



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 602 16 006 T2 2007.03.01**

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 265 353 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **602 16 006.5**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **02 012 746.0**

(96) Europäischer Anmeldetag: **07.06.2002**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **11.12.2002**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **15.11.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **01.03.2007**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **H03F 1/02 (2006.01)**

**H03F 1/26 (2006.01)**

**H03F 3/19 (2006.01)**

(30) Unionspriorität:

**878106            08.06.2001        US**

(73) Patentinhaber:

**Northrop Grumman Corp., Los Angeles, Calif., US**

(74) Vertreter:

**WUESTHOFF & WUESTHOFF Patent- und  
Rechtsanwälte, 81541 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**DE, FR, GB**

(72) Erfinder:

**Kobayashi, Kevin W., Torrance, CA 90505, US**

(54) Bezeichnung: **HEMT-HBT Doherty-Mikrowellenverstärker**

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

## 1. Gebiet der Erfindung

**[0001]** Die vorliegende Erfindung betrifft einen Leistungsverstärker und insbesondere eine Mikrowellenleistungsverstärker-Topologie, die als ein niedrigrauschender Verstärker arbeitet, wenn der Eingangssignalpegel niedrig ist und für relativ hohe Eingangssignalpegel automatisch auf eine Hochleistungsverstärkung umschaltet.

## 2. Beschreibung des Standes der Technik

**[0002]** Funkfrequenz- und Mikrowellen-Kommunikationssysteme sind dafür bekannt, dass sie immer weiter ansteigende Anforderungen an die Linearität und den Wirkungsgrad von Leistungsverstärkern stellen. Unglücklicherweise arbeiten herkömmliche Leistungsverstärker beim maximalen Wirkungsgrad an oder nahe der Sättigung. Daher arbeiten, um Kommunikationssignale mit veränderlichen Amplituden aufzunehmen, Systeme, die herkömmliche Leistungsverstärker verwenden, üblicherweise für einen wesentlichen Teil der Zeit unterhalb ihres Spitzenwirkungsgrads.

**[0003]** Um dieses Problem zu lösen, sind sogenannte Doherty-Verstärker entwickelt worden. Doherty-Verstärker wurden zuerst von einem Erfinder des gleichen Namens eingeführt und in „Radio Engineering Handbook“ 5. Ausgabe, McGraw Hill Book Company, 1959, Seiten 18 bis 39, beschrieben, als auch in US 2,210,028, das hiermit durch Bezug vollinhaltlich aufgenommen wird. Die Standardtopologie für einen Doherty-Verstärker umfasst einen Trägerfrequenzverstärker, der in einem Modus nach Klasse AB betrieben wird, und einen Spitzenverstärker, der in einem Modus nach Klasse C betrieben wird. Ein Quadratur-Lange-Koppler wird am Eingang verwendet, so dass die Trägerfrequenzverstärker- und Spitzenverstärkersignale sich in Phase kombinieren. Ein Viertelwellenverstärker ist an den Ausgängen des Verstärkers vorgesehen. In solchen Verstärkern wird, während sich das Eingangs-Funkfrequenztreibersignal zum Trägerfrequenzverstärker erhöht, der Trägerfrequenzverstärker für einen maximalen linearen Wirkungsgrad bis zum Sättigungspunkt angetrieben. Der Spitzenverstärker wird verwendet, um die Linearität des Ausgangssignals aufrechtzuerhalten, wenn der Trägerfrequenzverstärker beginnt, sich zu sättigen.

**[0004]** Solche Doherty-Verstärker sind dafür bekannt, dass sie in verschiedenen Mikrowellen- und Funkfrequenz-Anwendungen verwendet werden. Beispiele für solche Anwendungen sind in US 5,420,541, 5,880,633; 5,886,575; 6,097,252 und

6,133,788 offenbart. Beispiele für solche Doherty-Verstärker sind auch offenbart in „A Fully Integrated Ku-Band Doherty Amplifier MMIC“ von C.F.Campbell, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 9, Nr. 3, März 1999, Seiten 114-116; „An 18-21 GHz InP DHBT Linear Microwave Doherty Amplifier“ von Kobayashi et al., 2000 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Digest of Papers, Seiten 179-182, „A CW 4 Ka-Band Power Amplifier Utilizing MMIC Multichip Technology“, Matsunaga et al., 1999, GaAS IC Symposium Digest, Monterey, California, Seiten 153-156, welche alle hierin durch Bezug vollinhaltlich einbezogen sind.

**[0005]** Die oben angesprochenen Systeme sind dafür bekannt, dass sie eine relativ gute Phasenlinearität und einen hohen Wirkungsgrad bereitstellen, da der Leistungsverstärker nur auf konstante oder fast konstante Funkfrequenzamplituden-Einhüllende zu reagieren braucht. Unglücklicherweise ändern sich die Funkfrequenz-Amplituden von Mehrträgerfrequenzsignalen (Mehrfrequenzsignalen), die beispielsweise in Satellitenkommunikationssystemen verwendet werden, sich mit der Zeit als eine Funktion der Bandbreite, wodurch sie rauschähnliche Eigenschaften zeigen. Leistungsverstärker, die in Mehrträgerfrequenzsystemen verwendet werden, müssen in der Lage sein, über eine relativ große augenblickliche Bandbreite zu arbeiten, während sie eine relativ gute Phasenlinearität für Funkfrequenzsignale mit nicht-konstanten Einhüllenden bereitstellen.

**[0006]** Zusätzlich müssen solche Leistungsverstärker, die als niedrigrauschende Verstärker („low-noise-amplifier“; LNA) beispielsweise als eine erste Verstärkerstufe in einem Funkfrequenz- oder Mikrowellen-Empfänger verwendet werden, in der Lage sein, eine lineare Verstärkung bei einem relativ hohen Wirkungsgrad bereitzustellen. Unglücklicherweise wird bei Anwendungen, bei denen das Funkfrequenztreibersignal eine nicht-konstante Funkfrequenz-Einhüllende, beispielsweise wie bei einem Mehrfachträgerfrequenz-Satellitenkommunikationssystem, aufweist, der Doherty-Verstärker so betrieben, dass der Trägerfrequenzverstärker während des Niedrigleistungsbetriebs bei ca. einer Hälfte seiner maximalen Leistungsfähigkeit betrieben wird, um eine relativ niedrigrauschende Leistungscharakteristik bereitzustellen. Ein solcher Betrieb führt zu einer relativ niedrigen Linearität und einem niedrigen Wirkungsgrad.

**[0007]** Um die Linearität und den Wirkungsgrad von Doherty-Verstärkern zu erhöhen, die in Anwendungen mit nicht-konstanten Funkfrequenzeinhüllenden verwendet werden, sind verschiedene Techniken verwendet worden. Beispielsweise offenbart US 5,739,723 eine aktive Vorsteuer- bzw. Vorspannungsschaltung, welche den Spitzenverstärker unter Vorspannung setzt, um den Wirkungsgrad zu erhöhen. Unglücklicherweise umfasst die aktive Vorspan-

nungsschaltung eine Anzahl von Widerständen, welche den Gesamtleistungsverbrauch der Schaltung erhöhen, wodurch ein weniger als optimaler Wirkungsgrad bereitgestellt wird.

**[0008]** Um den Vorspannungsleistungsverbrauch eines solchen Doherty-Verstärkers zu minimieren, offenbart US 5,568,086 ein Kombinationsnetzwerk zum Kombinieren der Ausgangssignale des Trägerfrequenzverstärkers und des Spitzenverstärkers, um eine verbesserte Impedanzanpassung bereitzustellen. Das Kombinationsnetzwerk umfasst ein Paar von Viertelwellenwandlern und eine Anzahl von Viertelwellen-Phasenverschiebungselementen. Unglücklicherweise wurden in dem in dem '086-Patent offenbarten Kombinationsnetzwerk Wirkungsgrade von nur 40%-50% realisiert. Der Leistungswirkungsgrad ist in vielen Anwendungen, wie beispielsweise in Satellitenkommunikationssystemen, ein kritischer Faktor. Daher besteht ein sich dauernd erhöhendes Bedürfnis daran, den Wirkungsgrad von Leistungsverstärkern weiter zu verbessern, die in solchen Anwendungen verwendet werden:

#### ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

**[0009]** Die vorliegende Erfindung betrifft einen Mikrowellenverstärker und insbesondere einen Mikrowellenverstärker, der als ein Doherty-Verstärker konfiguriert ist. Der Verstärker umfasst einen Trägerfrequenzverstärker, einen Spitzenverstärker, einen Lange-Koppler am Eingang der Verstärker und einen Viertelwellenverstärker am Ausgang der Verstärker. Um den Wirkungsgrad weiter zu erhöhen, wird der Doherty-Verstärker aus der HEMT/HBT (Hochelektronenmobilitätstransistor/"Heterojunction Bipolar Transistor", Heteroübergangsbipolartransistor)-Technologie gebildet, um den Vorteil der niedrigrauschenden Leistungscharakteristik von Hochelektronenmobilitätstransistoren und der hochgradigen Linearität von Heteroübergangsbipolartransistoren zu ziehen, um einen vergleichsweise effizienten Verstärker zu bilden, der als ein niedrigrauschender Verstärker bei niedrigen Leistungspegeln dient und automatisch auf eine Hochleistungsverstärkung für relativ hochintensive Funkfrequenz-Leistungspegel umschaltet.

#### BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

**[0010]** Diese und andere Vorteile der vorliegenden Erfindung werden unter Bezug auf die folgende Beschreibung und die beigefügten Zeichnungen einfach verstanden, wobei:

**[0011]** [Fig. 1](#) ein schematisches Diagramm des erfindungsgemäßen Mikrowellen-Leistungsverstärkers ist.

**[0012]** [Fig. 2](#) eine graphische Darstellung der Ausgangsleistung als eine Funktion der Verstärkung für

verschiedene Vorspannungspunkte der Trägerfrequenz- und Spitzenverstärker eines HBT-Doherty-Verstärkers ist.

**[0013]** [Fig. 3A](#) bis [Fig. 3C](#) angepasste Netzwerke zur Verwendung mit der vorliegenden Erfindung zeigen.

**[0014]** [Fig. 4A](#) bis [Fig. 4B](#) Vorspannungsnetzwerke zur Verwendung mit einem HBT bzw. einem HMT zur Verwendung mit der vorliegenden Erfindung darstellen.

#### GENAUE BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

**[0015]** Die vorliegende Erfindung betrifft einen Mikrowellen-Leistungsverstärker, der als ein Doherty-Verstärker konfiguriert ist, der allgemein durch die Bezugsziffer **20** angezeigt wird. Der Mikrowellen-Leistungsverstärker **20** umfasst einen Trägerfrequenzverstärker **22** und einen Spitzenverstärker **24**. Bei bekannten Doherty-Verstärkern werden sowohl der Trägerfrequenzverstärker als auch der Spitzenverstärker aus HBTs (Heteroübergangsbipolartransistoren) gebildet und beispielsweise als eine vorangepasste  $1,5 \times 30 \mu\text{m}^2$  vier-fingrige DHBT-Vorrichtung mit einer Gesamtmitterfläche von  $180 \mu\text{m}^2$ . Ein Beispiel einer solchen Vorrichtung ist in „18-21 GHz InP DHBT Linear Microwave Doherty Amplifier“ von Kobayashi et al., 2000 IEEE Radio Frequency Integrated Circuit Symposium Digest of Papers, Seiten 179-182 offenbart, die hiermit vollumfänglich durch Referenz eingeführt wird. Um den Wirkungsgrad und die Linearität des Doherty-Verstärkers **20** zu verbessern, wird der Doherty-Verstärker **20** in HEMT/NBT-Technologie ausgebildet, um Vorteil aus der Niedrigrausch-Leistungscharakteristik und der niedrigen Intermodulationsverzerrung von HEMTs und der hochgradigen Linearität von HBTs zu ziehen.

**[0016]** Ein Beispiel eines HEMT, der auf dem gleichen Substrat wie ein HBT integriert ist, ist in EP 0710984 A1, veröffentlicht am 8. Mai 1996, offenbart, welche der europäischen Patentanmeldung Nr. 95115137.2 zugehörig ist, den gemeinsam besessenen US 5,838,031 und US 5,920,230, als auch „Monolithic HEMT/HBT Integration by Selective MBE; von D.C. Streit, D.K. Umemoto, K.E. Kobayashi und A.K. Oki, IEEE Transactions on Electron Devices“ Vol. 42, Nr. 4, April 1995, Seiten 618-623 und „A Monolithic HBT-regulated HEMT LNA by Selective MBE“ von D.C. Streit, K.W. Kobayashi, A.K. Oki und D.K. Umemoto, Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, Nr. 4, April 1985, Seiten 124-126.

**[0017]** In einer Ausführungsform wird der Trägerfrequenzverstärker **22** aus einem HEMT gebildet, während der Spitzenverstärker **24** aus einem HBT gebildet wird. In diesem Fall agiert eine niedrigrauschende HEMT-Vorrichtung als der Trägerfrequenzverstärker

**22**, der in Klasse A unter kleinen Eingangssignalbedingungen arbeitet, wobei er ein geringes Rauschen und eine hohe Linearität bereitstellt. Wenn die Eingangssignalstärke sich erhöht und der Klasse A-Verstärker beginnt, das Eingangssignal zu komprimieren und abzuschneiden, schaltet sich der HBT-Spitzenverstärker **24** an, um die lineare Verstärkung zu erweitern. Da der HBT ein abruptes Basis-Emitter-Anschalten aufweist, das einer Diodeneigenschaft ähnelt, arbeitet er optimal als ein Spitzenverstärker, dessen Anschaltenschwellwert an der Basis des HBT-Transistors festgesetzt werden kann. Je augenblicklicher bzw. abrupter das Anschalten ist, desto effizienter ist die Verstärkung der ansteigenden Eingangsleistung.

**[0018]** In einer alternativen Ausführungsform der Erfindung wird der Trägerfrequenzverstärker **22** als HBT gebildet und der Spitzenverstärker **24** als HEMT. Diese Ausführungsform ist für Anwendungen gedacht, in welchen eine hochgradige Linearität und Wirkungsgrad unter Niedrigeingangsleistungsbedingungen benötigt werden, wobei ein Betreiben eines effizienteren Klasse A-HBT-Verstärkers als dem Trägerfrequenzverstärker attraktiver ist. Eine Verwendung einer schnelleren niedrigrauschenden HEMT-Vorrichtung als einem Spitzenverstärker hilft dabei, eine erhöhte Rauschübertragung und zusätzliche Verzerrung zu verhindern, welche vorhanden sein würde, falls ein HBT-Verstärker als ein Spitzenverstärker verwendet wird, und zwar aufgrund der abrupten Dioden/Mischer-ähnlichen Eigenschaften des HBT, der rauschbehafteter ist als ein HEMT. Der HEMT würde langsamer mit sich erhöhender Eingangsleistung anschalten, wobei er näher an seinem niedrigrauschenden Vorspannungsbereich arbeiten würde. Zusätzlich könnte die HEMT-Vorrichtung mit breiterem Band auch die Datensignalintegrität beibehalten, wenn es von Klasse B/C angeschaltet wird. Das Ergebnis ist eine geringere AM (Amplitudenmodulations)-AM und AM-PM (Phasenmodulations)-Verzerrung des Spitzenverstärkers, wenn er anfänglich angeschaltet wird.

**[0019]** Damit die Ausgangssignale von dem Trägerfrequenzverstärker **22** und dem Spitzenverstärker **24** sich am Ausgang in Phase befinden, ist ein Lange-Koppler **32** vorgesehen. Eine Eingangsklemme des Lange-Kopplers **32** wird als ein Funkfrequenz-Eingangsanschluss **34** verwendet. Die andere Eingangsklemme wird an einem Eingangswiderstand **36** abgeschlossen. Eine Ausgangsklemme des Lange-Kopplers **32** ist mit dem Eingang des Trägerfrequenzverstärkers **22** gekoppelt, während die andere Ausgangsklemme mit dem Eingang des Spitzenverstärkers **24** gekoppelt ist. Ein 8/4-Impedanzwandler mit einer charakteristischen Impedanz  $Z_0 = 2R_L + R_{opt}$  ist am Ausgang der Verstärker **22** und **24** vorgesehen. Eine Ausgangsklemme des Leistungsverstärkers **20** wird mit einer Lastimpedanz  $R_L$  abgeschlos-

sen. Sowohl der Trägerfrequenzverstärker **22** als auch der Spitzenverstärker **24** sind so konfiguriert, dass sie eine maximale Leistung liefern, wenn die Lastimpedanz  $R_L$  gleich  $R_{opt}$  ist.

**[0020]** Der Trägerfrequenzverstärker **22** wird als ein Klasse A-Verstärker betrieben, während der Spitzenverstärker **24** als ein Klasse B/C-Verstärker betrieben wird. Um die Isolation zwischen dem Trägerfrequenzverstärker **22** und dem Spitzenverstärker **24** zu verbessern, beispielsweise wenn der Trägerfrequenzverstärker **22** als ein Klasse A-Verstärker an Vorspannung liegt und der Spitzenverstärker **24** zwischen Klasse B und C unter Vorspannung liegt, werden Anpassungsnetzwerke **26** und **28** mit dem Ausgang des Trägerfrequenzverstärkers **22** und des Spitzenverstärkers **24** gekoppelt. Als solches wird die Impedanz jeder Verstärkerstufe nicht zur Intermodulations(IM)-Leistungscharakteristik der anderen Stufe beitragen.

**[0021]** Um die Erfindung vollständig zu verstehen, wird zunächst eine Diskussion bekannter Verstärker vom Doherty-Typ geführt. Insbesondere wie bereits oben in „A Fully Integrated Ku-Band Doherty-Amplifier MMIC“ ausgeführt, ist die Lastimpedanz, die den Trägerfrequenz- und Spitzenverstärkern bekannter Doherty-Verstärker gezeigt wird, eine Funktion der Ausgangsleistung, die durch den Spitzenverstärker geliefert wird. Während niedriger Eingangstreiberpegel (das heißt, Pegel, in welchen die Funkfrequenz-Eingangsamplitude niedrig ist), wird der Spitzenverstärker ausgeschaltet, was zu einer Konfiguration führt, in welcher der Trägerfrequenzverstärker sich bei einem relativ niedrigen Eingangstreiberpegel sättigt. Als solches wird der Trägerfrequenzverstärker **22** zu einem höheren Wirkungsgrad („power added efficiency“; PAE) bei niedrigeren Eingangsleistungspegeln führen. Wenn sich der Eingangsleistungspegel erhöht, wird der Spitzenverstärker beginnen, anzuschalten, während sich die durch den Spitzenverstärker gelieferte Leistung erhöht. Die in dem Trägerfrequenzverstärker dargestellte Last verringert sich, was es dem Trägerfrequenzverstärker **24** erlaubt, zu erhöhen, um der Last die Leistung bereitzustellen.

**[0022]** Die Anpassungsnetzwerke **26** und **28** sind in Reihe mit den Ausgängen der Trägerfrequenz- und Spitzenverstärker **22** bzw. **24** gekoppelt. Diese Anpassungsnetzwerke **26** und **28** können als Tiefpassnetzwerke vorgesehen sein, wie beispielsweise in den [Fig. 3A](#) bis [Fig. 3C](#) dargestellt. Wie in den [Fig. 3A-Fig. 3C](#) gezeigt, können die Anpassungsnetzwerke **26**, **28** als eine Reiheninduktivität **40** oder Übertragungsleitung **42** und als eine Parallelkapazität **44** oder ein offener Stub **46** implementiert sein. Während des Betriebs, wenn der Trägerfrequenzverstärker **22** angeschaltet ist und der Spitzenverstärker **24** ausgeschaltet ist, stellen die Anpassungsnetzwer-

ke **26**, **28** eine relativ hohe Impedanz bereit (hauptsächlich aufgrund der Hochimpedanz-Übertragungsleitung **42** oder der Induktivität **40**), so dass der Spitzenverstärker **24** den Trägerfrequenzverstärker **22** nicht herunterlädt, der in Klasse A arbeitet, um eine optimale Linearität und Wirkungsgrad unter Niedrigleistungsbedingungen zu erreichen.

**[0023]** Die Theorie des Betriebs der Anpassungsnetzwerke **26**, **28** ist gegensätzlich zum Betrieb von Anpassungsnetzwerken, die für herkömmliche Leistungsverstärker verwendet werden. Insbesondere wird typischerweise in einer Leistungsverstärkeranwendung eine Reihenübertragungsleitung niedriger Impedanz oder eine Parallelkapazität niedriger Impedanz oder ein offener Stub an dem Ausgang des Leistungstransistors bereitgestellt, um die niedrige Impedanz des Leistungstransistors auf eine höhere handhabbare Impedanz umzuwandeln, als auch eine Isolation zwischen den verstärkenden Transistoren bereitzustellen.

**[0024]** In Übereinstimmung mit einem anderen Gesichtspunkt der Erfindung können der Trägerfrequenzverstärker **22** und der Spitzenverstärker **24** gleichstromvorspannungsabgestimmt sein, so dass die optimale IM-Leistung für die bestimmte Betriebsfrequenz des Verstärkers erreicht werden kann. Beispielsweise kann für eine Trägerfrequenz von 21 GHz ein Mikrowellenverstärker **20** Gleichstromvorspannungsabgestimmt sein, um die IM-Leistungscharakteristik bei 20 GHz zu minimieren.

**[0025]** Verschiedene Vorsteuer- bzw. Vorspannungsnetzwerke können zum Abstimmen der Trägerfrequenz- und Spitzenverstärker **22** und **24** verwendet werden. Beispielhafte Vorspannungsnetzwerke **48** und **50** sind in den [Fig. 4A](#) und [Fig. 4B](#) dargestellt. Insbesondere ist [Fig. 4A](#) ein schematisches Diagramm einer beispielhaften Vorspannungsschaltung **48** für einen HBT, während [Fig. 4B](#) ein schematisches Diagramm einer Vorspannungsschaltung **50** für einen HEMT ist.

**[0026]** Zunächst bezugnehmend auf [Fig. 4A](#) umfasst das HBT-Vorspannungsnetzwerk **48** einen Vorspannungswiderstand  $R_{bbc}$ , der mit einer externen Gleichstromquelle  $V_{bc}$  gekoppelt ist. Ein Tiefpasskondensator  $C_{cp}$  ist mit dem Vorspannungswiderstand  $R_{bbc}$ , der externen Gleichstromquellenspannung  $V_{bc}$  und Masse gekoppelt, um Rauschen herauszufiltern. Ein Kopplungskondensator  $C_{cc}$  mag verwendet werden, um die Trägerfrequenz- und Spitzenverstärker **22** und **24** mit dem Lange-Koppler **32** zu koppeln.

**[0027]** [Fig. 4B](#) ist ein schematisches Diagramm eines beispielhaften Vorspannungsnetzwerks **50** für einen HEMT. Der HEMT  $H_1$  kann entweder der Trägerfrequenzverstärker **22** oder der Spitzenverstärker **24** sein. Das Gatter bzw. Gate des HEMT  $H_1$  ist mit dem

Gate eines anderen HEMT (oder FET)  $H_2$  mittels einer Funkfrequenzdrossel  $L_1$  gekoppelt. Ein Ableitkondensator  $C_1$ , der zwischen dem Gatter von HEMT  $H_2$  und Masse eingekoppelt ist, isoliert das Vorspannungsnetzwerk vom Funkfrequenznetzwerk. Der HEMT  $H_2$  arbeitet als ein Stromspiegel und wird ausgewählt, um eine Fläche aufzuweisen, die 10 bis 20 mal kleiner ist als diejenige des HEMT  $H_1$ .

**[0028]** Beide HEMTs  $H_1$  und  $H_2$  sind in einer gemeinsamen Quellenkonfiguration verbunden. Der Drain bzw. die Ableitungselektrode von HEMT  $H_1$  ist mit einer Gleichstromspannungsversorgung  $V_{DD}$  gekoppelt. Der Drain von HEMT  $H_2$  ist auch mit der Gleichstromspannungsversorgung  $V_{DD}$  mittels eines veränderlichen Widerstands  $R_1$  gekoppelt, der alternativ als ein FET (oder ein nicht gezeigter HEMT) implementiert sein kann, welcher als ein spannungsvariabler Widerstand konfiguriert ist. Entweder der veränderliche Widerstand  $R_1$  oder der spannungsveränderliche Widerstand FET mag dazu verwendet werden, die Vorspannung und Linearität des Trägerfrequenzverstärkers **22** oder des Spitzenverstärkers **24** anzupassen, wie oben besprochen. In einer Konfiguration, welche einen spannungsveränderlichen Widerstand FET verwendet, sind die Drain- und Source-Klemmen mit der Drain-Klemme des HEMT  $H_2$  und der Gleichstromspannungsquelle  $V_{DD}$  verbunden anstelle des in [Fig. 4B](#) gezeigten variablen Widerstands  $R_1$ . Eine variable Spannungsversorgung von Gleichstrom (nicht gezeigt) kann mit dem Gate des spannungsveränderlichen Widerstands FET verbunden sein, um ihren Widerstand zu verändern und wiederum den Vorspannungspegel des HEMT  $H_1$ .

**[0029]** Ein Bipolartransistor oder HBT kann im Vorspannungsnetzwerk **50** verwendet werden, um dem HEMT  $H_1$  eine Spannungsquelle niedriger Impedanz zur Verfügung zu stellen. Der Transistor  $Q_1$  stellt auch ein Hochlaufen des Stroms im HEMT  $H_1$  unter einem Betrieb nach Klasse B/C bereit. Der Transistor  $Q_1$  ist so konfiguriert, dass seine Anschlussklemmen für den Kollektor und Emitter mit der Gleichstromspannungsquelle  $V_{DD}$  gekoppelt sind, als auch mit dem Gate des HEMT  $H_2$ . Die Basis des Bipolartransistors ist mit dem Knoten zwischen dem variablen Widerstand  $R_1$  und dem Drain des HEMT  $H_2$  verbunden.

**[0030]** Ein Ableitkondensator  $C_{bypass}$  kann verwendet werden, um die Gleichstromspannungsversorgung zu isolieren. Der Ableitkondensator  $C_{bypass}$  ist zwischen der Gleichstromspannungsversorgung  $V_{DD}$  und Masse bzw. Erde eingekoppelt.

**[0031]** Die Vorspannungsschaltungen, beispielsweise die Vorspannungsschaltungen **48** und **50**, ermöglichen es dem einen oder dem anderen oder beiden aus dem Trägerfrequenzverstärker **22** und dem Spitzenverstärker, elektronisch angeschaltet zu werden. Im Fall der beispielhaften Vorspannungsschal-

tungen **48** und **50**, die in den [Fig. 4A](#) bzw. [Fig. 4B](#) dargestellt sind, kann die Vorspannung und dadurch die Linearität der Trägerfrequenz- und Spitzenverstärker **22** und **24** durch Verändern der Amplitude der externen Gleichspannung verändert werden, die in die Vorspannungsnetzwerke **48** und **50** eingekoppelt wird.

**[0032]** Das Abstimmen der Trägerfrequenz- und Spitzenverstärker **22** und **24**, wie es durch die Vorspannungsschaltungen **48** und **50** bereitgestellt wird, stellt viele wichtige Vorteile gemäß der vorliegenden Erfindung bereit. Erstens erlaubt das Abstimmen, dass die Trägerfrequenz- und Spitzenverstärker **22** und **24** auf eine optimale Linearität abgestimmt werden. Zweitens erlaubt das Abstimmen eine verbesserte Intermodulationsverzerrung über einen relativ breiten Eingangsleistungsbereich. Als solches kann der Verstärker **20** dergestalt abgestimmt werden, dass der Betriebsbereich (das heißt, die Trägerfrequenzverstärkerfrequenz) die maximal mögliche IM-Zurückweisung aufweist. Darüber hinaus führt, wie oben besprochen, die relativ hohe Impedanz der Anpassungsnetzwerke **26** und **28** zur virtuellen Isolierung der IM-Produkte des Trägerfrequenzverstärkers **22** und des Spitzenverstärkers **24**, wodurch weniger IM-Produkte bereitgestellt werden. Als letztes kann das Abstimmen auch dazu verwendet werden, eine Verstärkungserweiterung und Phasenkompression zur Verwendung in Vorverzerrungs-Linearisierungs-Anwendungen bereitzustellen.

**[0033]** [Fig. 2](#) zeigt die gemessene Verstärkung und IM3 (Modulationsprodukte dritter Ordnung) als eine Funktion der Ausgangsleistung bei 21 GHz für verschiedene Vorspannungszustände bzw. -bedingungen des Verstärkers **20**, in welchen sowohl der Trägerfrequenzverstärker **22** als auch der Spitzenverstärker **24** zu Darstellungszwecken aus HBTs gebildet werden. Ein Verstärker **20**, der wie bei der vorliegenden Erfindung aus einer HEMT/HBT-Zusammensetzung gebildet wird, wird etwas unterschiedlich sein. [Fig. 2](#) wird dargestellt, um die elektronische Abstimmfähigkeit der Vorrichtung zu zeigen. Insbesondere sind der IM3 und die Verstärkung dargestellt für einen Klasse A-Vorspannungsbetrieb ( $I_{c1} = 64$  mA;  $I_{c2} = 64$  mA) als auch als asymmetrische Vorspannungszustände. Insbesondere sind die asymmetrischen Vorspannungsbedingungen gezeigt, wenn der Spitzenverstärker **24** ausgeschaltet ist und der Trägerfrequenzverstärker **22** in einem Klasse A-Zustand ( $I_{c1} = 60$ - $64$  mA) unter Vorspannung steht und der Spitzenverstärker in Klasse B ( $I_{c2} = 0,3$ - $10$  mA) unter Vorspannung steht. Wie in [Fig. 2](#) dargestellt, erlaubt eine Anpassung des Spitzenverstärker-Vorspannungsstroms ( $I_{c2}$ ), die Form und Leistung des IM3-Linearitätsverhältnisses über einen relativ breiten Ausgangsleistungsbereich signifikant zu verbessern. Während einer Vorspannungsbedingung, das heißt ( $I_{c1} = 60$  mA;  $I_{c2} = 0,3$  mA), wenn der Spitzen-

verstärker fast ausgeschaltet ist, erreicht der erfindungsgemäße Mikrowellenleistungsverstärker **20** eine vergleichsweise dramatische Verbesserung des IM3-Verhältnisses, was zu einer tiefen IM3-Auslöschung von ca.  $-43$  dBc führt. Für Mehrträgerfrequenz-Kommunikationssysteme ist ein IM3-Verhältnis von ca.  $30$  dBc eine typische Anforderung für eine Linearität. Mit einer solchen Linearität ist der Mikrowellenleistungsverstärker **20** in der Lage, einen Wirkungsgrad (PAE) von ca.  $20\%$  zu erreichen, als auch eine Ausgangsleistung von ca.  $20,1$  dBm, was eine erhebliche Verbesserung im Vergleich zu herkömmlichen linearen Klasse A-Vorspannungszuständen ist, welche für die gleiche Linearität ca.  $13\%$  PAE und  $18,8$  dBm Ausgangsleistung erreichen.

**[0034]** Offensichtlich sind viele Modifikationen und Variationen der vorliegenden Erfindung im Lichte der obigen Lehren möglich. Beispielsweise sollte es daher verständlich sein, dass die Erfindung innerhalb des Umfangs der angehängten Ansprüche anders als spezifisch oben beschrieben ausgeführt werden kann.

### Patentansprüche

1. Mikrowellenleistungsverstärker (**20**), aufweisend:
  - einen Trägerfrequenzverstärker (**22**), der aus einem Transistor aus der Gruppe, die einen Hochelektronenmobilitätstransistor, HEMT, und einen Heterübergangsbipolartransistor, HBT, umfasst, mit einem ersten Eingang und einem ersten Ausgang gebildet wird;
  - einen Spitzenverstärker (**24**), der aus dem anderen Transistor aus der Gruppe, die einen Hochelektronenmobilitätstransistor, HEMT, und einen Heterübergangsbipolartransistor, HBT, umfasst, mit einem zweiten Eingang und einem zweiten Ausgang gebildet wird; und
  - einen Koppler (**32**) mit einer ersten und einer zweiten Eingangsklemme und einer ersten und einer zweiten Ausgangsklemme, wobei die erste und die zweite Ausgangsklemme mit der ersten und der zweiten Ausgangsklemme gekoppelt sind, wobei die erste Ausgangsklemme (**34**) einen Funkfrequenz-Eingangsanschluss definiert und die zweite Eingangsklemme mit einem Eingangsabschlusswiderstand (**36**) gekoppelt ist.
2. Mikrowellenleistungsverstärker nach Anspruch 1, wobei der Trägerfrequenzverstärker (**22**) aus mindestens einem HEMT gebildet wird.
3. Mikrowellenleistungsverstärker nach Anspruch 2, wobei der Spitzenverstärker (**24**) aus mindestens einem HBT gebildet wird.
4. Mikrowellenleistungsverstärker nach Anspruch 1, wobei der Trägerfrequenzverstärker (**22**)

aus mindestens einem HBT gebildet wird.

5. Mikrowellenleistungsverstärker nach Anspruch 4, wobei der Spitzverstärker **(24)** aus mindestens einem HEMT gebildet wird.

6. Mikrowellenleistungsverstärker nach Anspruch 1, ferner umfassend ein Mittel **(48; 50)** zum elektronischen Abgleichen des Trägerfrequenzverstärker **(22)** oder des Spitzverstärkers **(24)**.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

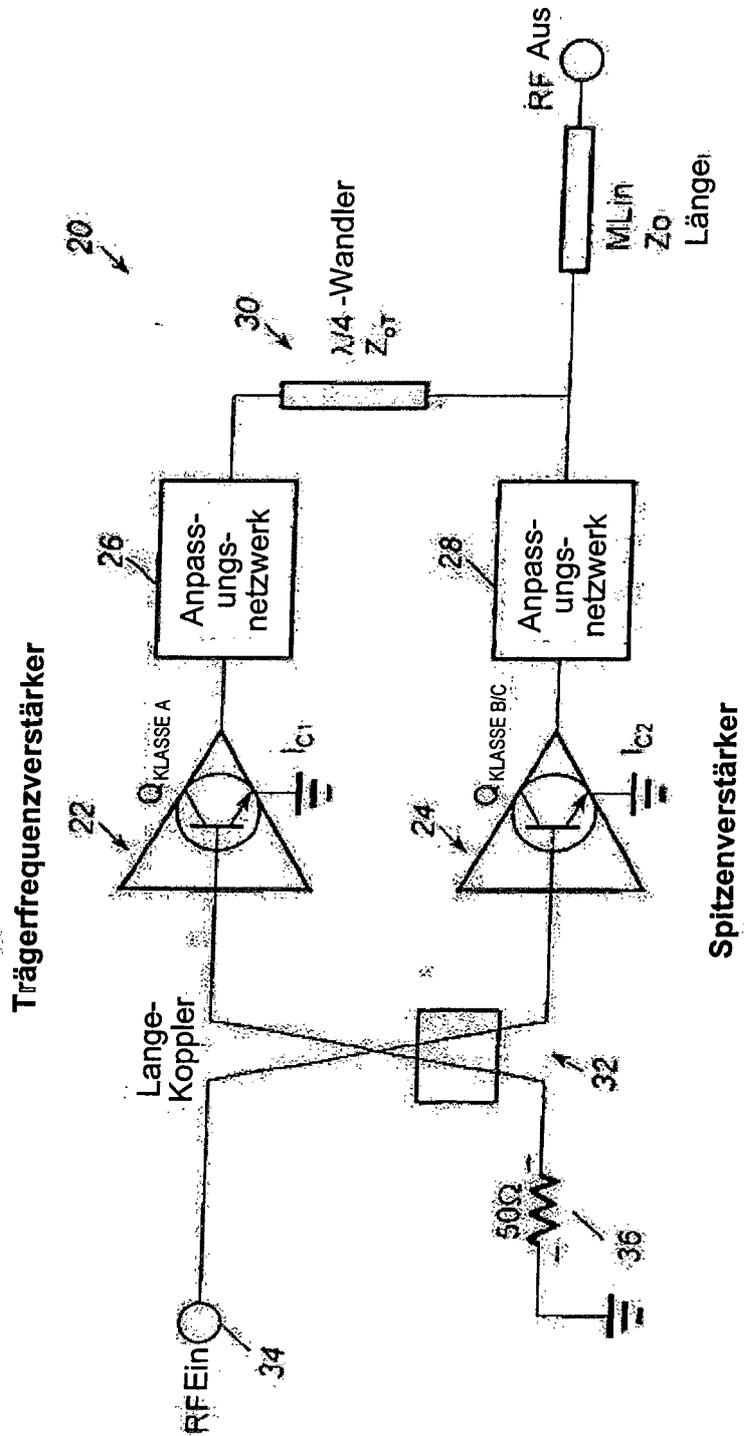


FIG. 1

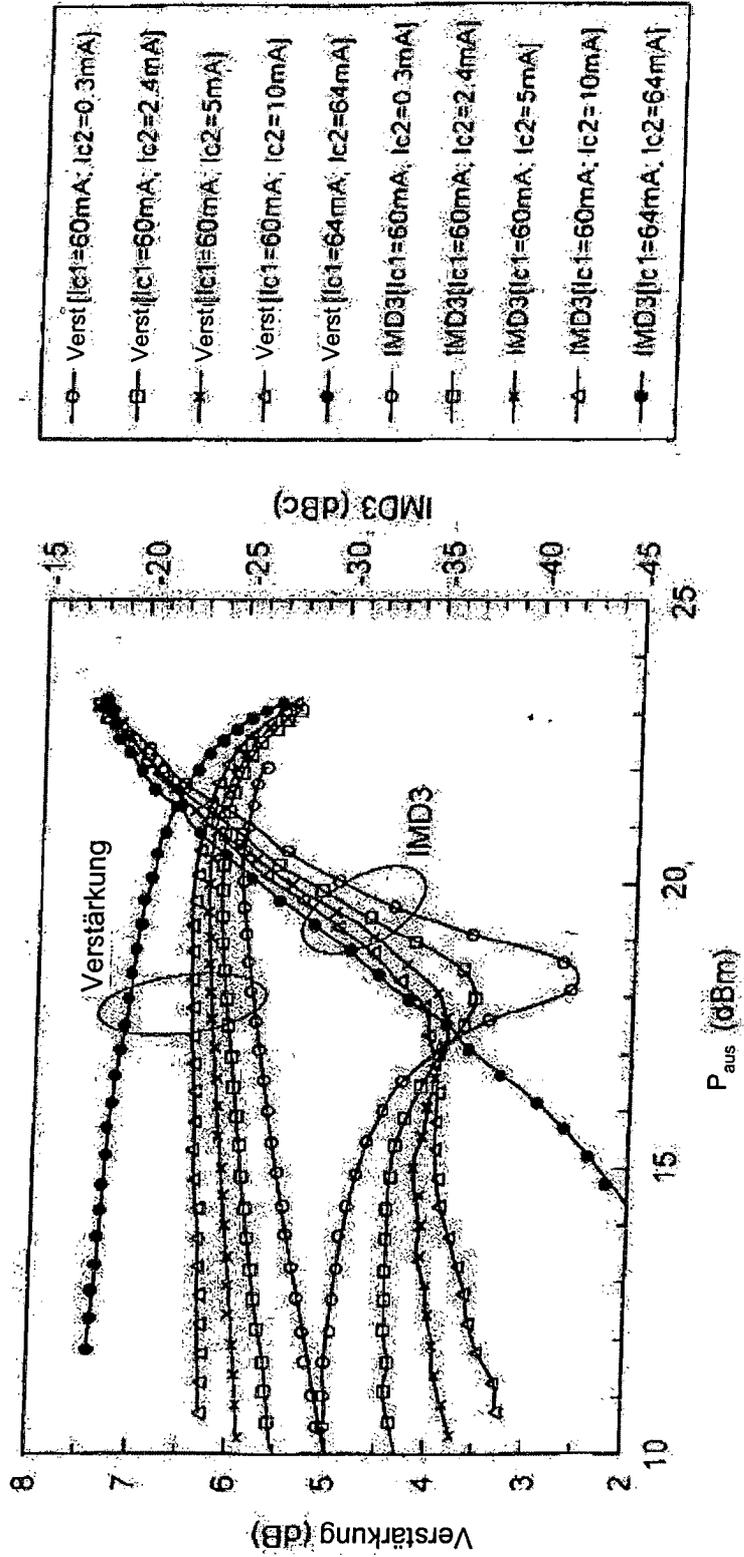


FIG. 2

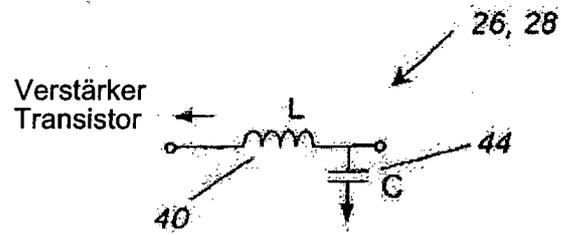


FIG. 3A

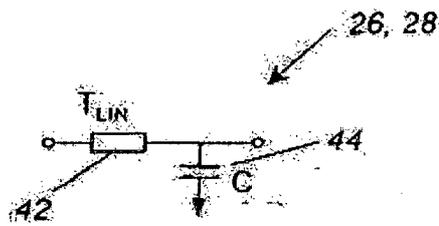


FIG. 3B

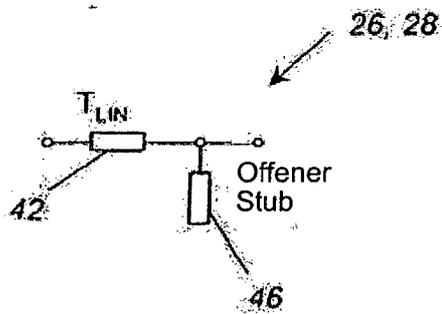


FIG. 3C

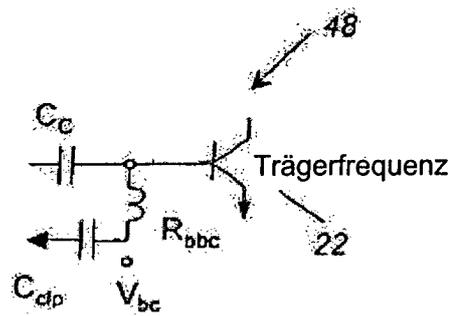


FIG. 4A

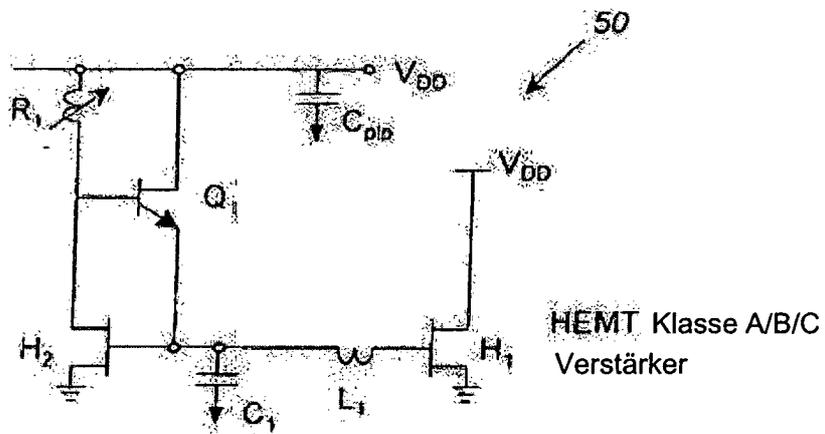


FIG. 4B