu verstärkenden objektiven Signals die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) bei abnehmender Frequenz, und bei Frequenzen, die höher sind als die Frequenz ( $f_0$ ) des zu verstärkenden objektiven Signals nimmt die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) entsprechend der Zunahme der Frequenz ab.

**[0020]** Ferner zeigt der in [Fig. 6](#) dargestellte Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf der Anpassungsschaltung annähernd den gleichen Impedanzwert wie die Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) bei der Frequenz ( $f_0$ ) des zu verstärkenden objektiven Signals, und bei Frequenzen, die niedriger sind als die Frequenz ( $f_0$ ) des zu verstärkenden objektiven Signals wächst die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) entsprechend der Abnahme der Frequenz an. Außerdem nimmt bei Frequenzen, die höher sind als die Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0$ ) die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) entsprechend der Frequenzzunahme ab und steigt danach allmählich an.

**[0021]** Ferner zeigt der in [Fig. 7](#) dargestellte Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf der Anpassungsschaltung annähernd den gleichen Impedanzwert wie die Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) bei der Frequenz ( $f_0$ ) des zu verstärkenden objektiven Signals, und bei Frequenzen, die niedriger sind als die Frequenz ( $f_0$ ) des zu verstärkenden objektiven Signals wächst die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) entsprechend der Abnahme der Frequenz an. Darüber hinaus nimmt bei Frequenzen, die höher sind als die Frequenz ( $f_0$ ) des zu verstärkenden objektiven Signals die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) entsprechend dem Frequenzzuwachs ab und wächst danach als eine vieldimensionale Funktion an.

**[0022]** Bei jedem der oben genannten Merkmale

nimmt die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) der Anpassungsschaltung einen Wert an, der nicht mehr beträgt als das Zweifache der Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) bei allen Frequenzen, die höher sind als die Frequenz ( $f_0$ ) des zu verstärkenden objektiven Signals und bis zu der bestimmten Frequenz, die nicht kleiner ist als die Frequenz der zweiten höheren harmonischen Welle der zu verstärkenden objektiven Signale ( $f_0$ ). Dies ist der oben beschriebenen Vorbedingung unterworfen, dass der Rausch-Strom einschließlich der zweiten höheren harmonischen Welle kleiner ist als der Strom der zu verstärkenden objektiven Signale, und der Wert wurde auch in Versuchen als vorteilhaft beurteilt.

**[0023]** In der Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung mit der zuvor beschriebenen Anpassungsschaltung zeigt die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) der Anpassungsschaltung einen Wert, der nicht mehr als das Zweifache der Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) beträgt, zumindest für die Rauschkomponente in dem zuvor erwähnten Frequenzband, das die zweite höhere harmonische Welle der zu verstärkenden objektiven Signale einschließt. Daher wird die Gate-Spannung, die durch diese Rauschkomponenten-Ströme erzeugt wird, stärker reduziert oder beseitigt, als es herkömmlich der Fall ist, und daher wird die Rauschkomponente, die den zu verstärkenden objektiven Signalen überlagert ist, stark reduziert, so dass ein zuverlässiger Leistungsverstärker mit kleineren Störungen geschaffen wird. Da ferner im Vergleich zu herkömmlichen Fällen die elektrische Leistung abnimmt, die dazu benötigt wird, die Rauschkomponente zu verstärken, treten ferner hervorragende Wirkungen wie etwa die Verminderung des Leistungsverbrauchs, ein Anwachsen der maximalen Ausgangsleistung und eine Zunahme der Drain-Effizienz des Verstärkers usw. auf.

**[0024]** Ferner wurde gemäß der vorliegenden Erfindung eine Anpassungsschaltung konfiguriert, die einen ersten Kondensator enthält, der zwischen einem Eingang und der Erdung vorgesehen ist, einen ersten Induktor, der zwischen einem Eingang und dem Gate eines Feldeffekttransistors vorgesehen ist, und einen zweiten Induktor, der zwischen dem Gate und der Erdung vorgesehen ist. Durch Schaffung einer solchen Anordnung wird eine Vereinfachung der Schaltung sowie deren Miniaturisierung möglich, wenn sie als Modul konzipiert ist.

**[0025]** Darüber hinaus wurde eine Vereinfachung der Fertigung vorgesehen, indem der oben erwähnte zweite Induktor als Streifenleiter gewählt wurde.

**[0026]** Außerdem wurde die Vermeidung von Kurzschlüssen des Verstärkungsstroms vorgesehen, wenn der zweite Induktor über einen Kondensator geerdet wurde, in dem Fall, in dem es notwendig ist, das Gate des Feldeffekttransistors mit einer Gleich-

strom-Vorspannung zu belegen.

**[0027]** Ferner wurde insbesondere für die Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung, die keine Anpassungsschaltung erfordert, eine Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung mit einem induktiven Impedanzschaltkreis entwickelt, der mit dem Feldeffekttransistor verbunden und zwischen dem Gate des Feldeffekttransistors und der Erdung angeordnet ist, wobei die induktive Impedanz eine Größe aufweist, die nicht mehr beträgt als das Zweifache der Gate-Eingangsimpedanz des Feldeffekttransistors zumindest in einem Frequenzband von der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals, das in das Gate des Feldeffekttransistors eingeht, bis zu der Frequenz, die das Zweifache dieser Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals beträgt.

**[0028]** Durch diese Anordnung kann in ähnlicher Weise wie vorstehend beschrieben das Auftreten der Gate-Spannung aufgrund der zweiten höheren harmonischen Komponente der zu verstärkenden objektiven Signale und das Auftreten der Gate-Spannung aufgrund der Rauschkomponente der Frequenz, die höher ist als die der zu verstärkenden objektiven Signale, welche beide stark zum Auftreten von Störungen beitragen, vermindert oder beseitigt werden, und auf diese Weise kann das Ziel der vorliegenden Erfindung erreicht werden.

**[0029]** Außerdem wurden die Impedanz-Frequenz-Verläufe der oben beschriebenen induktiven Impedanzschaltung so gewählt, dass sie das Minimum der Impedanz bei einer Frequenz aufweisen, die nicht kleiner ist als die Frequenz der zu verstärkenden objektiven Signale und nicht mehr als das Doppelte der Frequenz der zu verstärkenden objektiven Signale beträgt. Daher wird gegenüber dem herkömmlichen Fall zumindest die Gate-Spannung stark vermindert oder beseitigt, die durch diesen Rauschkomponentenstrom in dem erwähnten Frequenzband erzeugt werden, das die zweite höhere harmonische Welle der zu verstärkenden objektiven Signale enthält, und somit können die Rauschkomponenten stark vermindert werden, die sich auf den zu verstärkenden objektiven Signalen häufen, und es wird ein zuverlässiger Leistungsverstärker mit weniger Störungen geschaffen. Da ferner die elektrische Leistung im Vergleich zu herkömmlichen Fällen abnimmt, die zur Verstärkung der Rauschkomponente verbraucht wird, zeigen sich ferner hervorragende Wirkungen wie etwa die Verminderung des Leistungsverbrauchs, eines Anwachsens der maximalen Ausgangsleistung und eines Anwachsens der Drain-Effizienz des Verstärkers usw..

**[0030]** Außerdem versteht es sich, dass außer der oben beschriebenen Anbringung eines induktiven Impedanzschaltkreises eine Impedanz-Anpassungs-

schaltung zwischen der Schaltung der vorhergehenden Stufe und dem Gate des Feldeffekttransistors vorgesehen werden kann. In diesem Fall kann eine Impedanz-Anpassungsschaltung, die die oben beschriebene induktive Impedanzschaltung fasst, sehr wohl als Impedanz-Anpassungsschaltung bezeichnet werden.

**[0031]** Was die Anordnungen der oben beschriebenen Anpassungsschaltung und der induktiven Impedanzschaltung betrifft, ist der Fachmann in der Lage, unterschiedliche Schaltungskonfigurationen unter Verwendung von Entwurfstechniken oder dergleichen auf Vierpolschaltungen oder Filterschaltungen zu schaffen. Da hier jedoch die vorliegende Erfindung beschrieben werden soll, ist es nicht von Bedeutung, auf alle denkbaren Schaltungsanordnungen zu verweisen und die folgende detaillierte Beschreibung bezieht sich auf Ausführungsformen, die für den Fachmann leicht verständlich sind.

#### KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

**[0032]** [Fig. 1](#) ist eine schematische Explosionsdarstellung eines Hochfrequenz-Leistungsverstärkermoduls gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

**[0033]** [Fig. 2](#) ist ein Schaltungsdiagramm einer Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung konventioneller Bauart;

**[0034]** [Fig. 3](#) ist ein Diagramm, das einen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf einer herkömmlichen Eingang-Anpassungsschaltung zeigt;

**[0035]** [Fig. 4](#) ist ein Diagramm, das einen idealen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf eines Anpassungsschaltkreises in einer erfindungsgemäßen Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung zeigt;

**[0036]** [Fig. 5](#) ist ein Diagramm, das ein weiteres Beispiel für einen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf einer Anpassungsschaltung in einer erfindungsgemäßen Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung zeigt;

**[0037]** [Fig. 6](#) ist ein Diagramm, das ein weiteres Beispiel für einen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf einer Anpassungsschaltung in einer erfindungsgemäßen Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung zeigt;

**[0038]** [Fig. 7](#) ist ein Diagramm, das ein weiteres Beispiel eines Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlaufs einer Anpassungsschaltung in einer erfindungsgemäßen Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung zeigt;

**[0039]** [Fig. 8](#) ist ein Schaltbild einer Hochfre-

quenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

**[0040]** [Fig. 9](#) ist eine Tabelle, die spezifische Schaltungskonstanten jeweils für eine herkömmliche Eingang-Anpassungsschaltung und für eine Anpassungsschaltung gemäß der ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;

**[0041]** [Fig. 10](#) ist ein Diagramm, das den Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf jeweils für eine herkömmliche Eingang-Anpassungsschaltung und für die Eingang-Anpassungsschaltung gemäß der ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;

**[0042]** [Fig. 11](#) ist ein Schaltbild einer herkömmlichen Eingang-Anpassungsschaltung;

**[0043]** [Fig. 12](#) ist ein Diagramm, das eine Ausgangs-Wellenform eines Hochfrequenz-Leistungsverstärkermoduls zeigt, das eine herkömmliche Eingang-Anpassungsschaltung umfasst;

**[0044]** [Fig. 13](#) ist ein Diagramm, das eine Ausgangswellenform eines Hochfrequenz-Leistungsverstärkermoduls zeigt, das eine erfindungsgemäße Eingang-Anpassungsschaltung umfasst;

**[0045]** [Fig. 14](#) ist ein Schaltbild einer Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß einer zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;

**[0046]** [Fig. 15](#) ist ein Schaltbild, das eine Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß einer dritten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;

**[0047]** [Fig. 16](#) ist eine Tabelle, die spezifische Schaltungskonstanten jeweils für eine Eingang-Anpassungsschaltung eines herkömmlichen Beispiels sowie eines Vergleichsbeispiels sowie für eine Eingang-Anpassungsschaltung gemäß der dritten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;

**[0048]** [Fig. 17](#) ist ein Diagramm, das den Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf jeweils für die Eingang-Anpassungsschaltung eines herkömmlichen Beispiels sowie eines Vergleichsbeispiels und für die Eingang-Anpassungsschaltung gemäß der dritten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;

**[0049]** [Fig. 18](#) ist ein Schaltbild einer herkömmlichen Eingang-Anpassungsschaltung;

**[0050]** [Fig. 19](#) ist eine schematische Explosionsdarstellung eines Hochfrequenz-Leistungsverstärkermoduls gemäß einer weiteren Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

[0051] [Fig. 20](#) ist ein Schaltbild einer Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß einer weiteren Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;

[0052] [Fig. 21](#) ist ein Schaltbild einer Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß einer weiteren Ausführungsform der vorliegenden Erfindung; und

[0053] [Fig. 22](#) ist ein Schaltbild einer Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß einer weiteren Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

#### DETAILLIERTE BESCHREIBUNG

[0054] Die vorliegende Erfindung wird nun mit Bezug auf die beigefügten Zeichnungen eingehend beschrieben.

[0055] [Fig. 1](#) ist eine schematische perspektivische Explosionsdarstellung eines Hochfrequenz-Leistungsverstärkermoduls gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, und [Fig. 8](#) ist ein Schaltbild einer Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

[0056] Bei der vorliegenden Ausführungsform wird beispielhaft eine Hochfrequenzverstärkerschaltung beschrieben, die Hochfrequenzsignale mit einer Frequenz von 1 GHz verstärkt und ausgibt, welche von einer nicht dargestellten vorhergehenden Schaltungsstufe stammen. Ferner ist das Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodul der vorliegenden Ausführungsform ein solches, das für eine Ausgangsimpedanz der vorhergehenden Schaltungsstufe von  $50\Omega$  entworfen wurde.

[0057] In [Fig. 1](#) ist das Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodul (nachfolgend als Leistungsverstärkermodul bezeichnet) mit **10** bezeichnet und wird gebildet durch einen Feldeffekttransistor (nachfolgend als (FET bezeichnet) **31** sowie aus anderen elektronischen Teilen, die auf die obere Oberfläche eines keramischen Vielschicht-Schaltungssubstrats (nachfolgend als Vielschicht-Schaltungssubstrat bezeichnet) **11** aufgebracht sind.

[0058] Das Vielschicht-Schaltungssubstrat **11** umfasst ein erstes und ein zweites keramisches Substrat **11a**, **11b**, die beide aus geschichteter Tonerde ( $\epsilon = 9,6$ ) bestehen können. Ferner beträgt die Größe des Vielschichtsubstrats etwa  $7,0\text{ mm} \times 7,0\text{ mm}$  bei einer Dicke von  $0,8\text{ mm}$ . Das Tonerde-Substrat kann durch ein Substrat aus einem Harz ersetzt werden. Der FET **31** für den Leistungsverstärker ist annähernd in der Mitte der oberen Oberfläche eines ersten Keramiksubstrats **11a** angebracht, das in der oberen

Schicht vorgesehen ist. Ferner stellt der FET **31** ein Trennelement dar, an dessen einer Seite eine Eingangs-Anpassungsschaltung **32** ausgebildet ist und an dessen anderer Seite eine Ausgangs-Anpassungsschaltung **33** ausgebildet ist. Ferner sind unter Verwendung eines Sockels und dergleichen Chip-Teile (wie etwa C, R und L) in einer Verdrahtung vorgesehen, die auf der oberen Oberfläche des ersten Keramiksubstrats **11a** angebracht ist. Schließlich ist der FET **31**, der ein Halbleiterchip ist, mittels einer Verdrahtung, einem Flipchip oder dergleichen angebracht.

[0059] Im vorliegenden Fall wird die Schaltungsverdrahtung des Vielschicht-Schaltungssubstrats **11** aus Kupfer (Cu) gebildet, kann jedoch auch mit Silber (Ag), Silberpalladium (AgPd) oder Silberplatin (AgPt) gebildet werden.

[0060] Ferner ist auf der oberen Oberfläche des zweiten Keramiksubstrats **11b** in der unteren Schicht eine Drain-Vorspannungsschaltung **34** in dem Bereich vorgesehen, die mit der Position überlappt, in der die Ausgangs-Anpassungsschaltung **33** ausgebildet ist. Der Drain des FET **31** wird durch Elektrizität gespeist, die über die Drain-Verstärkerschaltung **34** vom Außenbereich der Vorrichtung her zugeführt wird.

[0061] Ferner ist ein Erdungsleiter **12** annähernd auf der gesamten unteren Oberfläche des zweiten Keramiksubstrats **11b** vorgesehen, nämlich auf der Unterseite des vielschichtigen Leitersubstrats **11** mit Ausnahme der Randbereiche.

[0062] Durch Schichten dieses ersten und zweiten Keramiksubstrats **11a** und **11b** wird ein vielschichtiges Schaltungssubstrat **11** mit einer Drain-Verstärkerschaltung **34** in seiner inneren Schicht gebildet.

[0063] Ferner ist an der Seite des vielschichtigen Leitersubstrats **11** eine Anzahl anschlussloser Elektroden **13** vorgesehen. Diese anschlusslosen Elektroden **13** sind jeweils so ausgebildet, dass sie einen Eingang zur Eingabe der zu verstärkenden objektiven Hochfrequenzsignale an die Eingangs-Anpassungsschaltung **32**, einen Ausgang zur Ausgabe der Signale, die vom FET **31** der Verstärkung und von der Ausgangs-Anpassungsschaltung **33** der Impedanzanpassung unterzogen werden, einen Versorgungsanschluss zur Verbindung der Stromquelle mit der Drain-Verstärkerschaltung **34**, und einen Erdungsanschlusses, entsprechend der flächenhaften Ausbildung auf dem Mutter-Schaltungssubstrat bilden.

[0064] Ferner ist die obere Oberfläche des vielschichtigen Schaltungssubstrats **11** mit einem Metallgehäuse abgedeckt, das in der Zeichnung nicht gezeigt ist, und durch dieses Metallgehäuse abgeschirmt.

**[0065]** Wie ferner in dem Schaltbild in [Fig. 8](#) dargestellt ist, werden die Hochfrequenzsignale, die in den Eingang **32a** eingegeben werden und das zu verstärkende Signal darstellen sollen, in das Gate des FET **31** über die Eingangs-Anpassungsschaltung **32** eingegeben.

**[0066]** Die Eingangs-Anpassungsschaltung **32** stellt die Anpassung zwischen der Impedanz der Hochfrequenz-Signalquelle, die mit der vorhergehenden Stufe des Eingangs **32a** zu verbinden ist, nämlich der Ausgangsimpedanz der vorhergehenden Schaltungsstufe, und der Eingangsimpedanz des Gate des FET **31** her. Außerdem ist die Source des FET **31** geerdet. Ein Drain-Versorgungsanschluß ist als **34a** bezeichnet und mit dem Drain des FET **31** über eine Drain-Verstärkerschaltung **34** verbunden.

**[0067]** Ein Ausgangsanschluß, der schließlich die durch den FET **31** verstärkten Signale ausgibt, ist mit **33a** bezeichnet und mit dem Drain des FET **31** über eine Ausgangs-Anpassungsschaltung **33** verbunden.

**[0068]** Ferner ist die Eingangs-Anpassungsschaltung **32** mit einem ersten Kondensator **321**, einem ersten Induktor **322** und einem zweiten Induktor **323** versehen, und der erste Kondensator **321** ist zwischen einem Eingang **32a** und der Erdung vorgesehen und der erste Induktor **322** ist zwischen dem Eingang **32a** und dem Gate des FET **31** vorgesehen, und der zweite Induktor **323** ist zwischen dem Gate des FET **31** und der Erdung angeordnet. Hier beträgt die Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) des FET **31**  $5\Omega$ .

**[0069]** Bei der Eingangs-Anpassungsschaltung **32** beträgt ferner bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz) die Eingangsimpedanz ( $Z_{IN}$ )  $50\Omega$ , und die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) beträgt  $5\Omega$ . Ferner beträgt an der Ausgangs-Anpassungsschaltung **32** die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) einen Wert, der nicht mehr als das Doppelte der Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) des FET **31** beträgt, nämlich einen Wert von nicht mehr als  $10\Omega$ , bei allen Frequenzen (mit Ausnahme der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals) von der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz) bis zum Zweifachen der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $2$  GHz) im Frequenzverlauf der Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ).

**[0070]** Die spezifischen Schaltungskonstanten eines herkömmlichen Eingangs-Anpassungsschaltung sowie der Eingangs-Anpassungsschaltung **32** der vorliegenden Ausführungsform sind in [Fig. 9](#) dargestellt. Ferner ist der Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf der Anpassungsschaltung mit diesen Schaltungskonstanten in [Fig. 10](#) dargestellt.

**[0071]** Wenn eine Sonde oder dergleichen einer Messeinrichtung mit einem derartig ausgebildeten

Leistungsverstärkermodul **10** verbunden wird, wird ein starker Einfluss einer wandernden Kapazität sowie eines Induktors usw. aufgrund der Sonde auftreten, und eine genaue Messung ist nicht möglich, da das Leistungsverstärkermodul **10** eine Schaltung zur Bearbeitung von Hochfrequenzsignalen ist. Daher ist [Fig. 10](#) der Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf dargestellt, der durch eine Simulation erhalten wurde.

**[0072]** Als ein herkömmliches Beispiel ist in [Fig. 11](#) eine Anordnung gezeigt, die keinen zweiten Induktor **323** umfasst, nämlich eine Anpassungsschaltung aus einem ersten Kondensator **321** und einem ersten Induktor **322**.

**[0073]** Weiterhin wurde bei einem Kapazitätswert  $C_1$  des ersten Kondensators **321**, einem Induktivitätswert  $L_1$  des ersten Induktors **322** und einem Induktivitätswert  $L_2$  des zweiten Induktors **323**, wobei bei dem herkömmlichen Beispiel  $C_1 = 9,6$  pF und  $L_1 = 2,4$  nH beträgt, die Anpassung der nicht dargestellten Schaltung der vorhergehenden Stufe (Ausgangsimpedanz:  $50\Omega$ ) und des Gate des FET **21** (Eingangsimpedanz:  $5\Omega$ ) bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz) durchgeführt.

**[0074]** Ferner betragen bei dem ersten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung  $C_1 = 18,0$  pF,  $L_1 = 1,0$  nH und  $L_2 = 0,5$  nH. Bei dem zweiten Ausführungsbeispiel galt  $C_1 = 12,5$  pF,  $L_1 = 1,5$  nH und  $L_2 = 1,0$  nH. Ferner galt beim dritten Ausführungsbeispiel  $C_1 = 10,0$  pF,  $L_1 = 2,0$  nH und  $L_2 = 2,0$  nH. Bei diesen gegebenen Schaltungskonstanten wurde die Anpassung jeweils bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz) durchgeführt.

**[0075]** Die Anpassungsschaltung gemäß dem herkömmlichen Beispiel mit den zuvor genannten Schaltungskonstanten wies einen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf auf, der in [Fig. 10](#) als Kurve  $Z_c$  dargestellt ist. Das heißt, die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) beträgt  $5\Omega$  bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz), und wenn die Signalfrequenz ( $f$ ) anwächst, wächst die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) linear an und beträgt etwa  $22\Omega$  bei  $2$  GHz und etwa  $40\Omega$  bei  $3$  GHz.

**[0076]** Im Gegensatz dazu weist die Anpassungsschaltung **32** des ersten Ausführungsbeispiels einen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf auf, der in [Fig. 10](#) als Kurve  $Z_{e1}$  dargestellt ist. Das heißt, die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) beträgt  $5\Omega$  bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz), und bei den benachbarten Frequenzen um  $1$  GHz herum nimmt die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) bei anwachsender Signalfrequenz ( $f$ ) ab, wobei das Minimum (etwa  $1\Omega$ ) bei etwa  $1,2$  GHz liegt, und wenn da-

nach die Signalfrequenz anwächst, wächst die Ausgangsimpedanz ( $Z_{\text{out}}$ ) näherungsweise linear an und beträgt etwa  $3\Omega$  bei 2 GHz und näherungsweise  $6\Omega$  bei 3 GHz.

**[0077]** Die Anpassungsschaltung **32** des zweiten Ausführungsbeispiels weist einen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf auf, der in [Fig. 10](#) als Kurve  $Z_{e2}$  dargestellt ist. Das heißt, die Ausgangsimpedanz ( $Z_{\text{out}}$ ) beträgt  $5\Omega$  bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz), und bei den Nachbarfrequenzen um 1 GHz herum nimmt bei wachsender Signalfrequenz ( $f$ ) die Ausgangsimpedanz ( $Z_{\text{out}}$ ) ab, wobei das Minimum (etwa  $2\Omega$ ) bei etwa 1,2 GHz liegt, und wenn anschließend die Signalfrequenz zunimmt, nimmt die Ausgangsimpedanz ( $Z_{\text{out}}$ ) annähernd linear zu und beträgt etwa  $6\Omega$  bei 2 GHz und annähernd  $11\Omega$  bei 3 GHz.

**[0078]** Ferner zeigt die Anpassungsschaltung **32** des dritten Ausführungsbeispiels einen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf, der in [Fig. 10](#) als Kurve  $Z_{e3}$  dargestellt ist. Das heißt, die Ausgangsimpedanz ( $Z_{\text{out}}$ ) beträgt  $5\Omega$  bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz), und bei den benachbarten Frequenzen um 1 GHz herum nimmt bei wachsender Signalfrequenz ( $f$ ) die Ausgangsimpedanz ( $Z_{\text{out}}$ ) ab, wobei das Minimum (etwa  $1\Omega$ ) bei etwa 1,2 GHz liegt, und wenn anschließend die Signalfrequenz anwächst, nimmt die Ausgangsimpedanz ( $Z_{\text{out}}$ ) annähernd linear zu und beträgt etwa  $10\Omega$  bei 2 GHz und annähernd  $17\Omega$  bei 3 GHz.

**[0079]** Anschließend wurde eine Ausgangssignal-Wellenform für den Fall untersucht, in dem ein Sinuswellensignal bei 1 GHz zur Verstärkung jeweils in ein Leistungsverstärkermodul mit einer Anpassungsschaltung gemäß dem oben beschriebenen herkömmlichen Beispiel und in ein Leistungsverstärkermodul mit einer Anpassungsschaltung gemäß dem ersten Ausführungsbeispiel eingegeben wurde. Das Ergebnis dieser Messung ist in [Fig. 12](#) und [Fig. 13](#) dargestellt.

**[0080]** [Fig. 12](#) zeigt eine Wellenform von Ausgangssignalen, bei denen eine Anpassungsschaltung gemäß einem herkömmlichen Beispiel verwendet wurde, und die Signalwellenform ist so gestört, dass es unmöglich ist, sie als ein Sinuswellensignal mit einer Periode von 1 ns ( $1 \times 10^{-9}$  Sekunden) zu identifizieren.

**[0081]** [Fig. 13](#) zeigt eine Wellenform von Ausgangssignalen bei Verwendung einer Anpassungsschaltung gemäß dem ersten Ausführungsbeispiel, und es wurde erfolgreich bestätigt, dass die Signalwellenform trotz leichter Verzerrungen in ausreichendem Maße als ein Sinuswellensignal mit einer Periode von 1 ns ( $1 \times 10^{-9}$  Sekunden) zu identifizieren ist, und die Verzerrung ist stark vermindert im Vergleich zu dem

herkömmlichen Beispiel.

**[0082]** Wie aufgrund der oben beschriebenen ersten bis dritten Beispiele anzunehmen ist, kann mit einer Anpassungsschaltung **32** gemäß der vorliegenden Ausführungsform bei kleiner werdenden Induktivitätswerten des ersten und des zweiten Induktors **322** und **323** ein gewünschter Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf leichter erreicht werden. Demnach können in dem Fall, in dem die ersten und zweiten Induktoren **322** und **323** als Streifenleiter ausgebildet sind, deren Längen sehr kurz gehalten werden. Somit kann die Schaltungsanordnung auch bei einer beabsichtigten Miniaturisierung der Form sowie einer hohen Dichte in dem Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodul **10** verwendet werden. Beispielsweise beträgt in dem Fall, in dem der zweite Induktor **323** des oben beschriebenen ersten Ausführungsbeispiels auf einem Tonerde-Substrat ( $\epsilon = 9,6$ ) durch Streifenleiter gebildet wurde, dessen Länge etwa 3,2 mm.

**[0083]** Wenn in der Eingangs-Anpassungsschaltung **32** der oben beschriebenen Anordnung die Induktivitätswerte des ersten und zweiten Leiters **322** und **323** kleiner gemacht werden, wächst der Kapazitätswert des ersten Kondensators **321** an, wobei der Kapazitätswert von 10 bis zu einigen zehn pF reicht, und dessen Größe verändert sich auch in dem Fall kaum, in welchem ein chipförmiger Kondensator verwendet wird.

**[0084]** Wie oben erwähnt, wird bei dem Leistungsverstärkermodul **10** der vorliegenden Ausführungsform, wenn die Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals (1 GHz) von der vorhergehenden Schaltungsstufe ausgegeben worden ist, die Eingangsimpedanz der Eingangs-Anpassungsschaltung **32** annähernd gleich der Ausgangsimpedanz der vorhergehenden Schaltungsstufe. Ferner wird die Ausgangsimpedanz der Anpassungsschaltung **32** annähernd gleich der Gate-Eingangsimpedanz des FET **31**. Daher wird das zu verstärkende objektive Signal in das Gate des FET **31** in einem gut angepassten Zustand eingegeben, ohne dass eine Dämpfung oder dergleichen verursacht wird, und wird durch den FET **31** verstärkt und ausgegeben.

**[0085]** Ferner zeigt bei der Eingangs-Anpassungsschaltung **32** die Ausgangsimpedanz ( $Z_{\text{out}}$ ) einen Wert, der nicht mehr als das Doppelte der Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) des FET **31** beträgt, für alle Frequenzen von der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals bis zu der Frequenz der zweiten höheren harmonischen Welle der zu verstärkenden objektiven Signale, so dass die Gate-Spannung, die in diesem Rauschkomponentenstrom auftritt, zumindest in dem oben erwähnten Frequenzband einschließlich der zweiten höheren harmonischen Welle der zu verstärkenden objektiven Signale stärker ver-

mindert wird als in einem konventionellen Fall, so dass ein Leistungsverstärker mit weniger Verzerrungen geschaffen werden kann. Da ferner die elektrische Leistung, die bei der Verstärkung der Rauschkomponente verbraucht wird, im Vergleich zu herkömmlichen Fällen abnimmt, zeigen sich hervorragende Wirkungen wie etwa eine Verminderung der Leistungsaufnahme, ein Anwachsen der maximalen Ausgangsleistung, ein Anwachsen der Drain-Effizienz des Verstärkers usw..

**[0086]** Bei der vorliegenden Ausführungsform wurde für ein Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodul für PDC eine Form von 7,0 mm × 7,0 mm × 2,0 mm (einschließlich eines Metallgehäuses zur Abschirmung) und mit einem Volumen von 0,1 cc realisiert, vergleichbar mit einer Ausgangsleistungs-Größenordnung von 1W, und es wurden die Merkmale einer maximalen Ausgangsleistung von 32,5 dBm und einer Drain-Effizienz von 72,7% erreicht, wobei eine große Kompaktheit und hohe Leistungsfähigkeit erreicht wurden.

**[0087]** Wenn eine Gate-Vorspannungsschaltung **35** mit einem Kopplungskondensator  $C_c$  zwischen der vorhergehenden Schaltungsstufe und dem Modul zur Beseitigung des Gleichstroms ausgestattet werden muß, kann eine zweite Ausführungsform so aufgebaut sein, wie es in [Fig. 14](#) und [Fig. 15](#) gezeigt ist. Das heißt, bei der Schaltungsanordnung kann der zweite Kondensator **324** sehr wohl zwischen dem zweiten Induktor **323** und der Erdung angeordnet sein, so dass der direkte Verstärkungsstrom, der von der Gate-Vorspannungsschaltung **35** an das Gate des FET **31** geleitet wird, wie in [Fig. 14](#) gezeigt ist, nicht durch den zweiten Induktor **323** der Eingangs-Anpassungsschaltung **32** kurzgeschlossen wird. Ferner müssen in diesem Fall die Schaltungskonstanten so festgelegt sein, dass der Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf in der Eingangs-Anpassungsschaltung **32** ähnlich bleibt wie zuvor beschrieben.

**[0088]** Hier dient der zweite Kondensator **324** dazu, zu verhindern, dass die Gleichstromkomponente zur Gate-Vorspannung kurzgeschlossen wird, und bei einem Kapazitätswert von 100 pF, welches der allgemein verwendete Wert zur Beseitigung des Gleichstroms ist, wurde eine ausreichende Wirkung erzielt.

**[0089]** Im folgenden wird eine dritte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung beschrieben.

**[0090]** [Fig. 15](#) ist ein Schaltbild einer Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß einer dritten Ausführungsform. In der Zeichnung bezeichnen dieselben Beschriftungen die gleichen Bestandteile wie in der ersten Ausführungsform, so dass deren Beschreibung weggelassen wird. Hier wird auf das Erscheinungsbild sowie auf den Aufbau des Mo-

duls, welcher der gleiche ist wie bei der vorstehenden ersten Ausführungsform, verzichtet. Ferner besteht der Unterschied zwischen der ersten Ausführungsform und der dritten Ausführungsform in der Anordnung darin, dass in der ersten Ausführungsform die Eingangs-Anpassungsschaltung der herkömmlichen Ausführungsform als Tiefpassfilter eingesetzt wurde und unter Einbeziehung von Neuerungen verbessert wurde, so dass die Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verläufe an gewünschte Merkmale angepasst wurden, während in der dritten Ausführungsform die Eingangs-Anpassungsschaltung aus einem Hochpaßfilter verbessert wurde und somit die Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verläufe an gewünschte Merkmale angepasst wurden.

**[0091]** Das heißt, wie in [Fig. 15](#) dargestellt ist, das zu verstärkende objektive Hochfrequenzsignal, das in den Eingang **36a** eingegeben wurde, wird über die Eingangs-Anpassungsschaltung **36** in das Gate des FET **31** eingegeben.

**[0092]** Die Eingangsimpedanzschaltung **36** stellt eine Anpassung zwischen der Impedanz der Hochfrequenzsignalquelle, die an die vorhergehende Stufe des Eingangs **36a** angeschlossen werden soll, nämlich die Ausgangsimpedanz der vorhergehenden Schaltungsstufe, und der Eingangsimpedanz des Gate des FET **31** her, und sie umfasst einen ersten Kondensator **361**, einen ersten Induktor **362** und einen zweiten Induktor **363**, und der erste Kondensator **361** ist zwischen einem Eingang **36a** und dem Gate des FET **31** angeordnet, und der zweite Induktor **362** ist zwischen dem Eingang **36a** und der Erdung angeordnet, und der zweite Induktor **363** ist zwischen dem Gate des FET **31** und der Erdung angeordnet. Hier beträgt die Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) des FET **31**  $5\Omega$ .

**[0093]** Ferner beträgt bei der Eingangs-Anpassungsschaltung **36** bei der Frequenz zu verstärken objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz) die Eingangsimpedanz ( $Z_{in}$ )  $50\Omega$ , und die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) beträgt  $5\Omega$ , und gleichzeitig weist die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) einen Wert auf, der nicht größer ist als das Doppelte der Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) des FET **31**, nämlich einen Wert, der nicht größer ist als  $10\Omega$  in dem gesamten Frequenzbereich (mit Ausnahme der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals) von der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz) bis zum Doppelten der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals (2 GHz) im Frequenzverlauf der Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ).

**[0094]** Hier sind die spezifischen Schaltungskonstanten der Eingangs-Anpassungsschaltung des herkömmlichen Beispiels sowie eines Vergleichsbeispiels und der Eingangs-Anpassungsschaltung **36** der vorliegenden Ausführungsform in [Fig. 16](#) darge-

stellt, und die Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verläufe der Anpassungsschaltung bei diesen Schaltungskonstanten sind jeweils in [Fig. 17](#) dargestellt.

**[0095]** Wenn eine Sonde oder dergleichen einer Meßvorrichtung mit einem derartig ausgebildeten Leistungsverstärkermodul **10** verbunden wird, wird ein starker Einfluss auf eine Veränderung der Kapazität sowie auf den Induktor usw. aufgrund der Sonde auftreten, so dass eine genaue Messung nicht möglich ist, da das Leistungsverstärkermodul **10** eine Schaltung zur Verarbeitung von Hochfrequenzsignalen ist. Daher sind in [Fig. 17](#) Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verläufe dargestellt, die durch Simulationen erhalten wurden.

**[0096]** Wie in dem in [Fig. 18](#) dargestellten herkömmlichen Beispiel fehlt der Anordnung der zweite Induktor **363**, denn es wurde eine Anpassungsschaltung aus einem ersten Kondensator **361** und einem ersten Induktor **362** vorgesehen.

**[0097]** Wenn ferner C1 den Kapazitätswert des ersten Kondensators **361** repräsentiert, L1 den Induktivitätswert des ersten Induktors **362** darstellt und L2 den Induktivitätswert des zweiten Induktors **363** darstellt, und bei einem herkömmlichen Beispiel C1 = 10,2 pF und L1 = 2,8 nH betragen, wurde die Anpassung zwischen der nicht dargestellten vorhergehenden Schaltstufe (Ausgangsimpedanz: 50Ω) und dem Gate des FET **31** (Eingangsimpedanz: 5Ω) bei einer Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz) sichergestellt.

**[0098]** Ferner betragen bei dem ersten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Ausführungsform C1 = 15,5 pF, L1 = 1,3 nH und L2 = 0,5 nH, und beim zweiten Ausführungsbeispiel betragen C1 = 11,0 pF, L1 = 2,0 nH und L2 = 1,0 nH, und die Anpassung wurde jeweils bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz) durchgeführt.

**[0099]** Ferner wurde in einem Vergleichsbeispiel eine Schaltungsanordnung ähnlich der vorliegenden Ausführungsform verwendet, wobei lediglich die Schaltungskonstanten mit C1 = 0,5 pF, L1 = 2,5 nH und L2 = 2,0 nH verändert wurden, und die Anpassung wurde bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz) durchgeführt.

**[0100]** Die Anpassungsschaltung des herkömmlichen Beispiels mit den oben erwähnten Schaltungskonstanten weist einen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf auf, der in [Fig. 17](#) als Kurve  $Z_{c1}$  dargestellt ist. Das heißt, die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) beträgt 5Ω bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz), und mit anwachsender Signalfrequenz ( $f$ ) wächst die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) linear an und beträgt etwa 23Ω bei 2 GHz und etwa 33Ω bei 3 GHz.

**[0101]** Im Gegensatz dazu weist die Anpassungsschaltung **36** des ersten Ausführungsbeispiels den Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf auf, der in [Fig. 17](#) mit  $Z_{e1}$  bezeichnet ist. Das heißt, die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) beträgt 5Ω bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz), und bei den benachbarten Frequenzen um 1 GHz herum nimmt die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) bei zunehmender Signalfrequenz ( $f$ ) zu, so dass das Minimum (etwa 1,5Ω) bei etwa 1,1 GHz erreicht wird, und danach wächst mit zunehmender Signalfrequenz die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) annähernd linear an und beträgt etwa 4Ω bei 2 GHz und etwa 6Ω bei 3 GHz.

**[0102]** Die Anpassungsschaltung **36** des zweiten Ausführungsbeispiels weist den Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf auf, der in [Fig. 17](#) als Kurve  $Z_{e2}$  dargestellt ist. Das heißt, die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) beträgt 5Ω bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz), und bei den benachbarten Frequenzen um 1 GHz herum nimmt mit zunehmender Signalfrequenz ( $f$ ) die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) ab, wobei das Minimum (annähernd 3,5Ω) bei etwa 1,1 GHz erreicht wird, und danach wächst mit zunehmender Signalfrequenz die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) annähernd linear an und beträgt 7,5Ω bei 2 GHz und etwa 12Ω bei 3 GHz.

**[0103]** Ferner weist die Anpassungsschaltung des Vergleichsbeispiels einen Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf auf, der in [Fig. 17](#) als Kurve  $Z_{c2}$  bezeichnet ist. Das heißt, die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) beträgt 5Ω bei der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals ( $f_0 = 1$  GHz), und bei den benachbarten Frequenzen um 1 GHz herum bleibt trotz anwachsender Signalfrequenz ( $f$ ) die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) auf einem annähernd konstanten Wert, dann bei etwa 1,2 GHz, und anschließend wächst die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) bei wachsender Signalfrequenz annähernd linear an und beträgt etwa 12Ω bei 2 GHz und etwa 19Ω bei 3 GHz.

**[0104]** Wenn ferner ein Sinuswellensignal mit 1 GHz zur Verstärkung jeweils in Leistungsverstärkermodulen mit Anpassungsschaltungen gemäß dem vorstehenden Beispiel eingegeben wurde, wie es bei der ersten Ausführungsform der Fall war, wurde erfolgreich bestätigt, dass seine Wellenform eines Ausgangssignals die Signalwellenform ausreichend erkennbar als Sinuswelle mit einer Periode von 1 ns ( $1 \times 10^{-9}$  Sekunden) trotz einer leichten Verzerrung wiedergibt, und die Verzerrung wurde im Vergleich zu dem herkömmlichen Beispiel stark reduziert.

**[0105]** Ferner lässt sich durch die Anpassungsschaltung **36** der dritten Ausführungsform, wie anhand der vorstehend beschriebenen Vergleichsbeispiele, der ersten und zweiten Beispiele angenommen werden kann, da die Induktivitätswerte des ersten und des zweiten Induktors **362** und **363** kleiner

werden, ein gewünschter Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf leichter erreichen, und falls diese ersten und zweiten Induktoren **362** und **363** mit Streifenleitern versehen sind, kann deren Länge sehr kurz gehalten werden, und auf diese Weise kann die Schaltungsanordnung auch in ausreichender Weise zur Miniaturisierung der Form sowie für eine hohe Dichte in dem Hochfrequenz-Leistungsverstärkermodul **10** verwendet werden. Beispielsweise betrug in dem Fall, in dem der zweite Induktor **363** des oben beschriebenen ersten Beispiels auf einem Tonerde-Substrat ( $\epsilon = 9,6$ ) durch Streifenleiter gebildet wurde, seiner Länge etwa 3,2 mm.

**[0106]** In der Eingangs-Anpassungsschaltung **36** der oben beschriebenen Anordnung wächst dann, wenn die Induktivitätswerte des ersten und des zweiten Induktors **362** und **363** kleiner gemacht werden, der Kapazitätswert des ersten Kondensators **361** an, wobei der Kapazitätswert von 10 bis zu einigen 10 pF reicht und die Größe des Kondensators sich auch dann kaum ändert, wenn ein chipförmiger Kondensator verwendet wird.

**[0107]** Wie oben erwähnt, wird bei einem Leistungsverstärkermodul **10** gemäß der vorliegenden Ausführungsform dann, wenn die Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals (1 GHz) von der vorhergehenden Schaltstufe ausgegeben worden ist, die Eingangsimpedanz der Eingangs-Anpassungsschaltung **36** annähernd gleich der Ausgangsimpedanz der vorhergehenden Schaltstufe, und die Ausgangsimpedanz der Anpassungsschaltung **36** wird annähernd gleich der Gate-Eingangsimpedanz des FET **31**, und daher wird das zu verstärkende objektive Signal in das Gate des FET **31** in einem gut angepassten Zustand eingegeben, ohne dass eine Dämpfung oder dergleichen verursacht wird, wird durch den FET **31** verstärkt und ausgegeben.

**[0108]** Ferner beträgt in der Eingangs-Anpassungsschaltung **36** die Ausgangsimpedanz ( $Z_{out}$ ) nicht mehr als das Doppelte der Gate-Eingangsimpedanz ( $Z_G$ ) des FET **31** für alle Frequenzen von der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals bis zur Frequenz der zweiten höheren harmonischen Welle des zu verstärkenden objektiven Signals, so dass die Gate-Spannung, die durch diesen Rauschkomponentenstrom zumindest in dem erwähnten Frequenzband einschließlich der zweiten höheren harmonischen Welle des zu verstärkenden objektiven Signals stärker reduziert wird als in dem herkömmlichen Fall, und daher wird ein Leistungsverstärker mit weniger Verzerrungen geschaffen. Da ferner die elektrische Leistung, die zur Verstärkung der Rauschkomponente verbraucht wird, gegenüber herkömmlichen Fällen abnimmt, zeigen sich hervorragende Wirkungen wie etwa eine Verminderung der Leistungsaufnahme, ein Anwachsen der maximalen Ausgangsleistung und ein Anwachsen der Drain-Effi-

zienz des Verstärkers usw..

**[0109]** Wenn ferner eine Gate-Vorspannungsschaltung mit einem Kopplungskondensator zur Entfernung des Gleichstroms zwischen der vorhergehenden Schaltstufe und dem Modul vorgesehen sein muß, wie es bei der ersten Ausführungsform beschrieben ist, kann der zweite Kondensator sehr wohl zwischen dem zweiten Induktor **363** und der Erdung angeordnet sein, so dass der direkte Verstärkungsstrom, der von der Gate-Verstärkungsschaltung zum Gate des FET **31** weitergegeben wird, nicht durch den zweiten Induktor **363** der Eingangs-Anpassungsschaltung **36** kurzgeschlossen werden kann. Außerdem müssen in diesem Fall die Schaltungskonstanten so festgelegt sein, dass der Ausgangsimpedanz-Frequenz-Verlauf der Eingangs-Anpassungsschaltung **36** ähnlich zu den vorstehend Beschriebenen bleibt.

**[0110]** Bei den vorstehend erwähnten ersten und zweiten Ausführungsformen ist bezüglich der Anordnung des Leistungsverstärkermoduls **10**, wie es in [Fig. 19](#) dargestellt ist, die Gate-Vorspannungsschaltung **35** vorzugsweise auf dem zweiten Keramiksubstrat **11b** ausgebildet, so dass sie mit einem Bereich überlappen wird, in dem die Eingangs-Anpassungsschaltung **32** auf dem ersten Keramiksubstrat **11a** ausgebildet ist.

**[0111]** Wie in [Fig. 20](#) gezeigt ist, kann ferner in dem Fall, in dem eine vergrößerte Effizienz bei einer zweistufigen Konfiguration des FET erreicht werden soll, die Theorie der oben beschriebenen Eingangs-Anpassungsschaltung **32** auf die Anpassungsschaltung **37** angewandt werden, die zwischen zwei FET's **31a** und **31b** angeordnet ist.

**[0112]** Wenn darüber hinaus keine Eingangs-Anpassungsschaltungen erforderlich sind, wie es in [Fig. 21](#) gezeigt ist, lassen sich ähnliche Wirkungen dadurch erreichen, dass der Eingang **41** unmittelbar mit dem Gate des FET **31** und eine induktive Impedanzschaltung mit den vorstehend beschriebenen Impedanzmerkmalen mit dem Gate des FET **31** und der Erdung verbunden wird. Hier weisen die Impedanz-Frequenz-Verläufe der induktiven Impedanz-Schaltung **42** vorzugsweise einen Wert auf, der nicht mehr beträgt als das Doppelte der Gate-Eingangsimpedanz des FET **31** zumindest in einem Frequenzband von der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals bis zu der Frequenz der zweiten höheren harmonischen Welle mit Ausnahme der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals, das auf das Gate des FET **31** gelegt wird. Wenn ferner die Merkmale so gewählt werden, dass das Minimum der Impedanz zwischen der Frequenz des zu verstärkenden objektiven Signals und der Frequenz der zweiten höheren harmonischen Welle liegt, kann der Rauschbeseitigungseffekt weiter verstärkt werden.

[0113] Ferner kann bezüglich der induktiven Impedanzschaltung gemäß [Fig. 21](#) eine Impedanzanpassungsschaltung **43** zwischen dem Eingang **41** und dem Gate des FET **31** angeordnet sein, wie es in [Fig. 22](#) dargestellt ist. In diesem Fall ist es sehr gut möglich, eine Anpassungsschaltung **44** einschließlich der induktiven Impedanzschaltung **42** und der Impedanz-Anpassungsschaltung **43** zu bezeichnen.

[0114] Der oben beschriebene Stand der Technik und die Beschreibung von Mitteln zur Lösung der Probleme sowie Ausführungsformen der Erfindung werden als notwendig sowie ausreichend erachtet, den Gegenstand der vorliegenden Erfindung dem Fachmann zu erläutern. Es versteht sich ferner, dass die vorliegende Erfindung durch die beigefügten Ansprüche begrenzt wird.

### Patentansprüche

1. Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung für Verstärkersignale in einem ersten, vorgegebenen Frequenzbereich, mit einem Feldeffekttransistor (**31, 31A**) und einer Eingangs-Anpassungsschaltung (**32, 36, 44**) in Verbindung mit einem Gate des Feldeffekttransistors (**31, 31A**), **dadurch gekennzeichnet**, dass die Eingangs-Anpassungsschaltung (**32, 36, 44**) mit einer Ausgangs-Impedanz  $Z_{out}$  versehen ist, die nicht mehr als doppelt so groß wie die Gate-Eingangsimpedanz  $Z_G$  des Feldeffekttransistors (**31, 31A**) in einem zweiten Bereich ist, der den ersten, vorgegebenen Frequenzbereich umfasst und sich bis zum doppelten der höchsten Frequenz des ersten vorgegebenen Frequenzbereichs erstreckt.

2. Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß Anspruch 1, bei der die Ausgangs-Impedanz  $Z_{out}$  der Eingangs-Anpassungsschaltung (**32, 36, 44**) geringer ist als die Gate-Eingangsimpedanz  $Z_G$  des Feldeffekttransistors (**31, 31A**) in dem zweiten Frequenzbereich.

3. Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß Anspruch 1, bei der die Eingangs-Anpassungsschaltung (**32, 36, 44**) versehen ist mit einer Ausgangs-Impedanz  $Z_{out}$ , die ein Minimum aufweist in dem zweiten Frequenzbereich.

4. Hochfrequenz-Leistungsverstärkerschaltung gemäß Anspruch 3, bei der die Ausgangs-Impedanz  $Z_{out}$  der Eingangs-Anpassungsschaltung (**32, 36, 44**) im wesentlichen gleich der Gate-Eingangsimpedanz  $Z_G$  in dem ersten vorgegebenen Frequenzbereich ist und dass die Ausgangs-Impedanz  $Z_{out}$  in einem Frequenzbereich um den ersten, vorgegebenen Frequenzbereich herum abnimmt, wenn die Signalfrequenz zunimmt.

Es folgen 13 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

Fig. 1

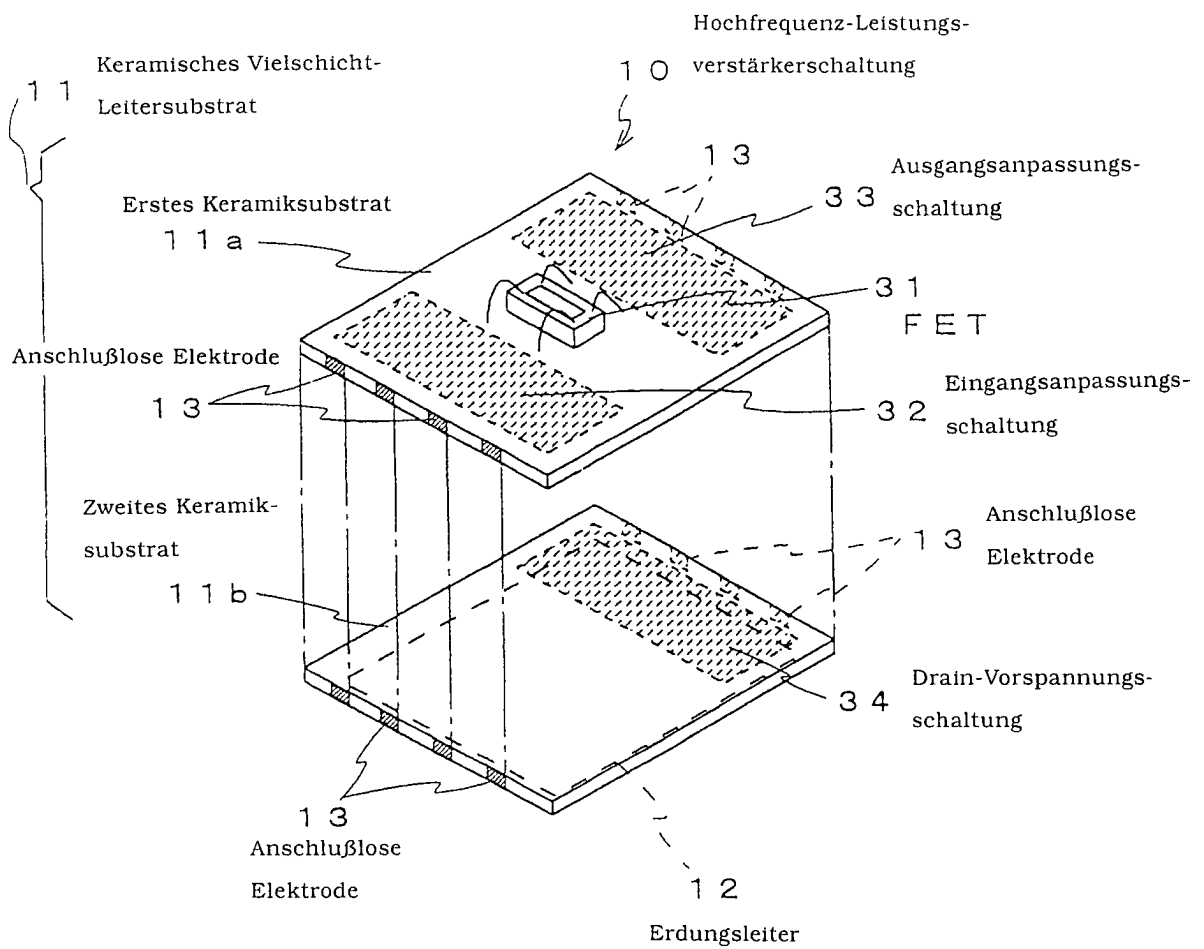


Fig. 2

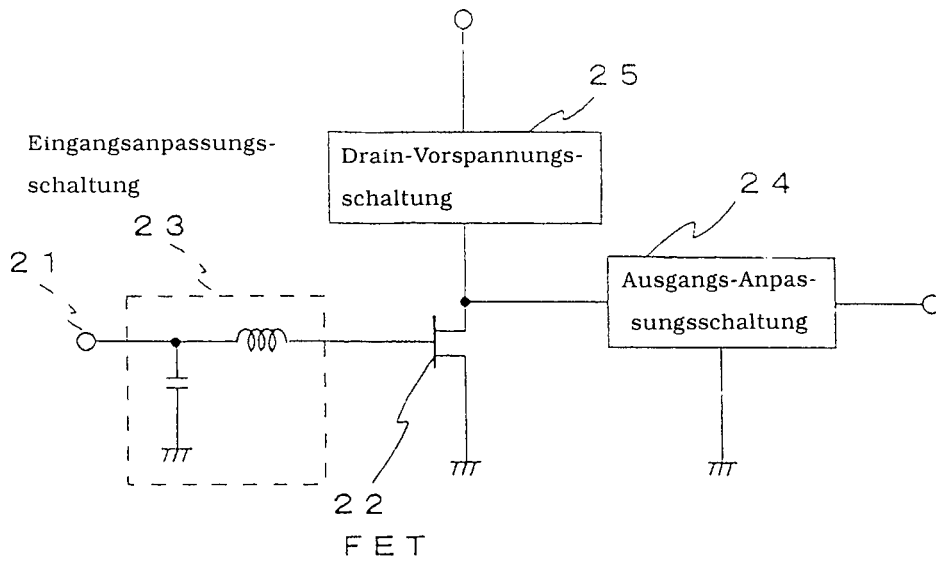
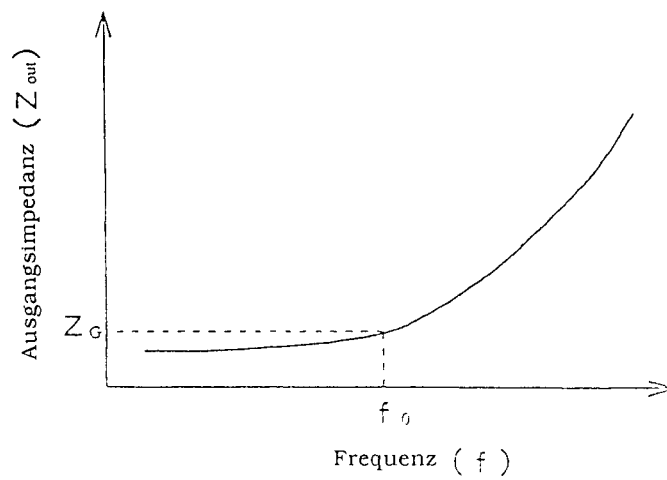
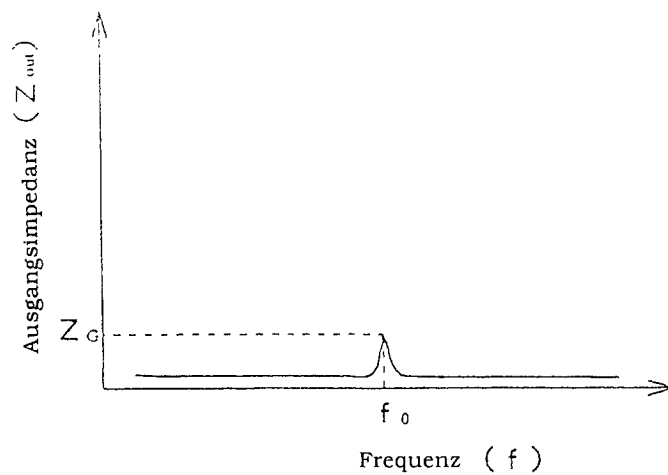


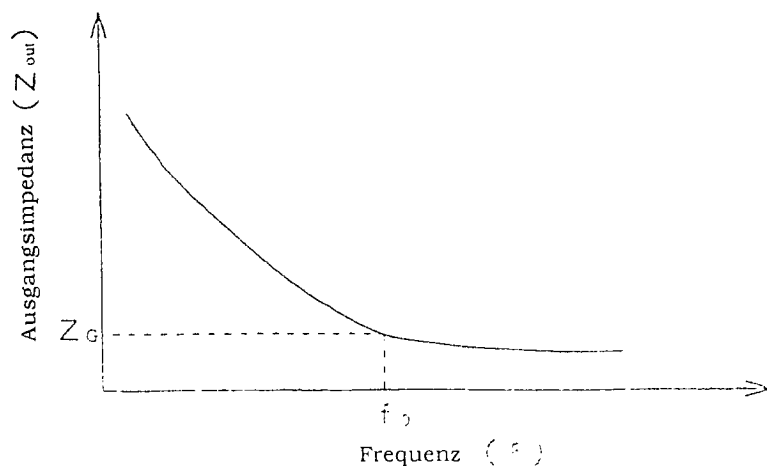
Fig. 3



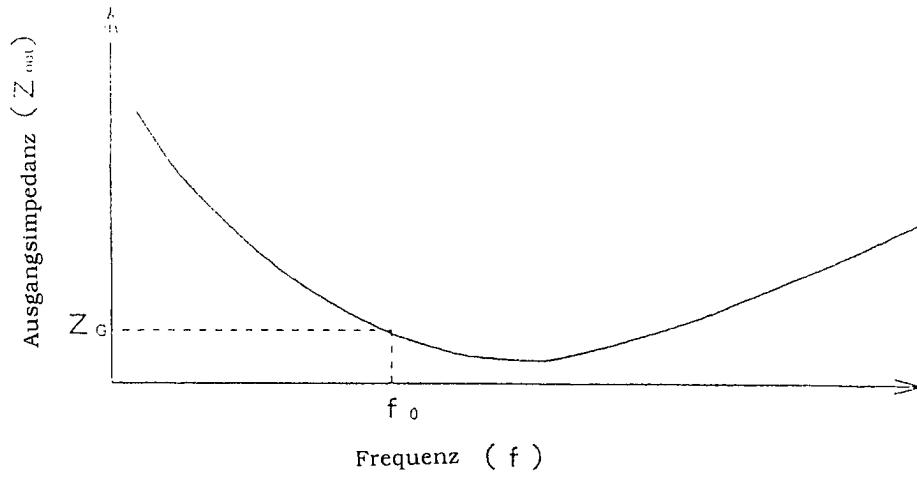
*Fig. 4*



*Fig. 5*



*Fig. 6*



*Fig. 7*

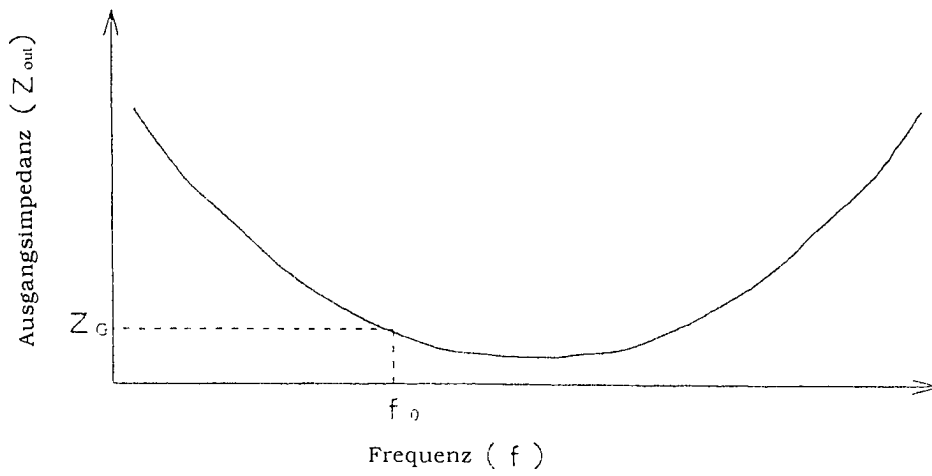


Fig. 8

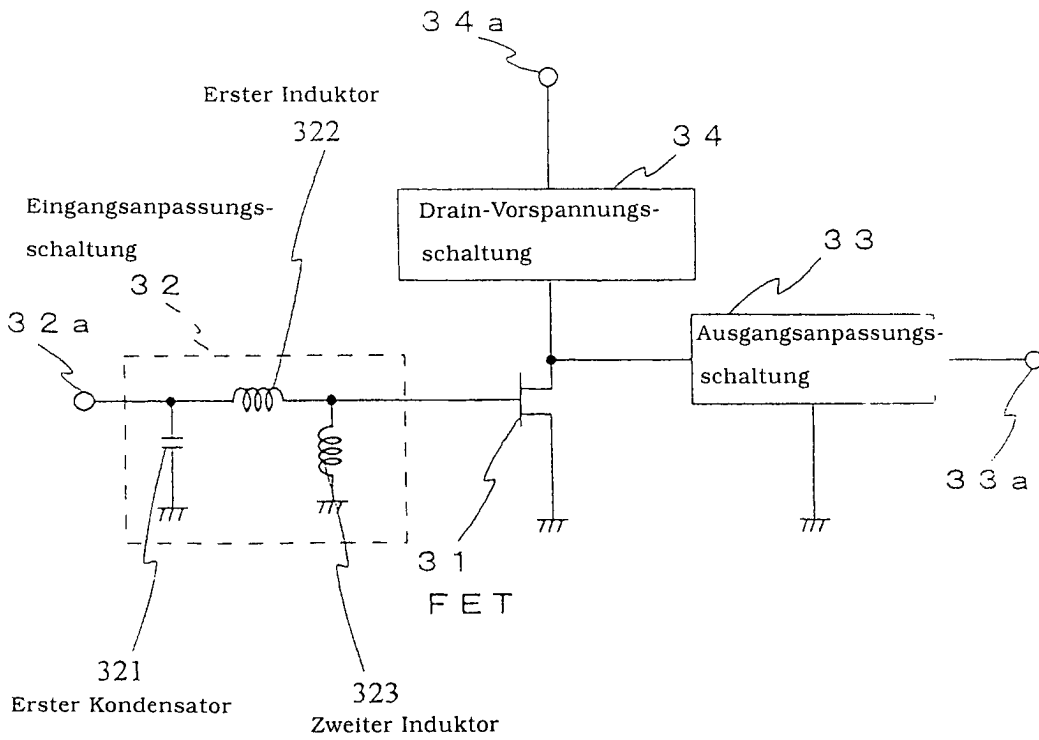


Fig. 9

	C1	L1	L2
Herkömmliches Beispiel	9.6 pF	2.4 nH	—
Erstes Beispiel	18.0 pF	1.0 nH	0.5 nH
Zweites Beispiel	12.5 pF	1.5 nH	1.0 nH
Drittes Beispiel	10.0 pF	2.0 nH	2.0 nH

Fig. 10

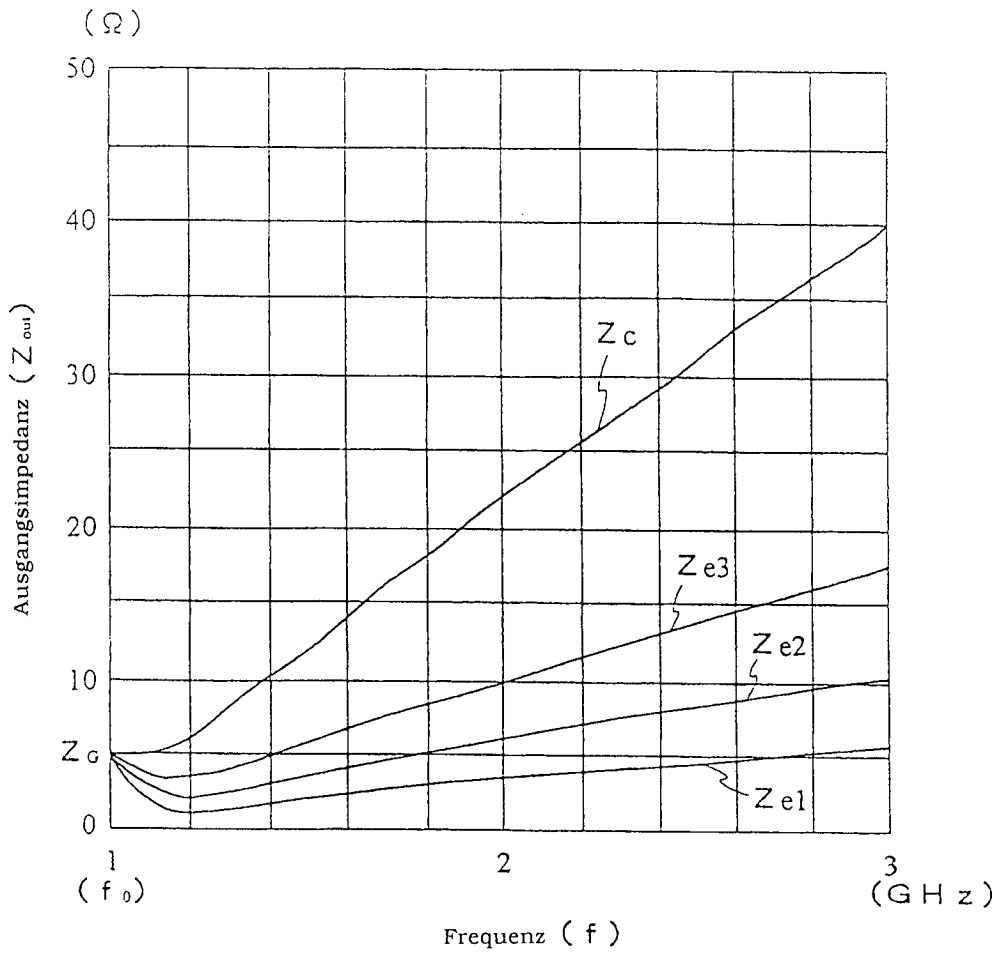
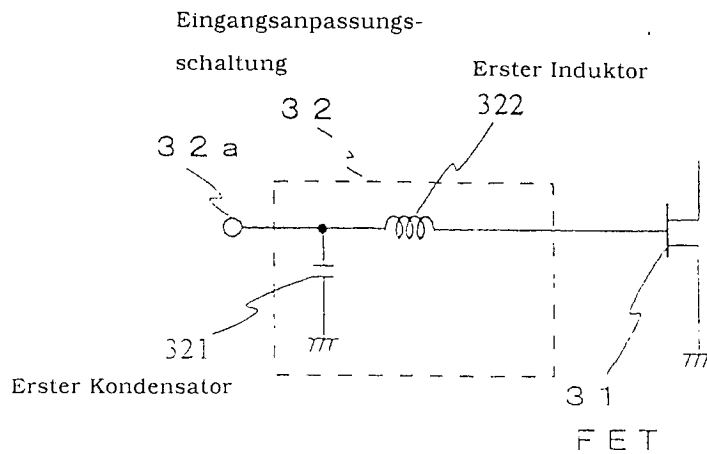
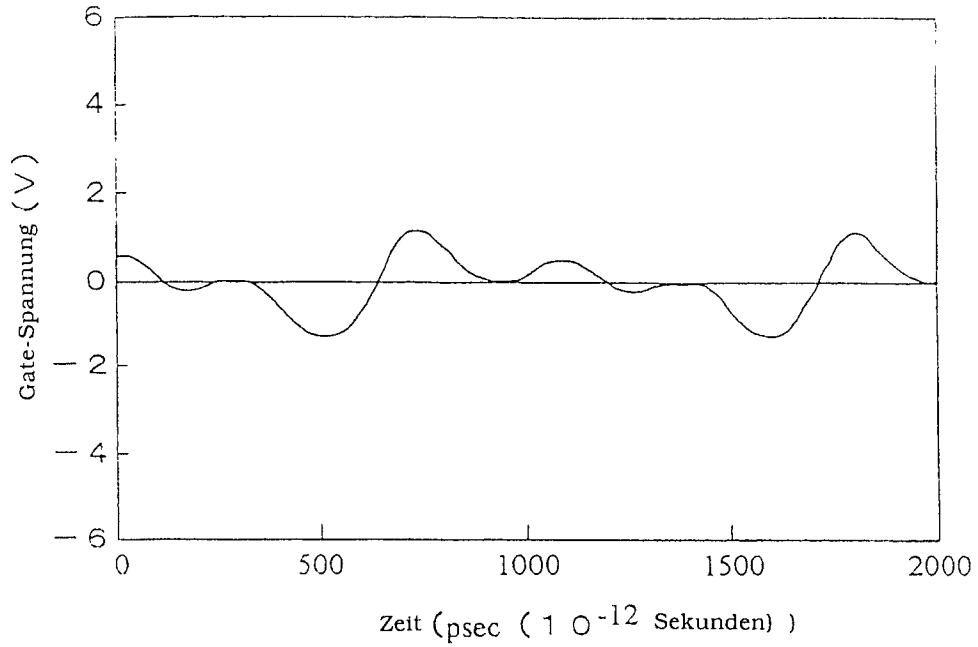


Fig. 11



*Fig. 1 2*



*Fig. 1 3*

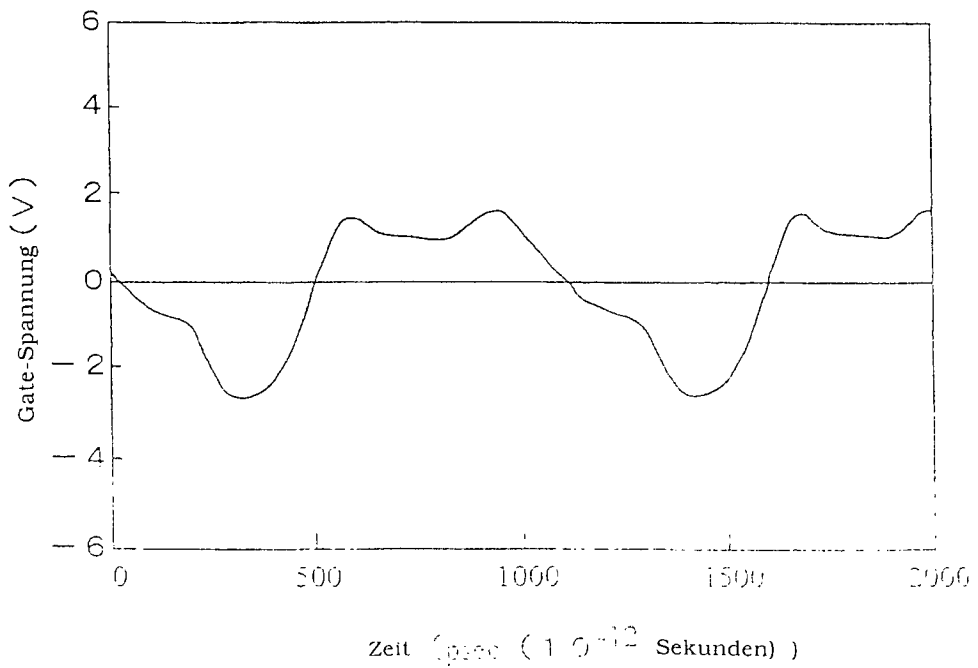


Fig. 1 4

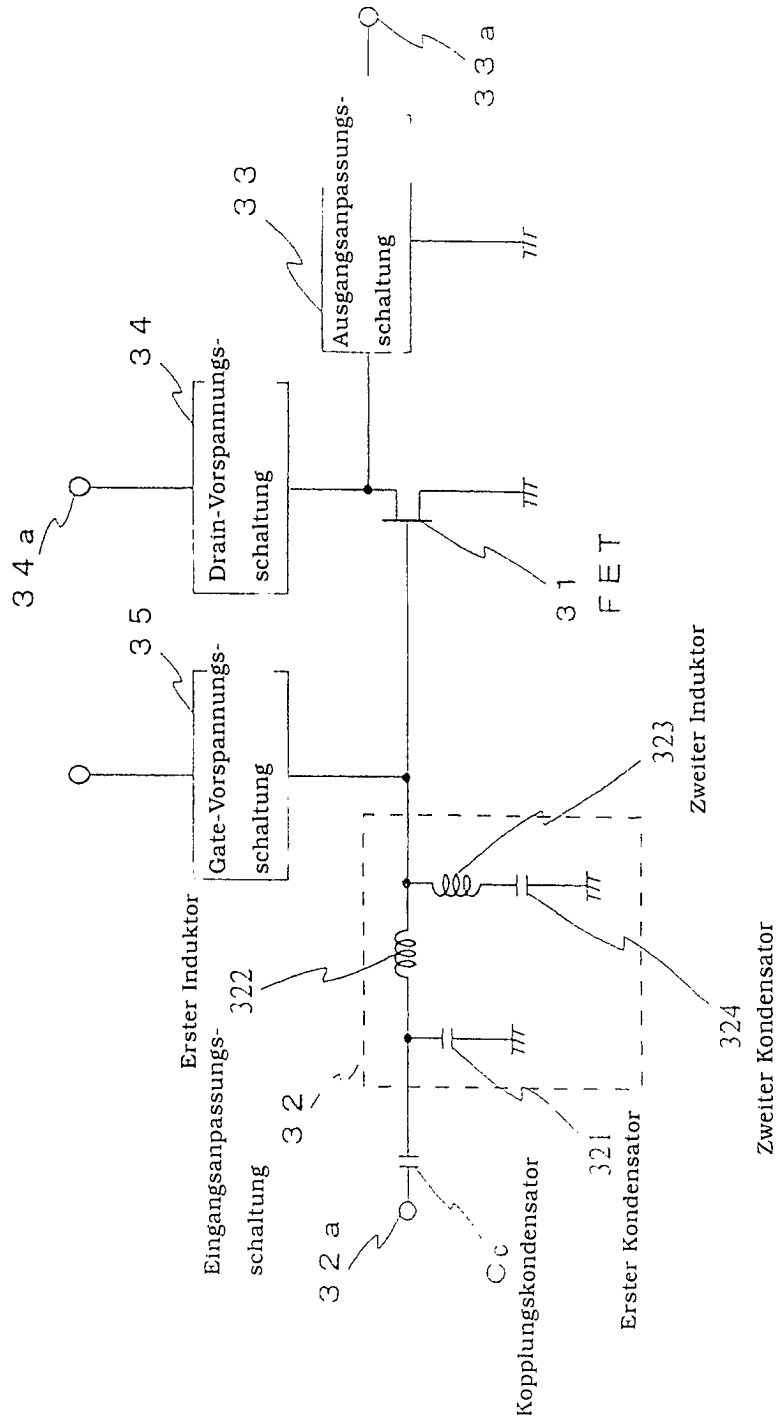


Fig. 1 5

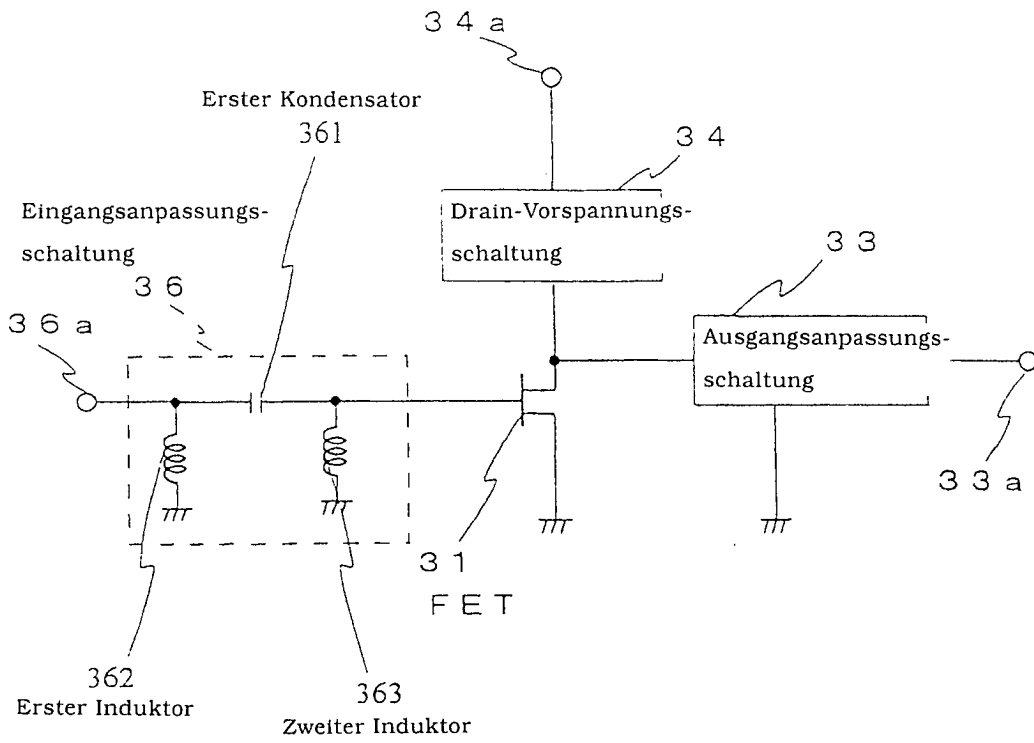


Fig. 1 6

	C 1	L 1	L 2
Herkömmliches Beispiel	10. 2 p F	2. 8 n H	-
Erstes Beispiel	15. 5 p F	1. 3 n H	0. 5 n H
Zweites Beispiel	11. 0 p F	2. 0 n H	1. 0 n H
Vergleichsbeispiel	0. 5 p F	2. 5 n H	2. 0 n H

Fig. 17

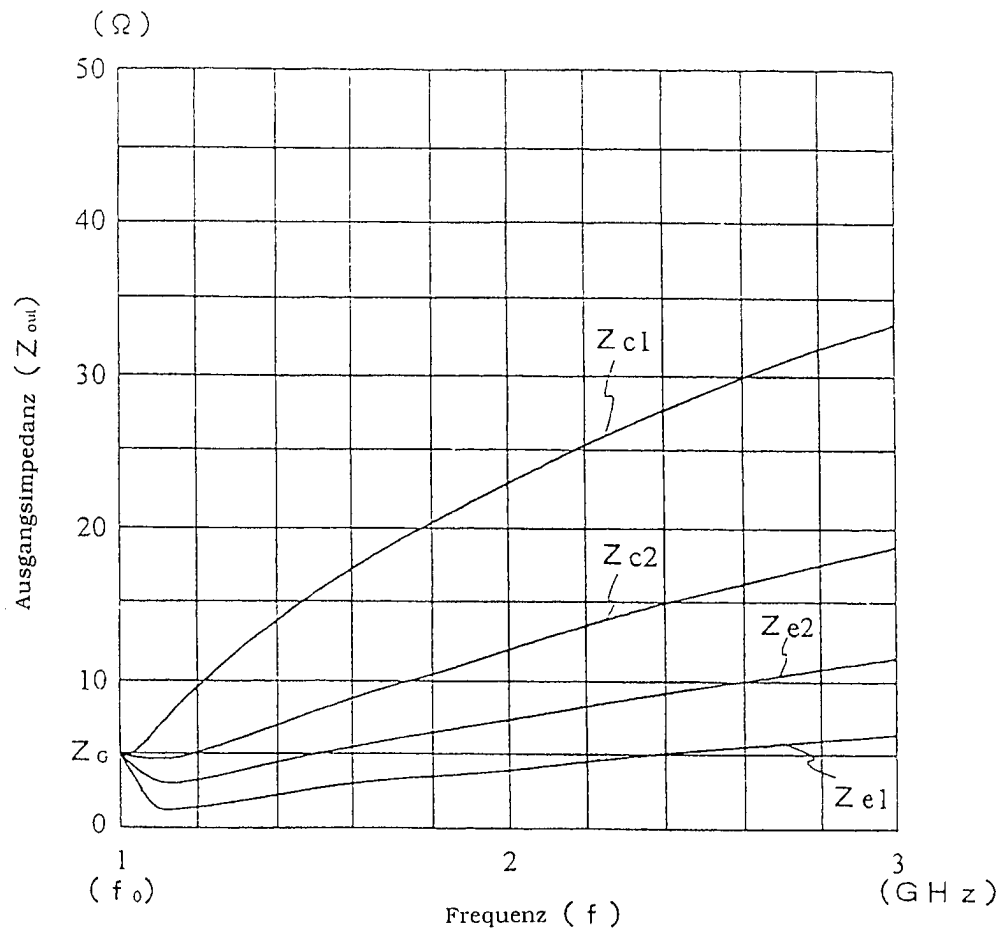


Fig. 18

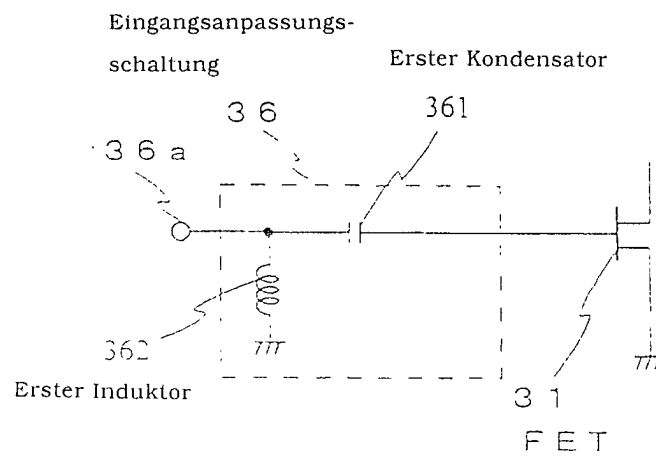


Fig. 19

Keramisches Vielschicht-Schaltungssubstrat

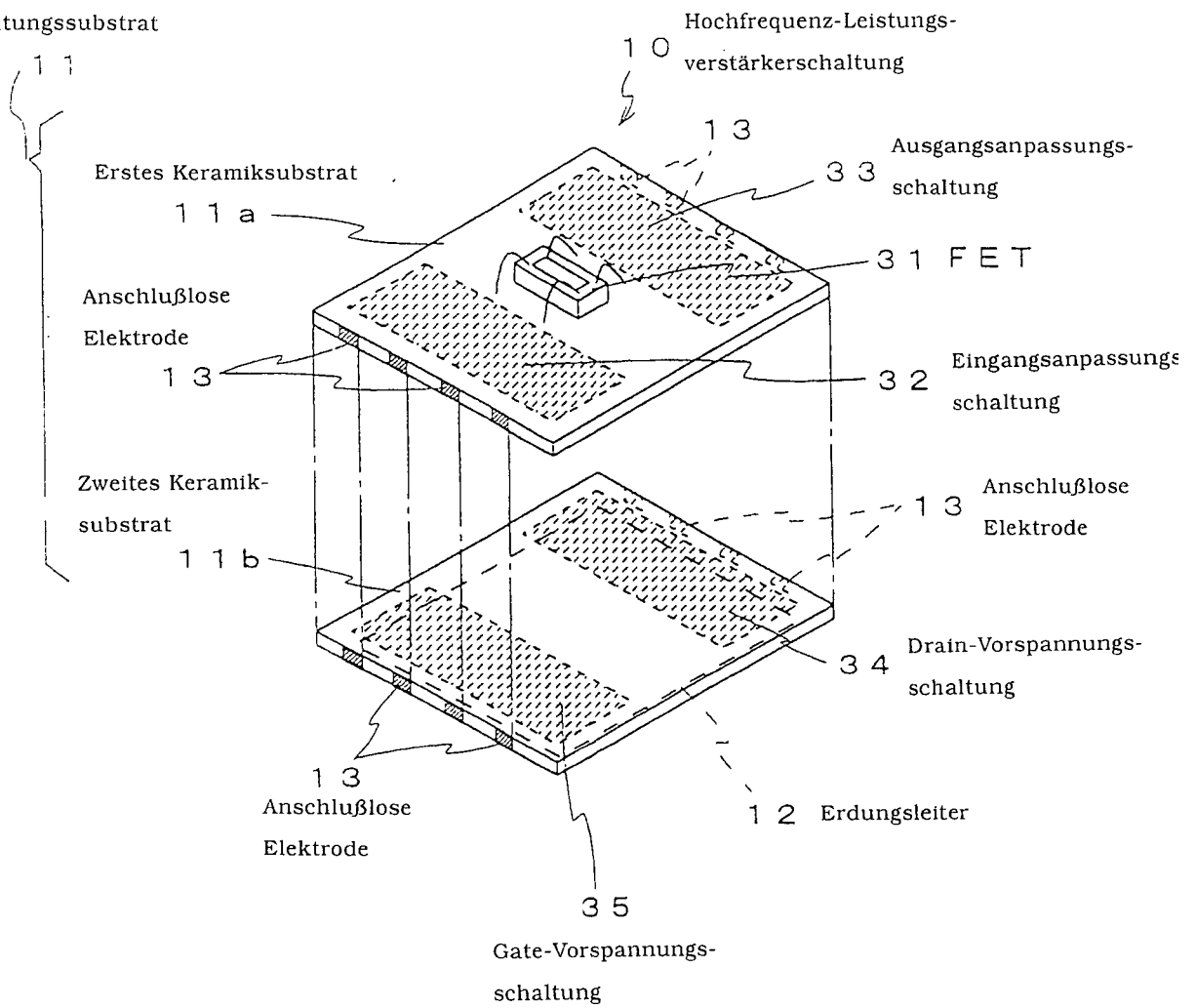


Fig. 20

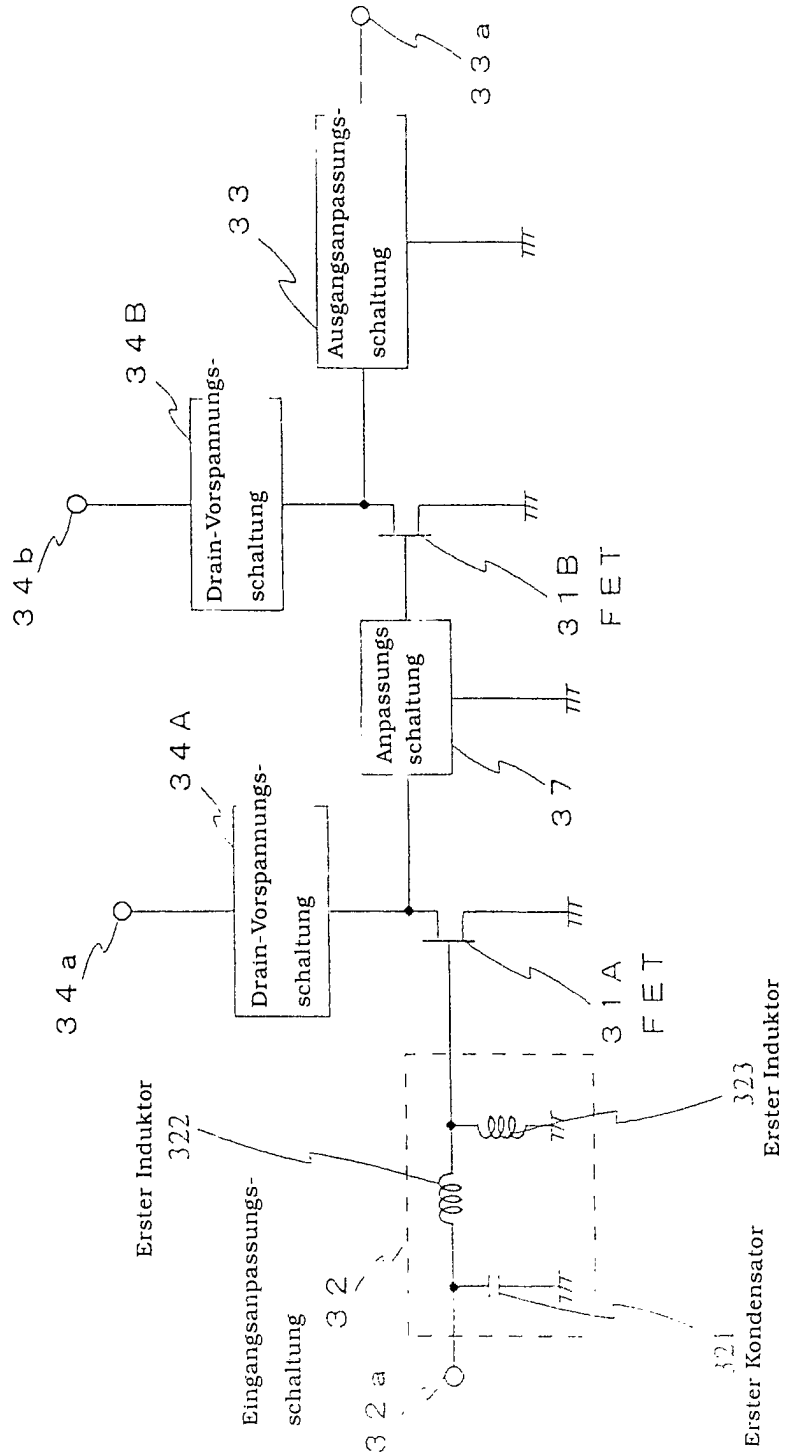


Fig. 2 1

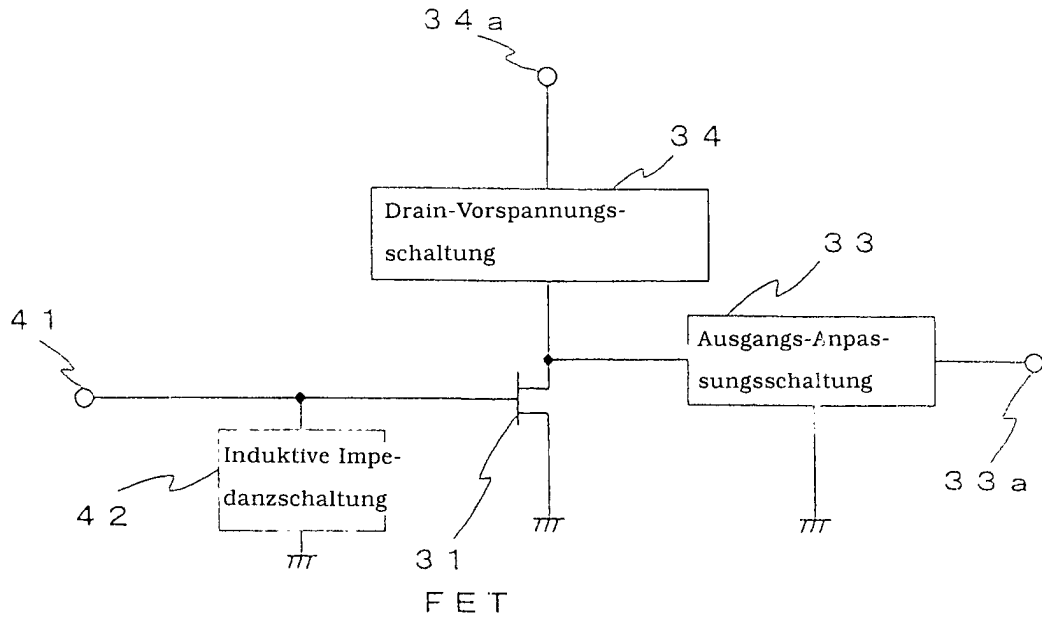


Fig. 2 2

