



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 603 10 038 T2** 2007.06.28

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 480 402 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **603 10 038.4**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **03 011 716.2**

(96) Europäischer Anmeldetag: **23.05.2003**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **24.11.2004**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **29.11.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **28.06.2007**

(51) Int Cl.⁸: **H04L 27/36** (2006.01)

H03G 3/20 (2006.01)

H04B 7/005 (2006.01)

(73) Patentinhaber:

**Sony Ericsson Mobile Communications AB, Lund,
SE**

(74) Vertreter:

**Mitscherlich & Partner, Patent- und
Rechtsanwälte, 80331 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,
GR, HU, IE, IT, LI, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK,
TR**

(72) Erfinder:

**Radin-Macukat, Sony Ericsson Mobile, Marjan,
85609 Ascheim-Dornach, DE; Maletz, Sony
Ericsson Mobile, Thomas, 85609
Ascheim-Dornach, DE**

(54) Bezeichnung: **QAM-Sender einer drahtlosen Kommunikationsvorrichtung und Verfahren zur Stabilisierung des Leistungspegels des QAM-Senders in einer zellularen Netzwerkumgebung**

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

Gebiet und Hintergrund der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft generell das Gebiet der kohärenten Modulatoren, die in drahtlosen Kommunikationsvorrichtungen bzw. -geräten eingesetzt werden, und zwar insbesondere bei drei unterschiedlichen Arten einer Leistungssteuerschaltung und eines Leistungssteuerverfahrens zur Steuerung der Abgabeleistung eines modulierten HF-Signals, welches am Ausgangsanschluss eines in dem QAM-Sender eines drahtlosen Kommunikationsgerätes integrierten Leistungsverstärkers zu übertragen ist.

[0002] In den letzten paar Jahren ist die Forderung nach hocheffizienten Leistungssteuerschaltungen, die bei drahtlosen Kommunikationsvorrichtungen bzw. -geräten angewandt werden, zunehmend gestiegen. Eine Schlüsselaufgabe bei der Leistungssteuerung mit geschlossener Schleife ist die Auslegung von analogen Schaltungsanordnungen, die im analogen Vorderteil eines drahtlosen HF-Senders zu integrieren sind, der zur Steuerung der Abgabeleistung P_{out} eines HF-Signals $x(t)$ verwendet wird, welches über die Zeit t zu senden bzw. zu übertragen ist. Ein zu schneller Anstieg führt dabei zu einer unerwünschten Ausdehnung des HF-Spektrums, und ein zu langsamer Anstieg verletzt vorgeschriebene Zeitbedingungen. Die Abgabeleistung P_{out} , die üblicherweise von einem Leistungsverstärker (PA) am Ausgangsanschluss des drahtlosen HF-Senders geliefert bzw. abgegeben wird, wird dadurch durch eine externe Steuerspannung V_{ctrl} festgelegt. Die Beziehung zwischen V_{ctrl} und P_{out} ist häufig nicht linear und wird durch die Temperatur, Toleranzen, die Speisespannung, die Frequenz und die PA-Eingangsleistung beeinflusst. Um eine ausreichende Stabilisierung von P_{out} durchzuführen, wird eine Leistungssteuerungsschleife benötigt, obwohl einige Entwickler bzw. Designer noch Konzepte ohne Rückkopplung anwenden, beispielsweise durch Steuerung der PA-Speisespannung. Eine derartige Steuerungsschleife umfasst in typischer Weise einen HF-Detektor und einen Schleifenverstärker, der durch ein Eingangssignal von einer Basisband-Steuereinrichtung gespeist wird. Üblicherweise unterscheiden sich Aufbauten einer Leistungssteuerschaltung hauptsächlich im jeweils angewandten HF-Detektor, wobei der Schleifenverstärker jedoch interessante Aufbauaspekte umfasst.

[0003] Ein wichtiger Punkt beim Aufbau einer Leistungssteuerschleife ist der Dynamikbereich. Für ein GSM-basiertes Mobiltelefon beträgt die maximale Antennenleistung 33 dBm und der minimale Leistungspegel beträgt 5 dBm. Die Detektor-Dynamik muss signifikant höher sein, beispielsweise größer als 34 dB; dieser Wert liegt relativ nahe bei dem Wert, zu dem ein guter Dioden-Detektor fähig ist. Ein weiterer Grund für den Bedarf eines großen Dynamikbereiches liegt darin, dass beispielsweise in einem konventionellen TDMA-basierten Kommunikationssystem der Leistungsverstärker von einem „Leistungsabschalt“-Modus aus gestartet wird, bei dem der HF-Pegel durch Rauschen und Nebensprechen bestimmt ist. Dieser Pegel sollte für das GSM-System niedriger sein als etwas -48 dBm, was zu einem Dynamikbereich von mehr als 70 dB führen würde. Falls eine Steuerspannung V_{ctrl} dem Steuereingang des Leistungsverstärkers zugeführt wird, nimmt die Abgabeleistung P_{out} zu. Aufgrund der endlichen Detektor-Dynamik wird die Schleife jedoch nicht verriegelt, und an dem Punkt, an welchem der Detektor anspricht, kann ein starkes Überschwingen auftreten.

[0004] Zwei Punkte machen indessen den Aufbau einer Leistungssteuerschleife zu einer schwierigen Aufgabe. Der eine Punkt besteht darin, dass einige Leistungsverstärker nicht sehr schnell sind. Dies bedeutet, dass eine signifikante Verzögerung zwischen einer Stufe ΔV_{ctrl} am Steuereingang und der entsprechenden Änderung ΔP_{out} in der Abgabeleistung vorhanden sein könnte. Dies begrenzt die Geschwindigkeit der Leistungssteuerschleife und kann Instabilitäten hervorrufen. Das zweite Problem besteht darin, dass Leistungsverstärker und viele Detektoren nichtlineare Schaltungselemente sind. Wenn eine Leistungssteuerschleife mit einem idealen linearen Detektor und einem linearen Schleifenverstärker aufgebaut wird, hätte ein idealer Leistungsverstärker eine konstante Steilheit dP_{out}/dV_{ctrl} . In Wirklichkeit ist dP_{out}/dV_{ctrl} jedoch eine Funktion der Steuerspannung V_{ctrl} , was zu einer vorspannungsabhängigen Gesamtschleifenverstärkung führt und eine Frequenzkompensation des Rückkopplungssystems ziemlich schwierig macht. Falls die Schleife indessen stabil ist, könnte die Schaltungsanordnung für einige Leistungspegel zu langsam sein.

[0005] In [Fig. 1a](#) und [Fig. 1b](#) ist ein konventionelles drahtloses Kommunikationssystem veranschaulicht, welches aus einem QAM-Sender **100a** und einem QAM-Empfänger **100b** besteht. Auf der Seite des Senders **100a** des Systems gibt es folgende Grundoperationen: die digitalen Daten werden zuerst codiert (i_k , q_k) und sodann werden nach erfolgter Abgabe an einen Digital-Analog-Wandler **102** orthogonale In-Phase-(I)- und Quadratur-(Q)- bzw. um 90° phasenverschobene Kanäle mit komplexen Werten mittels eines Quadratur-Modulators **104** kombiniert. Die resultierende Signalkombination wird mittels einer internen Mischstufe in ein HF-Band aufwärts umgesetzt. Nach Durchlaufen einer Filterungsstufe steuert das HF-Signal sodann einen Leistungsverstärker **106** an, dessen Ausgangssignal $x(t)$ einer Sende-(TX)-Antenne **108** zugeführt wird. Die Antenne strahlt

das Signal an die Luft ab, und die Sendung bzw. Übertragung ist abgeschlossen. Die Empfängerseite **100b** stellt einfach die Umkehrung dar, obwohl leicht unterschiedliche Komponenten zu verwenden sind. Zunächst wird das empfangene HF-Signal $x(t)$ gefiltert, um das interessierende HF-Band zu selektieren. Danach wird das betreffende Signal einem Verstärker **112** (LNA) mit geringem Rauschen zugeführt. Üblicherweise wird das Signal dann gefiltert und dann entweder direkt aus dem HF-Band in das Basisband (im Falle eines Homodyn-Empfängers) abwärts umgesetzt oder mit einem oder mehreren Zwischenfrequenz-(ZF)-Stufen gemischt (in dem Fall, dass ein Überlagerungs- oder Superhet-Überlagerungsempfänger angewandt wird). Dadurch trennt die letzte Mischstufe das Signal in dessen I- und Q-Komponenten auf. Die I- und Q-Signale werden, nachdem sie im Basisband vorliegen, einem Analog-Digital-(A/D)-Wandler **120** zugeführt, bevor sie weiter verarbeitet werden.

[0006] Der Leistungsverstärker stellt die Komponente des QAM-Senders **100a** dar, die das zu übertragende HF-Signal $x(t)$ auf den erforderlichen Leistungspegel P_{out} verstärkt, der für die Ansteuerung der Sendeantenne **108** benötigt wird. In den meisten drahtlosen bzw. Funk-Kommunikationssystemen stellt der Leistungsverstärker den stärksten Leistungsverbraucher dar, da üblicherweise die Höhe der Leistung, die an die Antenne (die Leistungsabgabe) zu senden ist, selbst sehr hoch ist. Dies schließt nicht die Gesamtleistung ein, die innerhalb des Leistungsverstärkers verbraucht wird, sondern lediglich die Höhe der Leistung, die zur Ansteuerung der Antenne benötigt wird. Die durch den Leistungsverstärker verbrauchte Gesamtleistung ist notwendigerweise höher als die Abgabeleistung, da stets eine gewisse Leistung in aktiven Vorrichtungen und in der peripheren Schaltungsanordnung verbraucht wird. Da die Leistungsabgabespezifikation selbst häufig höher ist als der Leistungsverbrauch des übrigen Teiles der Blöcke im HF-System und da der Leistungsverbrauch eines derartigen Leistungsverstärkers höher sein wird als die spezifizierte Leistungsabgabe, stellt der Leistungsverstärker maßgeblich den Hauptleistungsverbraucher des Systems dar.

[0007] Da die Leistungspegel, die für eine zuverlässige Übertragung des modulierten HF-Signals $x(t)$ erforderlich sind, häufig relativ hoch sind, wird eine Menge an Leistung in dem Leistungsverstärker verbraucht. Bei vielen drahtlosen bzw. Funkanwendungen ist die durch diesen Verstärker verbrauchte Leistungsmenge nicht kritisch; solange das Signal mit adäquater Leistung übertragen wird, ist dies gut genug. In einer Situation, in der lediglich eine begrenzte Energiemenge verfügbar ist, die für die Übertragungsprozedur nicht ausreicht, muss indessen die durch sämtliche Vorrichtungen verbrauchte Leistung minimiert werden, so dass die Zeitspanne, über die die betreffende Energie verfügbar ist, maximiert wird.

[0008] Die Anzahl der verschiedenen Klassen von Leistungsverstärkern, die heutzutage verwendet werden, ist zu zahlreich, um aufgezählt zu werden; die betreffenden Leistungsverstärkerklassen reichen von gänzlich linear bis zu gänzlich nichtlinear sowie von völlig einfach bis zu unverhältnismäßig komplex. In der PA- bzw. Leistungsverstärker-Terminologie stellt ein „linearer“ Leistungsverstärker einen Leistungsverstärker dar, der über eine lineare Beziehung zwischen seinem Eingangssignal und seinem Ausgangssignal verfügt. Obwohl ein Leistungsverstärker Transistoren umfassen kann, die in einer nichtlinearen Weise arbeiten (beispielsweise im Falle eines FET-Schalters zwischen der Abschaltung und der Sättigung), kann er dennoch als linear betrachtet werden. Während nichtlineare Leistungsverstärker einen verhältnismäßig hohen Wirkungsgrad aufweisen, verursacht ihre Nichtlinearität, dass das Ausgangssignal gespreizt ist (aufgrund von Intermodulationsprodukten, und zwar insbesondere dann, wenn eine große Zahl von Phasenstörungen im lokalen Oszillator vorhanden ist, die eine Spreizung bzw. Aufweitung des Eingangssignals für den Leistungsverstärker hervorrufen).

[0009] Ein typischer Leistungsverstärker besteht aus mehreren in Reihe geschalteten Stufen. Jede Stufe ist üblicherweise größer und leistungstärker als die vorhergehende Stufe. Da der meiste Ruhestrom von den Stufen hoher Leistung gezogen wird, die nicht für die niedrigen Abgabeleistungspegel benötigt werden, welche für eine drahtlose Kommunikation bzw. Funkkommunikation benötigt werden, führen Einrichtungen zur Umgehung von Hochleistungsstufen, wenn sie nicht benötigt werden, zu einer signifikanten Verringerung des Energieverbrauchs.

[0010] Da drahtlose Telefone bzw. Funktelefone mit Batterieleistung arbeiten, ist es außerdem erwünscht, dass ihre Sender so effizient wie möglich arbeiten, um Leistung zu schonen und eine verlängerte Batterielebensdauer zu erreichen. In idealer Weise sollten für WCDMA-Systeme, wie für solche, die durch den UMTS-Standard geregelt sind, Leistungsverstärkerstufen effizient in ihrem geforderten Dynamikbereich linear arbeiten. Der Stand der Technik ist bisher indessen nicht nahe an das Ideal herangekommen, und viele drahtlose Telefone bzw. Funktelefone weisen derzeit ein schlechtes Leistungsmanagement auf. Während Übertragungen bei niedriger Leistung wird Leistung durch kaskadierte Verstärkerstufen verbraucht, die nicht benötigt werden. Infolgedessen sind Versuche unternommen worden, um nicht benutzte Stufen zu umgehen.

[0011] Unter normalen Arbeitsbedingungen wenden konventionelle drahtlose bzw. Funk-HF-Sende-Empfangsgeräte eine automatische Leistungssteuerungs-APC-Schaltung an, um die Abgabeleistung ihrer Verstärkungsstufen zu steuern. Die APC-Schaltung, die in den meisten HF-Sende-Empfängern zu finden ist, weist einen externen Anschluss auf, der dazu vorgesehen ist, mit einem linearen Leistungsverstärker verbunden zu werden. Nachdem die Leistung des modulierten HF-Signals am Ausgangsanschluss des letzten Leistungsverstärkers ermittelt ist, wird das betreffende Signal in eine Gleichspannung umgesetzt und zu einer mit veränderbarer Verstärkung arbeitenden Zwischenfrequenz-(ZF)-Stufe zurückgekoppelt, um die letztlich abgegebene Leistung über eine lange Zeitspanne hinweg konstant zu halten. Wenn die APC-Spannungserzeugung sehr früh erfolgt, wird die Verstärkungsdrift, die durch eine thermische Drift, eine Betriebsspannungsabweichung, etc. hervorgerufen wird, durch die Schaltung nicht kompensiert. Eine weitere Option besteht darin, die APC-Spannung von der Steuerleistung des Endverstärkers abzuleiten und sie dem externen APC-Eingang des HF-Sende-Empfangs-Geräts zuzuführen. Die Theorie besteht darin, dass der Leistungsverstärker dann, wenn er übersteuert wird, eine negative Spannung erzeugt, die zur APC-Schaltung des Sender-Empfänger-Geräts zurückgekoppelt wird. Diese Spannung wirkt als Verstärkungssteuerung in den Sendestufen des Sender-Empfänger-Geräts, welches seinerseits automatisch die Steuerleistung (die Abgabeleistung des Sender-Empfänger-Geräts) absenkt und eine Verzerrung von dem übersteuerten Verstärker begrenzt.

[0012] [Fig. 2a](#) zeigt in einem schematischen Blockdiagramm eine konventionelle APC-Schleife **200a** gemäß dem Stand der Technik. Diese APC-Schleife wird zur Stabilisierung der Leistung am HF-Ausgangsanschluss **214b'** einer analogen Schaltungsanordnung verwendet, durch die ein HF-Signalgenerator realisiert ist. Diese Schaltungsanordnung kann auch zur Ausführung einer Amplitudenmodulation genutzt werden. Sie umfasst eine Frequenzsynthetisereinheit **202'** (FSU), einen Leistungsteiler **206'** (beispielsweise einen Richtungskoppler), der die reflektierte Welle des modulierten HF-Abgabesignals zu einer Breitband-Detektordiode **208'** reflektiert, und eine Verstärkungsstufe **212'**, deren Ausgangssignal zu einem elektronisch gesteuerten Dämpfungsglied **204'** hin geleitet wird, zum Beispiel zu einer Amplitudenmodulatorstufe, die aus stromgesteuerten PIN-Dioden besteht, welche einen abstimmbaren Widerstand mit einer integrierten Schaltung (MIC) in einer Hybrid-Mikrowellentechnologie realisieren. In dem Fall, dass der betreffende HF-Signalgenerator für Ablenk- bzw. Wobbelfrequenzanwendungen genutzt wird, wird üblicherweise ein (nicht dargestellter) externer Detektor **208''** angewandt, um den Leistungspegel am Eingangsanschluss einer geprüften HF-Einheit konstant zu halten.

[0013] [Fig. 2](#) zeigt ein schematisches Blockdiagramm eines QAM-Senders **200** für ein Funkkommunikationsgerät in einer EDGE-basierten Kommunikationsumgebung, umfassend eine APC-Schleife **201** entsprechend dem Stand der Technik, die zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} am HF-Ausgangsanschluss **210** des QAM-Senders **200** benutzt wird. Dadurch ist bzw. wird der Ausgangsanschluss einer Komparatorstufe **212**, der ein den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Abgabe-Leistungspegel P_{out} darstellendes Referenzsignal V_{ref} und der Ist-Abgabe-Leistungspegel P_{out} zugeführt werden, welcher durch eine Breitband-Detektordiode **208** der APC-Schleife **201** zurückgekoppelt wird, mit dem Verstärkungs-Steuereingangsanschluss eines hinsichtlich der Verstärkung veränderbaren Leistungsverstärkers **205** verbunden, der den Abgabe- bzw. Ausgangs-Leistungspegel P_{out} des QAM-Senders **200** steuert.

[0014] Das einen komplexen Wert aufweisende analoge Basisbandsignal $x_{LP}(t)$ (die komplexe Hüllkurve oder das äquivalente Tiefpasssignal des zu übertragenden, einen reellen Wert besitzenden HF-Bandpasssignals $x(t)$) kann daher wie folgt geschrieben werden:

$$x_{LP}(t) = i(t) + j \cdot q(t) = a(t) \cdot e^{j\varphi(t)}, \quad (1)$$

wobei gilt

$$i(t) := \text{Re} \{x_{LP}(t)\}, \quad (1a)$$

$$q(t) := \text{Im} \{x_{LP}(t)\}, \quad (1b)$$

$$a(t) := |x_{LP}(t)| = \sqrt{i^2(t) + q^2(t)}, \quad (1c)$$

$$\varphi(t) := \angle x_{LP}(t) = \arctan \frac{q(t)}{i(t)} \quad (1d)$$

und wobei $j := \sqrt{-1}$ die imaginäre Einheit darstellt. Dabei bezeichnen

$i(t)$ die In-Phase-(I)-Komponente von $x_{LP}(t)$ im Zeitbereich,
 $q(t)$ das um 90° phasenverschobene bzw. Quadratur-(Q)-Signal von $x_{LP}(t)$ im Zeitbereich,
 $a(t)$ die Betragskomponente von $x_{LP}(t)$, die durch die Hüllkurve von $x(t)$ gegeben ist, und
 $\varphi(t)$ die Phasenkomponente von $x_{LP}(t)$, die auch die Phasenkomponente von $x(t)$ ist.

[0015] $i(t)$ und $q(t)$ werden mittels der beiden Modulatorstufen **204a** bzw. **204b** direkt vom Basisband in ein HF-Band aufwärts umgesetzt; die beiden Modulatorstufen werden durch einen lokalen Oszillator **202** gesteuert, der ein hochfrequentes Trägersignal mit einer sinusförmigen Wellenform

$$c_i(t) \equiv c(t) = A_c \cdot \cos(2\pi \cdot f_{LO} \cdot t), \quad (2a)$$

bereitstellt, wobei A_c (in $\sqrt{W}$) der Amplitudenfaktor des Trägersignals $c_i(t)$ darstellt und wobei f_{LO} (in GHz) die von dem lokalen Oszillator **202** gelieferte Trägerfrequenz darstellt. Ein Hilbert-Transformator **204c**, der an einem Eingangsanschluss des Aufwärts-Mischers **204a** angeschlossen ist, liefert eine 90° -Phasenverschiebung des Trägersignals $c_i(t)$, so dass das Trägersignal, welches für eine direkte Aufwärts-Umsetzung des um 90° phasenverschobenen bzw. Quadratur-Signals $q(t)$ vom Basisband in das HF-Band herangezogen wird, gegeben ist durch die Beziehung

$$c_q(t) = A_c \cdot \cos(2\pi \cdot f_{LO} \cdot t + \frac{\pi}{2}) = -A_c \cdot \sin(2\pi \cdot f_{LO} \cdot t). \quad (2b)$$

[0016] Unter Heranziehung von $x_{LP}(t)$ (oder von $i(t)$ bzw. von $q(t)$) kann das zu übertragende modulierte HF-Signal $x(t)$ somit wie folgt geschrieben werden:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \operatorname{Re} \left\{ x_{LP}(t) \cdot e^{+j2\pi \cdot f_{LO} \cdot t} \right\} = i(t) \cdot c_i(t) + q(t) \cdot c_q(t) \\
 &= i(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_{LO} \cdot t) - q(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_{LO} \cdot t)
 \end{aligned} \quad (3)$$

[0017] Bevor das erhaltene HF-Signal $x(t)$ übertragen wird, muss es verstärkt werden, da ein gewisser Ausgangsleistungspegel P_{out} notwendig ist, um einen Empfänger in einer gewissen Entfernung zu erreichen. Aus diesem Grunde wird ein in der Verstärkung gesteuerter Leistungsverstärker **205** benötigt.

[0018] Da sich die Erfindung auf einen EDGE-basierten QAM-Sender eines Funkkommunikationsgerätes in einem auf einem Zeitmultiplex-(TDMA)-Verfahren basierenden Kommunikationsnetzwerk bezieht, in welchem jeder QAM-Kanal in Aufwärtsrichtung in eine zuvor festgelegte Anzahl von Zeitmultiplex-Zugriffskanälen (TDMA) unterteilt ist, sind acht physikalische TDMA-Kanäle unter Nutzung derselben Trägerfrequenz f_{LO} zu realisieren. [Fig. 3a](#) zeigt die typische Struktur eines TDMA-Rahmens **300a** mit acht Zeitschlitzten, deren jeder eine Schlitzlänge T_s von 156,25 Bit und eine Burstlänge T_{BURST} von 148 Bit umfasst, wie dies in einem konventionellen TDMA-basierten Kommunikationssystem benutzt wird. Da acht unterschiedliche mobile Endgeräte in diesen acht Zeitschlitzten abgebildet werden können, verfügt jedes mobile Endgerät über einen (mehrere bei GPRS) TDMA-Kanal zum Senden oder Empfangen; in den anderen TDMA-Kanälen ist dem mobilen Endgerät nicht gestattet zu senden, da die entsprechenden Zeitschlitzte anderen mobilen Endgeräten zugeteilt sind.

[0019] Aufgrund der burstmäßigen Natur der HF-Leistung eines gesendeten Signalstroms in der Aufwärtsrichtung eines TDMA-basierten Kommunikationssystems ist die Abgabeleistung eines drahtlosen bzw. Funk-HF-Senders zwischen verschiedenen Zeitschlitzten auf einen geeigneten Pegel hoch zu bringen oder auf null herunter zu bringen, so dass die HF-Abgabeleistung während der Übertragung konstant ist, um die Zeitmultiplexverarbeitung von verschiedenen TDMA-Kanälen zu erleichtern. Ein typisches Burst-Profil **300b** der HF-Abgabeleistung bzw. -Ausgangsleistung P_{out} eines übertragenen Signalstroms in der Aufwärtsrichtung eines TDMA-basierten Kommunikationssystems über die Zeit t ist in [Fig. 3b](#) veranschaulicht. Dabei kann ersehen werden, dass die Abgabeleistung P_{out} eines drahtlosen bzw. Funk-HF-Senders **200b** zwischen benachbarten Zeitschlitzten TS_i und TS_j für $j = (i + 1) \bmod 8$ und $i \in \{0, 1, 2, \dots, 7\}$ auf einen geeigneten Pegel hochzufahren oder herunterzufahren ist, so dass der Ausgangs- bzw. Abgabeleistungspegel P_{out} während der Übertragung konstant ist, um die Zeitmultiplexverarbeitung zwischen verschiedenen TDMA-Kanälen zu erleichtern. Eine gewisse Zeit vor Beginn der Datenübertragung steigert das mobile Endgerät die Sendeleistung von 0 auf die gewünschte Abgabe- bzw. Ausgangsleistung P_{out} . Dieser Teil des betreffenden Zeitschlitzes TS_i wird als „Hochfahren“ bezeichnet. Nachdem die gewünschte Abgabeleistung P_{out} erreicht ist, beginnt die Übertragung der Daten. Dieser Teil des jeweiligen Zeitschlitzes TS_i wird normalerweise als „nutzbarer Teil“ bezeichnet. Der letzte Teil von TS_i wird dann als „Herunterfahren“ bezeichnet.

[0020] Heutzutage wird diese Hochfahr- und Herunterfahr-Prozedur zur Stabilisierung des Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegels P_{out} eines QAM-Senders **200** mittels einer APC-Schaltungsanordnung **201** gemäß dem Stand der Technik realisiert, wie dies in [Fig. 2](#) veranschaulicht ist. Dadurch ist der Ausgangsanschluss einer Komparatorstufe **212**, der ein den Nennleistungspegel P_{ref} für die Leistung P_{out} des HF-Ausgangssignals darstellendes Referenzsignal V_{ref} und der Ist-Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegel P_{out} zugeführt wird, mit dem Verstärkungs-Steuerungs-Eingangsanschluss eines in der Verstärkung veränderbaren Leistungsverstärkers **205** verbunden, der den Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegel P_{out} steuert. Der Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} wird entweder durch direkte Messung (wie in [Fig. 2](#) dargestellt, gemäß der ein Teil von P_{out} mittels eines Richtungskopplers **206** ausgekoppelt zu und der APC-Schleife **201** mittels einer Breitband-Detektordiode **208** zurückgekoppelt wird) oder durch eine indirekte Messung (beispielsweise durch Messung des Ausgangsstroms des Leistungsverstärkers **205**, der direkt proportional der Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegel P_{out} ist) abgegeben. Der gemessene Leistungspegel P_{out} wird dann mit dem Nennleistungspegel P_{ref} verglichen. Falls der Ist-Leistungspegel P_{out} höher ist als der Leistungspegel P_{ref} des Referenzsignals, wird die Verstärkung G_{PA} des in der Verstärkung veränderbaren Leistungsverstärkers **205** verringert, um P_{out} einzustellen. Umgekehrt wird die Verstärkung G_{PA} erhöht, falls P_{out} niedriger ist als P_{ref} , um P_{out} einzustellen. Während des „Hochfahr“-Teiles wird der Nenn-Leistungspegel P_{ref} erhöht, und während des „Herunterfahr“-Teiles wird er verringert; während des „nutzbaren“ Teiles bleibt er stabil. Da die APC-Schleife **201E** den Abgabeleistungspegel P_{out} entsprechend dem Leistungspegel P_{ref} des Referenzsignals einstellt, wird die Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegel P_{out} jeweils hochgefahren oder heruntergefahren, und sie bleibt während des „nutzbaren“ Teiles bei einem zuvor testgelegten Pegel.

Kurze Beschreibung des Standes der Technik

[0021] In der GB 2.309.342 A ist ein Verfahren zur Verringerung der Nachbarkanalstörung angegeben, die durch eine Funkkommunikationseinheit erzeugt wird, welche in einem TDMA-basierten Kommunikationssystem betrieben wird. Dabei umfasst die betreffende Kommunikationseinheit eine mit linearer Direktumsetzung arbeitende kartesische Rückkopplungs-Senderschaltung zur Übertragung der zeitmultiplexmäßigen Digitalsignale auf der Grundlage eines Zeitschlitzes verwendenden Kommunikationsprotokolls. Das hier vorgeschlagene Verfahren umfasst die Schritte der Übertragung von Informationen während zugewiesener Zeitschlitzes und das aufeinanderfolgende Schalten von unterschiedlichen Dämpfungselementen einer einstellbaren Dämpfungsanordnung für die Senderschaltung während der Hochfahr- oder Herunterfahr-Zeitspanne eines bestimmten Zeitschlitzes, um eine Nachbarkanalstörung zu verringern. Eine Frequenz-Aufwärts-Umsetzungsschaltung, die als Quadratur-Modulatorstufe realisiert ist, welche einen Aufwärts-Umsetzungsmischer und eine erste Dämpfungsanordnung umfasst, die aus einer Reihe von einstellbaren Dämpfungselementen für die Bereitstellung eines HF-Ausgangssignals für einen Leistungsverstärker besteht, sowie eine Frequenz-Abwärts-Umsetzungsschaltung, die als Quadratur-Demodulatorstufe realisiert ist, welche einen Abwärts-Umsetzungsmischer und eine zweite Dämpfungsanordnung umfasst, die aus einer weiteren Reihe von einstellbaren Dämpfungselementen für die Bereitstellung eines Basisband-Rückkopplungssignals besteht, welches einem HF-Rückkopplungssignal entspricht, das durch einen Richtungskoppler am HF-Ausgangsanschluss des linearen Senders abgegeben wird, sind vorgesehen. Das betreffende HF-Rückkopplungssignal ist dabei kennzeichnend für das HF-Ausgangssignal. Während des Betriebs des kartesischen, mit linearer Rückkopplung arbeitenden Direktumsetzungs-Senders wird ein einer Basisband-Linearisierungsschaltung dieses linearen Senders eingangsseitig zugeführtes digitales Basisbandsignal in die In-Phase-(I)- und in die um 90° phasenverschobenen bzw. Quadratur-(Q)-Komponenten eines komplexen Wert aufweisenden analogen Quadratur-Basisband-Eingangssignals umgesetzt. Die Frequenz-Aufwärts-Umsetzungsschaltung empfängt eine durch eine Tiefpassfilteranordnung gefilterte Version des einen komplexen Wert besitzenden Quadratur-Basisband-Eingangssignals sowie eine bedämpfte Version eines zumindest angenähert sinusförmigen Trägersignals, welches als Frequenz-Aufwärts-Umsetzungssignal dient, das von einem lokalen Oszillator geliefert wird. Die betreffende Schaltung stellt das zu übertragende entsprechende HF-Abgabesignal bzw. Ausgangssignal bereit. Die betreffende Frequenz-Aufwärts-Umsetzungsschaltung umfasst dabei die erste Dämpfungsanordnung, deren Dämpfungselemente zur Einstellung eines Leistungspegels des Frequenz-Aufwärts-Umsetzungssignals herangezogen werden. Das erhaltene HF-Ausgangssignal wird dann einem Leistungsverstärker zugeführt. Ein Richtungskoppler, der dem Leistungsverstärker nachgeschaltet ist, koppelt einen Anteil des HF-Signals am Ausgangsanschluss des Leistungsverstärkers aus, womit das HF-Rückkopplungssignal bereitgestellt wird, wie es oben erwähnt worden ist. Ein Frequenz-Abwärts-Umsetzungssignal, welches durch eine weitere bedämpfte Version des durch den lokalen Oszillator erzeugten sinusförmigen Trägers geliefert wird, wird sodann der zweiten Dämpfungsanordnung zugeführt, deren Dämpfungselemente zur Einstellung eines Leistungspegels des Frequenz-Abwärts-Umsetzungssignals herangezogen und mit dem HF-Rückkopplungssignal gemischt werden, welches dem Abwärts-Umsetzungsmischer der Frequenz-Abwärts-Umsetzungsschaltung zugeführt wird. Somit wird das Basisband-Rückkopplungssignal bereitgestellt, welches sodann den In-Phase-

und Quadratur-Komponenten des zu übertragenden, einen komplexen Wert besitzenden analogen Quadratur-Basisband-Eingangssignal hinzuaddiert wird. Zusammengefasst wird bei der kartesischen, mit Rückkopplung arbeitenden linearen Direkt-Umsetzungs-Senderschaltung, wie sie in diesem zum Stand der Technik gehörenden Dokument beschrieben ist, eine Leistungssteuerung für das zu übertragende HF-Ausgangssignal dadurch erzielt, dass die Dämpfungsfaktoren der einstellbaren Dämpfungselemente, die in der ersten und zweiten Dämpfungsanordnung enthalten sind, gleichzeitig derart ausgewählt werden, dass die Leistungsverstärkeramplitude und das Phasenverhalten linearisiert sind und dass Amplituden- und/oder Phaseninstabilitäten des einen komplexen Wert aufweisenden analogen Quadratur-Basisband-Eingangssignals durch Hinzufügen einer abwärts umgesetzten und verstärkten Version des HF-Rückkopplungssignals, welches das zu übertragende HF-Ausgangssignal darstellt, zu der in Phase befindlichen Komponente und zu der um 90° phasenverschobenen Komponente des einen komplexen Wert aufweisenden analogen Quadratur-Basisband-Eingangssignals kompensiert werden. Entsprechend der in GB 2.309.342 A angegebenen Erfindung wird die betreffende Leistungssteuerung dadurch vorgenommen, dass der Dämpfungspegel eines Aufwärtsumsetzungs-Vorwärts-Dämpfungsmoduls, welches die einstellbaren Dämpfungselemente der ersten Dämpfungsanordnung realisiert, von einem Minimalwert ($a_0 = 0$ dB) bis zu einem Maximalwert ($a_N = a_0 + N \cdot \Delta a = 20$ dB) durch $N = 4$ Dämpfungsinkremente von $\Delta a = 5$ dB während der Hochfahr-Zeitspanne verändert wird und dass umgekehrt der Dämpfungspegel des Abwärtsumsetzungs-Rückkopplungs-Dämpfungsmoduls, welches die einstellbaren Dämpfungselemente der zweiten Dämpfungsanordnung realisiert, von dem Maximalwert ($a_N = 20$ dB) auf den genannten Minimalwert ($a_0 = 0$ dB) durch $N = 4$ Dämpfungsdekremente von $\Delta a = 5$ dB während der Herunterfahr-Zeitspanne verändert wird.

[0022] Die in EP 0 961 402 A2 beschriebene Erfindung bezieht sich auf einen Sender und auf ein Verfahren zur Verstärkungsregelung bzw. -steuerung in einem QAM-Sender eines mobilen Endgeräts in einem auf dem CDMA-Zugriffsverfahren basierenden Mehrfach-Zugriffssystem mit gespreiztem Spektrum. Das betreffende Zugriffssystem nutzt die Batterieleistung effizient und vermeidet Störspitzen bzw. Störimpulse im Leistungspegel des zu übertragenden HF-Signals durch Bereitstellen von unterschiedlichen Pfaden mit unterschiedlichen Verstärkungen für das betreffende HF-Signal.

[0023] Die in US 2002/0123363 A1 beschriebene Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Kompensieren einer durch eine lineare Modulation hervorgerufenen Datenabhängigkeit einer Leistungsmessung. Das Verfahren umfasst die Schritte des Ausführens einer ersten Messung einer gesendeten Abgabeleistung und des Ausführens einer zweiten Messung einer reflektierten Leistung, wobei beide Messungen in einer Zeitmultiplexweise ausgeführt werden. Das Verfahren umfasst ferner die Schritte des Berechnens einer ersten mittleren Leistung auf der Grundlage von während der ersten Messung übertragenen Daten, das Berechnen einer zweiten mittleren Leistung auf der Grundlage von während der zweiten Messung übertragenen Daten und das Kompensieren zumindest eines der gemessenen Leistungswerte auf der Grundlage der Differenz zwischen der ersten mittleren Leistung und der zweiten mittleren Leistung.

[0024] In US 5.276.917 ist ein Verfahren zur Ausführung einer Senderleistungs-Einschaltung in einem Dual-Modus-Sender eines mobilen Funktelefons angegeben, welches eine APC-Schleife und Einrichtungen zur Steuerung des Einschaltens zumindest zweier Sende-Leistungsverstärkerstufen umfasst, die in Reihe mit einer Duplexschaltung liegen; die betreffenden Sende-Leistungsverstärkerstufen werden zur Gewährleistung eines stabilen Betriebs des Senders benötigt. Vor den Leistungsverstärkerstufen sind ein spannungsgesteuerter Verstärker und ein Dämpfungsglied (VCA) angeordnet. Diese Einrichtungen erhalten ein Rückkopplungssignal von einem Leistungssteuerblock in der Rückkopplungskette der APC-Schleife. Das Verfahren umfasst den Schritt des sequentiellen Einschaltens der betreffenden Leistungsverstärkerstufen. Danach wird ein Sende-Leistungssteuersignal (TXC) eingeschaltet. Gemäß einer anderen Ausführungsform dieser Erfindung werden zuerst die Abgabeleistungs- bzw. Ausgangsleistungs-Verstärkerstufen eingeschaltet, und zwar freigegeben durch ein Sende-Freigabe-Signal (TXE). Danach werden die Eingangs-Leistungsverstärkerstufen eingeschaltet, und zwar freigegeben durch ein Hochfahr-Steuersignal (Hochfahren), und schließlich wird ein Sende-Leistungssteuersignal (TXC) eingeschaltet. Die Leistungsverstärker geben dann das verstärkte HF-Signal $x(t)$ an ein Sende-Endgerät der Duplexschaltung ab.

[0025] Die in WO 03/001688 A2 beschriebene Erfindung ist auf einen Funksender eines mobilen Kommunikationsgerätes gerichtet, in welchem die Bandbreite eines Glättungsfilters, welches zur Entfernung von vorübergehenden Störsignalen benötigt wird, die durch das Einschalten eines integrierten Leistungsverstärkers hervorgerufen werden, auf der Grundlage des Leistungspegels P_{out} eines zu übertragenden HF-Signals $x(t)$ und/oder eines Operationsmodus eingestellt wird. Die Bandbreite des Filters wird dabei durch Steuerung eines Übertragungssteilheitselementes in dem Filter eingestellt. Zu diesem Zweck kann die Filtercharakteristik bzw. -kennlinie derart gesteuert werden, dass ein akzeptables Schaltspektrum erzielt wird, wodurch der Abgabe-

bzw. Ausgangsleistung P_{out} des Leistungsverstärkers ermöglicht ist, in akzeptabler Weise schnell hochzufahren. Die Filterparameter können dabei beispielsweise in Abhängigkeit von dem angewandten Kommunikationsstandard (beispielsweise GSM-850, GSM-900, DCS oder PCS), nach dem das Gerät arbeitet, und in Abhängigkeit vom Leistungspegel P_{out} des zu übertragenden HF-Signals $x(t)$ eingestellt werden.

[0026] Außerdem beziehen sich die in EP 0 944 175 A1 und in US 6.212.367 B1 angegebenen Erfindungen auf ein mobiles Telefongerät, welches imstande ist, strenge Spezifikationen hinsichtlich des Senderausgangs im Empfangs-(Rx)-Band zu erfüllen. Das mobile Telefongerät umfasst dabei einen Modulator zur Erzeugung eines in einem Sende-(Tx)-Band zu übertragenden modulierten HF-Signals $x(t)$, einen Leistungsverstärker zur Abgabe des betreffenden HF-Signals $x(t)$ an eine Sendeantenne, ein Durchlassband und ein Dämpfungsband aufweisendes abstimmbares Filter, welches zwischen dem Modulator und dem Leistungsverstärker angeordnet ist, und eine Steuerschaltung für eine solche Abstimmung des Filters, dass das Durchlassband beim bzw. im Tx-Band liegt und dass das Dämpfungsband bei bzw. in einem Rx-Band des mobilen Telefongeräts liegt.

[0027] In US 5.752.172 ist eine Senderausgangsleistungs-Steuerschaltung für die Verwendung in einem Funktelefon angegeben. Die betreffende Senderschaltung umfasst dabei einen Leistungsverstärker, der mit einem Ausgang mit einer Antenne zum Senden eines verstärkten modulierten HF-Signals $x(t)$ verbunden ist, einen Treiberverstärker (VGA) mit veränderbarer Verstärkung, der mit einem Ausgangsanschluss an einem Eingangsanschluss des Leistungsverstärkers angeschlossen ist und der mit einem Eingangsanschluss mit einem Ausgangsanschluss eines Modulators verbunden ist, welcher zur Abgabe des modulierten HF-Signals $x(t)$ innerhalb eines bestimmten Dynamik-Leistungsbereiches erforderlich ist, und zumindest einen hinsichtlich der Verstärkung programmierbaren Verstärker (PGA1, PGA2), der zwischen dem Ausgangsanschluss des Modulators und dem Eingangsanschluss des VGA-Verstärkers in Reihe geschaltet ist. Der hinsichtlich der Verstärkung programmierbare Verstärker besitzt einen Dynamikbereich, der so ausgewählt ist, dass die Dynamikbereichsanforderung an den mit variabler Verstärkung arbeitenden Treiberverstärker auf einen Wert verringert ist, der niedriger ist als der betreffende bestimmte Dynamikleistungsbereich.

[0028] Die schließlich in US 6.118.988 angegebene Erfindung bezieht sich auf ein Übertragungs- bzw. Sendeleistungs-Steuerungssystem für die Verwendung in einem mobilen Telefon sowie auf ein entsprechendes Verfahren, mit dem die Höhe der Sendeleistung P_{out} eines zu übertragenden modulierten HF-Signals $x(t)$ im Verhältnis zur Distanz zwischen einer Basisstation (BS) und der mobilen Station (MS) eines Benutzers gesteuert wird. Das Sendeleistungs-Steuerungssystem liefert dadurch den exakten Sendeleistungspegel P_{out} durch Kompensation eines Fehlers zwischen einer echten Verstärkung und einem hinsichtlich der Verstärkung gesteuerten Wert entsprechend der Größe der Sendeleistung P_{out} . Gemäß einer Ausführungsform dieser Erfindung umfasst das Sendeleistungs-Steuerungssystem einen Sendeteil, ein Mobilstations-Modem, einen Leistungsdetektor, einen Verstärkungsdifferenz-Steuerungsteil und einen Leistungsverstärker, der den betreffenden Teil steuert. Zunächst wird das durch den Sendeteil gelieferte Sende-Leistungssignal durch einen Leistungsdetektor in eine Gleichspannung transformiert. Das Mobilstations-Modem gibt dann auf der Grundlage der Gleichspannung einen ersten bzw. einen zweiten Verstärkungssteuerungswert ab. Danach erzeugt der Verstärkungsdifferenz-Steuerungsteil ein Verstärkungsdifferenz-Steuersignal und gibt dieses Verstärkungsdifferenz-Steuersignal an den Sendeteil entsprechend dem genannten ersten Verstärkungssteuerungswert und einem bedämpften Signal ab. Der Leistungsverstärker-Steuerungsteil gibt einen Leistungsverstärker-Verstärkungssteuerungswert an den Sendeteil entsprechend der erzielten Gleichspannung, die das Sendeleistungssignal repräsentiert, und dem zweiten Verstärkungssteuerungswert ab.

Aufgabe der zugrunde liegenden Erfindung

[0029] In Anbetracht des oben erwähnten Standes der Technik besteht die Aufgabe der zugrunde liegenden Erfindung darin, eine automatische Leistungssteuerungs-(APC)-Schaltung zur Verstärkung von HF-Signalen bereitzustellen, in der die Probleme mit der Rauscherzeugung in mehrstufigen Leistungsverstärkern während der Übergänge zwischen einem Dämpfungsmodus („AUS-Stufe“) und einem Verstärkungsmodus („EIN-Stufe“) verringert sind.

[0030] Die zuvor erwähnte Aufgabe wird durch die Merkmale der unabhängigen Ansprüche gelöst. Vorteilhafte Merkmale sind in den abhängigen Ansprüchen festgelegt.

Zusammenfassung der Erfindung

[0031] Die vorliegende Erfindung bezieht sich grundsätzlich auf einen QAM-Sender einer drahtlosen Kommu-

nikationsvorrichtung in einer drahtlosen zellularen Netzwerkumgebung auf einer Zeitmultiplex-(TDM)-Basis, wobei jeder QAM-Kanal in Aufwärtsrichtung in eine zuvor festgelegte Anzahl von Zeitmultiplex-Vielfachzugriffs-(TDMA)-Kanälen unterteilt ist und wobei jedem mobilen Endgerät, welches an einer Kommunikation mit einer Basisstation teilnimmt, ein periodisch wiederholter Zeitschlitz TS_i von einer bestimmten Länge T_{TS} zugeteilt ist. Dieser QAM-Sender umfasst eine Modulatorstufe mit zwei Aufwärtsmischern, die durch einen lokalen Oszillator für eine direkte Aufwärtsmischung des In-Phase-(I)-Signals und des Quadratur-(Q)-Signals eines von dem Basisband in ein HF-Band zu übertragendes bzw. umzusetzenden, einen komplexen Wert aufweisenden analogen Basisbandsignals $x_{LP}(t)$ gesteuert werden, einen 90° -Phasenverschieber, der mit einem LO-Eingangsanschluss eines dieser Aufwärtsmischer in einer Quadraturkette der genannten Modulatorstufe verbunden ist, und ein Summierelement zum Kombinieren der HF-Ausgangssignale der beiden Aufwärtsmischer. Ferner umfasst der betreffende QAM-Sender einen Leistungsverstärker mit veränderbarer Verstärkung, der dem Summierelement nachgeschaltet ist, und eine automatische Leistungssteuerschleife zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} des modulierten HF-Signals $x(t)$ am Ausgangsanschluss des QAM-Senders. Die betreffende Leistungssteuerschleife umfasst eine Komparatorstufe, der ein Referenzsignal V_{ref} , welches einen Nenn-Leistungspegel P_{ref} für einen gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Signals $x(t)$ darstellt, und ein HF-Rückkopplungssignal, welches einen Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} des betreffenden HF-Signals $x(t)$ darstellt, zugeführt wird, welches von einem Richtungskoppler geliefert und an die automatische Leistungssteuerschleife durch eine Breitband-Detektordiode zurückgekoppelt wird. Das Ausgangssignal der zuvor erwähnten Komparatorstufe wird einem Steuereingangsanschluss eines spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes zugeführt, welches in der Modulatorstufe untergebracht ist, die zur Bedämpfung des Leistungspegels P_c des durch den lokalen Oszillator der Modulatorstufe gelieferten Oszillatorsignals herangezogen wird.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0032] Vorteilhafte Merkmale, Aspekte und nützliche Ausführungsformen der Erfindung werden aus der folgenden Beschreibung, den beigefügten Ansprüchen und Zeichnungen näher ersichtlich werden. In den Zeichnungen zeigen

[0033] [Fig. 1a](#) ein schematisches Blockdiagramm eines konventionellen QAM-Senders für eine drahtlose Kommunikationsvorrichtung, die einen I/Q-Modulator gemäß dem Stand der Technik verwendet,

[0034] [Fig. 1b](#) ein schematisches Blockdiagramm eines konventionellen QAM-Empfängers für eine drahtlose Kommunikationsvorrichtung, die einen I/Q-Demodulator gemäß dem Stand der Technik verwendet,

[0035] [Fig. 2](#) ein schematisches Blockdiagramm eines QAM-Senders mit einer zur automatischen Leistungssteuerung (APC) dienenden Schaltungsanordnung gemäß dem Stand der Technik, die zur Stabilisierung des Leistungspegels am Ausgangsanschluss des QAM-Senders verwendet wird, wobei der Ausgangsanschluss einer Komparatorstufe, der ein den Nenn-Leistungspegel für die Leistung des HF-Ausgangssignals darstellendes Referenzsignal und ein Ist-Ausgangsleistungspegel zugeführt werden, mit dem Verstärkungssteuerungs-Eingangsanschluss eines hinsichtlich der Verstärkung veränderbaren Leistungsverstärkers (PA) verbunden ist, der den Ausgangsleistungspegel steuert,

[0036] [Fig. 2a](#) ein schematisches Blockdiagramm eines analogen HF-Signalgenerators, der eine konventionelle APC-Schleife zur Stabilisierung des Ausgangs- bzw. Abgabepegels am Ausgangsanschluss des HF-Signalgenerators gemäß dem Stand der Technik umfasst, wobei der betreffende Generator dadurch gekennzeichnet ist, dass das Ausgangssignal einer Komparatorstufe, welcher ein den Nenn-Leistungspegel für den gewünschten Ausgangsleistungs-Pegel des HF-Ausgangssignals darstellendes Referenzsignal und der Ist-Ausgangsleistungspegel zugeführt werden, dem Steuereingangsanschluss eines elektronisch steuerbaren Dämpfungsgliedes zugeführt wird, welches den Ausgangsleistungspegel steuert,

[0037] [Fig. 2b](#) ein schematisches Blockdiagramm eines QAM-Senders mit einer APC-Schleife zur Stabilisierung des Leistungspegels am Ausgangsanschluss eines integrierten Leistungsverstärkers gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, wobei der betreffende Sender als geschlossene Schleifenschaltung realisiert ist und dadurch gekennzeichnet ist, dass das Ausgangssignal einer integrierten Komparatorstufe, welcher ein den Nennleistungspegel für den gewünschten Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegel des HF-Ausgangssignals darstellendes Referenzsignal und der Ist-Ausgangsleistungspegel zugeführt werden, dem Steuerungseingangsanschluss eines durch eine Spannung steuerbaren Dämpfungsgliedes (VCA) zugeführt wird, welches den Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegel steuert,

[0038] [Fig. 2c](#) ein schematisches Blockdiagramm eines QAM-Senders mit einer APC-Schleife zur Stabilisie-

rung des Leistungspegels am Ausgangsanschluss des integrierten Leistungsverstärkers gemäß einer zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, wobei der betreffende Sender als offene Schleifenschaltung realisiert und dadurch gekennzeichnet ist, dass der Steuerungseingangsanschluss des genannten VCA-Dämpfungsgliedes mit einem Mikrocontroller (μC) verbunden ist, der ein externes Steuersignal bereitstellt,

[0039] **Fig. 2d** ein schematisches Blockdiagramm eines QAM-Senders mit einer APC-Schleife zur Stabilisierung des Leistungspegels am Ausgangsanschluss des Leistungsverstärkers gemäß einer dritten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, wobei der betreffende Sender als geschlossene Schleifenschaltung realisiert und dadurch gekennzeichnet ist, dass das Ausgangssignal einer integrierten Komparatorstufe, welcher ein den Nennleistungspegel für den gewünschten Ausgangsleistungspegel des HF-Ausgangssignal darstellendes Referenzsignal und der Speisegleichstrom für den Leistungsverstärker zugeführt wird, dem Steuerungseingangsanschluss eines VCA-Dämpfungsgliedes zugeführt werden, welches den Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegel steuert,

[0040] **Fig. 3a** die typische Struktur eines TDMA-Rahmens mit acht Zeitschlitzten, die in einem TDMA-basierten Kommunikationssystem genutzt werden,

[0041] **Fig. 3b** das erzielte Burst-Profil der HF-Ausgangsleistung eines übertragenen Signalstroms in der Aufwärtsrichtung eines TDMA-basierten Kommunikationssystems über die Zeit, wobei die Ausgangsleistung eines drahtlosen HF-Senders zwischen benachbarten Zeitschlitzten auf einen geeigneten Pegel hochzufahren oder auf Null herunterzufahren ist, so dass der HF-Ausgangsleistungspegel während der Übertragung konstant ist, um die Zeitmultiplexverarbeitung von verschiedenen HF-Sendern zu erleichtern, und

[0042] **Fig. 4** ein Ablaufdiagramm, welches ein Verfahren zur Stabilisierung des Leistungspegels eines durch den QAM-Sender einer drahtlosen Kommunikationsvorrichtung gemäß der vorliegenden Erfindung zu übertragenden modulierten HF-Signals veranschaulicht.

Detaillierte Beschreibung der zugrunde liegenden Erfindung

[0043] Im Folgenden wird eine Ausführungsform der zugrunde liegenden Erfindung, wie sie in **Fig. 2b** veranschaulicht ist, im Einzelnen erläutert. Die Bedeutung der in **Fig. 1a** bis **Fig. 4** mit Bezugszeichen versehenen Symbole kann einer angehängten Tabelle entnommen werden.

[0044] **Fig. 2b** veranschaulicht eine neue Lösung zur Steuerung des Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegels P_{out} gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Dabei wird die Formung von P_{out} über die Zeit, die Hochfahr- und Herunterfahrprozedur sowie die Prozedur zur Stabilisierung von P_{out} während der Zeitspanne T_{Burst} dadurch ausgeführt, dass der Leistungspegel P_c des lokalen Oszillators **202**, das heißt die Amplitude A_c des Trägersignals gesteuert wird. Die Idee wird bei einem spannungsgesteuerten Dämpfungsglied **203** angewandt, dessen Dämpfungsfaktor a (in dB) kontinuierlich eingestellt werden kann (beginnend von $a = 0$ dB). Da die analogen Basisbandsignale $i(t)$ und $x(t)$ mittels der sinusförmigen Trägersignale $c_i(t)$ bzw. $c_q(t)$ in ein HF-Band aufwärts umgesetzt werden, kann die Abgabe- bzw. Ausgangsleistungspegel P_{Mod} der Modulatorstufe **204E** wie folgt berechnet werden:

$$P_{\text{Mod}} = G_{\text{Mod}} \cdot k \cdot P_{i,q} \cdot P_c \quad (4a)$$

$$\text{mit } P_{i,q} := P_i + P_q \quad (4b)$$

[0045] Hierin bedeuten G_{Mod} den Verstärkungsfaktor des Modulators, P_i und P_q (in W) die Leistungspegel des In-Phase-Signals $i(t)$ bzw. des um 90° phasenverschobenen Signals bzw. des Quadratur-Signals $q(t)$, P_c (in W) den Leistungspegel des Trägersignals $c_i(t)$ und $c_q(t)$, P_{Mod} (in W) den Leistungspegel des Modulator-Ausgangssignals und k (in W^{-1}) einen Verhältnisfaktor, der notwendig ist, um P_{out} mit bzw. in der richtigen Einheit (in W) zu erhalten. In folgendem sei angenommen, dass $k = 1 \text{ W}^{-1}$ gilt und dass G_{Mod} eine dimensionslose Variable ist, welche die Gesamt-Modulatorverstärkung angibt. Der Ausgangsleistungspegel P_{out} des QAM-Senders **200b** kann dann wie folgt geschrieben werden:

$$P_{\text{out}} = G_{\text{PA}} \cdot P_{\text{Mod}} = G \cdot k \cdot P_{i,q} \cdot P_c \quad (5a)$$

$$\text{mit } G := G_{\text{PA}} \cdot G_{\text{Mod}} \quad (5b)$$

[0046] Hierin bedeutet G_{PA} den Verstärkungsfaktor des Leistungsverstärkers **205**. Falls ein spannungsgesteu-

ertes Dämpfungsglied **203** hinzugefügt wird, führt die Gleichung (5a) zu

$$P_{\text{out}} = a \cdot G_{\text{PA}} \cdot P_{\text{Mod}} = a \cdot \underbrace{G \cdot k \cdot P_{i,q}} \cdot P_c. \quad (6a)$$

$\hat{=}: P \text{ (in W)}$

[0047] Hierin bedeutet a die Dämpfung des spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes **203**. Es kann ersehen werden, dass P_{out} lediglich eine Funktion von a ist, falls G , k , $P_{i,q}$ und P_c konstant sind:

$$P_{\text{out}} \sim a \text{ für } P \hat{=} G_{\text{PA}} \cdot P_{\text{Mod}} = G \cdot k \cdot P_{i,q} \cdot P_c = \text{const.} \quad (6b)$$

[0048] Für hohe Werte von G , $P_{i,q}$ und P_c kann die Stabilisierung von P_{out} dadurch erfolgen, dass der Dämpfungsfaktor a des spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes **203** eingestellt wird.

[0049] Eine erste Ausführungsform der vorliegenden Erfindung bezieht sich auf einen QAM-Sender **200b**, wie er in [Fig. 2b](#) veranschaulicht ist. Bei diesem QAM-Sender wird ein Referenzsignal, welches den Nennleistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals darstellt, einem ersten Eingangsanschluss der Komparatorstufe **212** zugeführt, und ein Rückkopplungssignal (FS), welches den Ist-Leistungspegel P_{out} des HF-Signals $x(t)$ darstellt, wird einem zweiten Eingangsanschluss der Komparatorstufe **212** zugeführt.

[0050] Bei einer ersten und zweiten Ausführungsform ist die automatische Leistungs-Steuerschaltungsanordnung **201E** als geschlossene Schleifenschaltungsanordnung realisiert, in der der Steuereingangsanschluss des spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes **203** mit dem Ausgangsanschluss der Komparatorstufe **212** verbunden ist und in der entweder die ermittelte Signalamplitude des zu übertragenden HF-Signals $x(t)$ oder der Speisestrom I_{PA} eines Leistungsverstärkers **205** als das genannte Rückkopplungssignal verwendet wird. Bei einer dritten Ausführungsform wird bzw. ist die genannte automatische Leistungs-Steuerschaltungsanordnung **201E** als offene Schleifenschaltungsanordnung realisiert, in der der Steuereingangsanschluss des genannten spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes **203** mit einem Mikrocontroller (μC) verbunden ist, welcher ein externes Steuersignal (PA-Steuersignal) liefert.

[0051] Ein weiterer Aspekt der Erfindung betrifft ein Verfahren zum Stabilisieren des Leistungspegels P_{out} eines modulierten HF-Signals $x(t)$, welches durch einen QAM-Sender **200b** eines drahtlosen Kommunikationsgerätes während der Burst-Zeitspanne T_{Burst} des periodisch wiederholten Zeitschlitzes TS_i zu übertragen ist, der dem betreffenden drahtlosen Kommunikationsgerät zugeteilt ist. Ein Ablaufdiagramm **400**, welches dieses Verfahren veranschaulicht, ist in [Fig. 4](#) gezeigt. Nachdem der Ist-Leistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ detektiert (S1) ist, wird der betreffende Ist-Leistungspegel P_{out} zu einem ersten Eingangsanschluss einer Komparatorstufe **212** in der Rückkopplungskette der automatischen Leistungssteuerschleife **201E** zurückgekoppelt (S2), und der betreffende Ist-Leistungspegel P_{out} wird mit einem Referenzsignal V_{ref} verglichen (S3), welches den Nenn- bzw. Soll-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals darstellt, das einem zweiten Eingangsanschluss der Komparatorstufe **212** zugeführt ist; der Ist-Leistungspegel P_{out} wird durch Steuerung des Dämpfungsfaktors a eines spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes **203** in der Modulatorstufe **204E** des QAM-Senders **200b** eingestellt (S0), der zur Dämpfung des Leistungspegels P_c des etwa sinusförmigen Oszillatorsignals verwendet wird, das von dem lokalen Oszillator **202** der Modulatorstufe **204E** geliefert wird. In dem Fall, dass der Absolutwert der Differenz zwischen P_{ref} und P_{out} kleiner als ein zuvor festgelegter oder gleich einem zuvor festgelegten Schwellwert ΔP_{thres} ist, ist der Algorithmus beendet; ansonsten wird die Prozedur mit dem Schritt S1 fortgesetzt. Dadurch wird die nichtlineare PA-Verstärkungssteuerung bzw. -Verstärkungsregelung (siehe [Fig. 2](#)) durch ein lineares Schaltungselement – dem spannungsgesteuerten Dämpfungsglied **203** (VCA)- ersetzt, womit Probleme mit der Störungs- bzw. Rauscherzeugung in mehrstufigen Leistungsverstärkern während der Übergänge zwischen dem Dämpfungsmodus („AUS-Zustand“) und dem Verstärkungsmodus („EIN-Stufe“) vermieden sind. Überdies kann der Verstärkungsfaktor G_{PA} des Leistungsverstärkers **205** mittels eines externen PA-Steuersignals eingestellt werden. Er kann beispielsweise auf ein Maximum während der Burst-Zeitspanne T_{Burst} eingestellt sein, und er kann außerhalb der Burst-Zeitspanne T_{Burst} abgeschaltet sein, um die Nachbarkanaltrennung zu verbessern.

[0052] Anstatt der Detektierung (S1) des Ist-Leistungspegels P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$, der Rückkopplung (S2) des betreffenden Ist-Leistungspegels P_{out} zu einem ersten Eingangsanschluss einer Komparatorstufe **212** in der Rückkopplungskette der automatischen Leistungssteuerungsschleife **201E**, des Verglei-

chens (S3) von P_{out} mit einem Referenzsignal V_{ref} , welches den Nenn- bzw. Soll-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals darstellt und einem zweiten Eingangsanschluss der Komparatorstufe **212** zugeführt ist, sowie des Kompensierens (S4) von Instabilitäten der HF-Ausgangsleistung P_{out} durch Steuern des Dämpfungsfaktors a eines spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes **203** auf der Grundlage der Größe und des Vorzeichens der Differenz zwischen dem Ist-Leistungspegel P_{out} und dem Nenn- bzw. Soll-Leistungspegel P_{ref} entsprechend einer ersten Lösung der vorliegenden Erfindung, wie sie in [Fig. 2b](#) veranschaulicht ist, sind die folgenden beiden Lösungen zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} eines zu übertragenden modulierten HF-Signals $x(t)$ ebenfalls vorstellbar.

[0053] Gemäß einer zweiten Lösung der vorliegenden Erfindung, wie sie in [Fig. 2c](#) veranschaulicht ist, werden Instabilitäten des HF-Ausgangssignals P_{out} dadurch kompensiert (S2'), dass auf Informationen, die in einem integrierten Speicher der drahtlosen Kommunikationsvorrichtung gespeichert sind und die geräte- bzw. vorrichtungsspezifische Hardware-Toleranzen betreffen, auf die von dem Vorrichtungs- bzw. Gerätehersteller explizit hingewiesen ist, und/oder auf Informationen, die Einflüsse betreffen, welche durch Temperaturdrifts dT/dt , Batteriespannungsdrifts dU_{Batt}/dt , etc. hervorgerufen werden und die während der Entwicklung der drahtlosen Kommunikationsvorrichtung gemessen werden, zugegriffen (S1') wird, ohne tatsächlich P_{out} messen zu müssen.

[0054] Gemäß einer dritten Lösung der vorliegenden Erfindung werden diese Instabilitäten dadurch kompensiert (S4''), Speisegleichstrom I_{PA} des Leistungsverstärkers **205** gemessen (S1'') wird, dass eine der Größen I_{PA} proportionale Spannung U_{RM} einem ersten Eingangsanschluss der Komparatorstufe **212** zugeführt wird (S2'') und dass U_{RM} mit einem Referenzsignal V_{ref} verglichen (S3'') wird, welches den Nenn- bzw. Soll-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals darstellt und einem zweiten Eingangsanschluss der Komparatorstufe **212** zugeführt ist. Im Gegensatz zur ersten Lösung wird der genannte Ausgangsleistungspegel P_{out} nicht direkt überwacht. Wie der gemessene Stromverbrauch des Leistungsverstärkers **205** zu dem HF-Ausgangsleistungspegel P_{out} der drahtlosen Kommunikationsvorrichtung in Beziehung gebracht wird, kann durch Zugriff auf in einem integrierten Speicher der betreffenden Vorrichtung bzw. des betreffenden Gerätes gespeicherte Informationen bestimmt werden. In diesem Fall stellt der Detektor nicht einen HF-Sensor **208** dar, sondern einen Stromsensor, der durch einen niederohmigen Widerstand R_M realisiert ist, welcher in der Stromversorgungsleitung des Leistungsverstärkers **205** untergebracht ist.

[0055] Bei allen drei Lösungen kann der Verstärkungsfaktor G_{PA} der Leistungssteuereinrichtung **205** entweder festliegen oder durch ein externes PA-Steuersignal gesteuert sein. Im ersten Fall wird keine Logik benötigt, um zu entscheiden, wann welche Verstärkungsstufe einzuschalten ist. Falls der Verstärkungsfaktor G_{PA} jedoch bei einem Maximalwert verbleibt, wird Leistung in Verstärkungsstufen verschwendet, die nicht benutzt werden. Im zuletzt genannten Fall kann ein Mikrocontroller zum Ein- oder Ausschalten einer Anzahl von in Reihe geschalteten Verstärkungsstufen verwendet werden.

[0056] In Abhängigkeit von dem jeweiligen Verstärkungsfaktor G_{PA} , der erforderlich ist, um den gewünschten Wert der HF-Ausgangsleistung P_{out} zu erzielen, können üblicherweise eine, zwei oder drei Verstärkungsstufen aktiviert werden. Der Mikrocontroller schaltet dadurch die benötigten Verstärkungsstufen ein, und eine Feinabstimmung von P_{out} wird durch Realisieren irgendeiner der oben beschriebenen drei Lösungen erreicht.

[0057] Gemäß einem noch weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung kann der Verstärkungsfaktor G_{PA} des Leistungsverstärkers **205** mittels eines externen Leistungsverstärker-Steuersignals (PA-Steuersignal) eingestellt werden (S5). Dadurch wird der betreffende Verstärkungsfaktor (G_{PA}) auf seinen Maximalwert innerhalb der Burst-Zeitspanne t_{Burst} eingestellt, und er wird außerhalb der betreffenden Burst-Zeitspanne t_{Burst} auf Null gesetzt, um die Nachbarkanaltrennung zu verbessern.

[0058] Eine weitere Ausführungsform der vorliegenden Erfindung bezieht sich auf eine drahtlose Kommunikationsvorrichtung in einem auf einem Zeitmultiplex-(TDM)-Verfahren basierenden Kommunikationsnetzwerk, in welchem jeder QAM-Kanal in Aufwärtsrichtung in eine zuvor festgelegte Anzahl von Zeitmultiplex-Vielfachzugriffs-(TDMA)-Kanälen unterteilt ist und in welchem jedem an einer Kommunikation teilnehmenden mobilen Endgerät ein periodisch wiederholter Zeitschlitz (TS_i) einer zuvor festgelegten Länge (T_{TS}) zugeteilt ist, wobei ein QAM-Sender **200b**, wie er oben beschrieben worden ist, angewandt wird.

Tabelle: Veranschaulichte Merkmale und ihre entsprechenden Bezugszeichen

Nr.	Systemkomponente oder Prozedurschritt
100a	schematisches Blockdiagramm eines konventionellen QAM-Senders für eine drahtlose Kommunikationsvorrichtung, der einen I/Q-Modulator entsprechend dem Stand der Technik verwendet
100b	schematisches Blockdiagramm eines konventionellen QAM-Empfängers für eine drahtlose Kommunikationsvorrichtung, der einen I/Q-Demodulator entsprechend dem Stand der Technik verwendet
102	Digital-Analog-(D/A)-Wandler im Basisbandteil des QAM-Senders 100a
104	I/Q-Modulatorstufe des QAM-Senders 100a zur direkten Aufwärtsumsetzung eines einen komplexen Wert aufweisenden analogen Basisbandsignals $x_{LP}(t) = i(t) + j \cdot q(t)$ (wobei $j := \sqrt{-1}$ die imaginäre Einheit darstellt), welches vom Basisband in ein HF-Band umzusetzen ist
106	Leistungsverstärker (PA) im HF-Teil des QAM-Senders 100a
108	Sende-(TX)-Antenne des QAM-Senders 100a
110	Empfangs-(RX)-Antenne des QAM-Empfängers 100b
112	Verstärker (LNA) mit geringem Rauschen im HF-Teil des QAM-Empfängers 100b
114	Abwärts-Umsetzungs-Mischer des QAM-Empfängers 100b für eine Abwärtsumsetzung des empfangenen HF-Signals $x(t)$ aus dem Durchlassband in eine Zwischenfrequenz (ZF)
116	Kanalauswahlfilter des QAM-Empfängers 100b, realisiert als Bandpassfilter (BPF) zur Bedämpfung von störenden, außerhalb des Bandes liegenden Komponenten, die im Signalspektrum des am Ausgangsanschluss des Kanalauswahlfilters 116 erhaltenen ZF-Signals enthalten sind

Nr.	Systemkomponente oder Prozedurschritt
118	I/Q-Demodulatorstufe des QAM-Empfängers 100b für eine Abwärtsumsetzung des erhaltenen ZF-Signals am Ausgangsanschluss des Kanalauswahlfilters 116 von der ZF in das Basisband
120	Analog-Digital-(A/D)-Umsetzer im Basisbandteil des QAM-Empfängers 100b
122	lokaler Oszillator (LO) des QAM-Empfängers 100b zur Lieferung eines sinusförmigen Oszillatorsignals mit einer abstimmbaren Frequenz
200	schematisches Blockdiagramm eines QAM-Senders mit einer automatischen Leistungssteuerungs-(APC)-Schaltungsanordnung 201 gemäß dem Stand der Technik, die zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} am Ausgangsanschluss des QAM-Senders 200 verwendet wird, wobei der Ausgangsanschluss einer Komparatorstufe 212, welcher ein Referenzsignal V_{ref} , das den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für die Leistung P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ darstellt, und der Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} zugeführt sind, welches durch einen Richtungskoppler 206 geliefert und mittels einer Breitband-Detektordiode 208 zu der APC-Schleife 201 zurückgekoppelt ist, mit dem Verstärkungssteuerung-Eingangsanschluss eines den betreffenden Ausgangsleistungspegel P_{out} steuernden Leistungsverstärkers 205 mit veränderbarer Verstärkung verbunden ist
200a	schematisches Blockdiagramm eines analogen HF-Signalgenerators, der eine konventionelle automatische Leistungssteuerungs-(APC)-Schleife 201S gemäß dem Stand der Technik umfasst, die zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} am Ausgangsanschluss des HF-Signalgenerators 200a verwendet wird; dieser HF-Signalgenerator ist dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal einer Komparatorstufe 212', der ein Referenzsignal V_{ref} , welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ darstellt, und der Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} zugeführt werden, welcher durch einen Richtungskoppler 206' zugeführt und mittels einer Breitband-Detektordiode 208' zu der APC-Schleife 201S zurückgekoppelt wird, dem Steuereingangsanschluss eines elektronisch steuerbaren Dämpfungsgliedes 203' zugeführt wird, welches den genannten Ausgangsleistungspegel P_{out} steuert
200b	schematisches Blockdiagramm eines QAM-Senders, der eine APC-Schleife 201E zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} am Ausgangsanschluss eines integrierten Leistungsverstärkers 205 gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfasst; dieser QAM-Sender ist als geschlossene Schleifenschaltungsanordnung realisiert und dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal einer integrierten Komparatorstufe 212, der ein Referenzsignal

Nr.	Systemkomponente oder Prozedurschritt
	V_{ref}, welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ darstellt, und der Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} zugeführt werden, welcher durch einen Richtungskoppler 206 geliefert und mittels einer Breitband-Detektordiode 208 zu der APC-Schleife 201E zurückgekoppelt wird, dem Steuereingangsanschluss eines spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes 203 (VCA) zugeführt wird, welches den Ausgangsleistungspegel P_{out} steuert
200c	schematisches Blockdiagramm eines QAM-Senders, der eine APC-Schleife zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} am Ausgangsanschluss des integrierten Leistungsverstärkers 205 gemäß einer zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfasst, wobei der betreffende Sender als offene Schleifenschaltungsanordnung realisiert und dadurch gekennzeichnet ist, dass der Steuereingangsanschluss des genannten Dämpfungsgliedes VCA 203 mit einem Mikrocontroller (μC) verbunden ist, der ein externes Steuersignal (PA-Steuersignal) bereitstellt
200d	schematisches Blockdiagramm eines QAM-Senders, der eine APC-Schleife 201E zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} am Ausgangsanschluss des Leistungsverstärkers 205 gemäß einer dritten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfasst; der betreffende Sender ist als geschlossene Schleifenschaltungsanordnung realisiert und dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal einer integrierten Komparatorstufe 212, der ein Referenzsignal V_{ref}, welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ darstellt, und der Speise-Gleichstrom I_{PA} des Leistungsverstärkers 205 zugeführt werden, dem Steuereingangsanschluss eines Dämpfungsgliedes VCA 203 zugeführt wird, welches den Ausgangsleistungspegel P_{out} steuert
201	automatische Leistungssteuerungs-(APC)-Schleife eines QAM-Senders 200 gemäß dem Stand der Technik (siehe Fig. 2); diese Steuerungsschleife wird zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} am Ausgangsanschluss des QAM-Senders 200 verwendet. Die Anordnung ist dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal einer Komparatorstufe 212, der ein Referenzsignal V_{ref}, welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ darstellt, und der Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} zugeführt werden, der durch einen Richtungskoppler 206 geliefert und mittels einer Breitband-Detektordiode 208 zu der APC-Schleife 201 zurückgekoppelt wird, dem Verstärkungs-Steuereingangsanschluss eines Leistungsverstärkers 205 mit veränderbarer

Nr.	Systemkomponente oder Prozedurschritt
	Verstärkung zugeführt wird, der den Leistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ steuert
201E	APC-Schleife eines QAM-Senders 200b gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung (siehe Fig. 2b) zur Stabilisierung der Ausgangsleistung P_{out} eines zu übertragenden HF-Signals. Diese Anordnung ist dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal einer Komparatorstufe 212, der ein Referenzsignal V_{ref} , welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ darstellt, und der Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} zugeführt werden, welcher durch einen Richtungskoppler 206 geliefert und mittels einer Breitband-Detektordiode 208 zu der APC-Schleife 201E zurückgekoppelt wird, dem Steuereingangsanschluss eines elektronisch steuerbaren Dämpfungsgliedes 203 zugeführt wird, welches den Leistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ steuert
201S	APC-Schleife eines QAM-Senders 200a gemäß dem Stand der Technik (siehe Fig. 2a), die zur Stabilisierung des Leistungspegels P_{out} am Ausgangsanschluss des HF-Signalgenerators 200a verwendet wird; die betreffende Anordnung ist dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal einer Komparatorstufe 212', der ein Referenzsignal V_{ref} , welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ darstellt, und der Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} zugeführt werden, welcher durch einen Richtungskoppler 206' geliefert und mittels einer Breitband-Detektordiode 208' zu der APC-Schleife 201S zurückgekoppelt wird, dem Steuereingangsanschluss eines elektronisch steuerbaren Dämpfungsgliedes 203' zugeführt wird, welches den Leistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ steuert
202	lokaler Oszillator (LO) der Modulatorstufen 204 und 204E des QAM-Senders 200 bzw. 200b; der betreffende Oszillator liefert ein sinusförmiges Oszillatorsignal $c(t)$ mit einer abstimmbaren Frequenz
202'	lokaler Oszillator (LO) des HF-Signalgenerators 200a, der die Amplitudenmodulatorstufe 203' mit einem sinusförmigen Oszillatorsignal $c(t)$ versorgt
203	spannungsgesteuertes Dämpfungsglied (VCA) in der Modulatorstufe 204E des QAM-Senders 200b, das zur Bedämpfung des Leistungspegels P_c des von dem lokalen Oszillator 202 der Modulatorstufe 204E abgegebenen Oszillatorsignals verwendet wird
203'	elektronisch steuerbares Dämpfungsglied des HF-Signalgenerators 200a,

Nr.	Systemkomponente oder Prozedurschritt
	beispielsweise einer Amplitudenmodulatorstufe, die stromgesteuerte PIN-Dioden enthält, welche einen abstimmbaren Widerstand mit hybrider integrierter Mikrowellenschaltungstechnologie (MIC) realisieren; das betreffende Dämpfungsglied wird zur Bedämpfung des Leistungspegels P_c des von dem lokalen Oszillator 202' abgegebenen Oszillatorsignals genutzt
204	Modulatorstufe des QAM-Senders 200, umfassend zwei Aufwärtsmischer 204a und 204b, die durch den lokalen Oszillator 202 zur direkten Aufwärts-Umsetzung des In-Phase-(I)- und des Quadratur-(Q)-Signals eines vom Basisband in ein HF-Band zu übertragenden Signals gesteuert werden, einen 90° Phasenschieber 204c, der an einem Eingangsanschluss des Aufwärtsmischers 204a angeschlossen ist, und ein Summier-Element 204d zum Kombinieren der HF-Ausgangssignale der beiden Aufwärtsumsetzungsmischer 204a und 204b
204E	Modulatorstufe des QAM-Senders 200b, umfassend zwei Aufwärtsumsetzungsmischer 204a und 204b, die durch den lokalen Oszillator 202 zur direkten Aufwärtsumsetzung des In-Phase-(I)- und des Quadratur-(Q)-Signals eines vom Basisband in eine HF-Band umzusetzenden Signals gesteuert werden, einen 90°-Phasenschieber 204c, der an einem Eingangsanschluss des Aufwärtsumsetzungsmischers 204a angeschlossen ist, ein Summierelement 204d zum Kombinieren der HF-Ausgangssignale der beiden Aufwärtsumsetzungsmischer 204a und 204b sowie ein spannungsgesteuertes Dämpfungsglied 203 (VCA) zum Bedämpfen des Leistungspegel P_c des von dem lokalen Oszillator 202 der Modulatorstufe 204E abgegebenen Oszillatorsignals
204a	erster Aufwärtsumsetzungsmischer der Modulationsstufen 204 und 204E, der durch den lokalen Oszillator 202 für eine direkte Aufwärtsumsetzung des Quadratur-(Q)-Signals eines vom Basisband in ein HF-Band umzusetzenden bzw. zu übertragenden Signals angesteuert wird
204b	zweiter Aufwärtsumsetzungsmischer der Modulationsstufen 204 und 204E, der durch den lokalen Oszillator 202 für eine direkte Aufwärtsumsetzung des In-Phase-(I)-Signals eines vom Basisband in ein HF-Band umzusetzenden bzw. zu übertragenden Signals angesteuert wird
204c	90°-Phasenschieber (Hilbert-Transformator) der Modulationsstufen 204 und 204E, der mit einem Eingangsanschluss des Aufwärtsumsetzungsmischers 204a verbunden ist
204d	Summierelement der Modulatorstufen 204 und 204E zum Kombinieren der HF-Ausgangssignale der beiden Aufwärtsumsetzungsmischer 204a und 204b

Nr.	Systemkomponente oder Prozedurschritt
205	Leistungsverstärker (PA) mit veränderbarer Verstärkung, der den Leistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals der QAM-Sender 200 und 200b steuert und dessen Verstärkung G_{PA} entweder durch das Ausgangssignal der Komparatorstufe 212 (siehe Fig. 2) oder durch ein externes PA-Steuersignal (siehe Fig. 2b) gesteuert wird
206	Richtungskoppler in den APC-Schleifen 201 und 201E der QAM-Sender 200 und 200b; der betreffende Richtungskoppler liefert der APC-Schleife 201 (201E) das gewonnene Rückkopplungssignal (die reflektierte Welle des zu übertragenden HF-Signals)
206'	Richtungskoppler in der APC-Schleife 201S des QAM-Senders 200a; der betreffende Richtungskoppler versorgt die APC-Schleife 200a mit dem gewonnenen Rückkopplungssignal (der reflektierten Welle des zu übertragenden HF-Signals)
208	Breitband-Detektordiode in der Rückkopplungskette der APC-Schleifen 201 und 201E zur Ermittlung des Ist-Leistungspegels P_{out} des Rückkopplungssignals
208'	Breitband-Detektordiode in der Rückkopplungskette der APC-Schleife 201S zur Ermittlung des Ist-Leistungspegels P_{out} des Rückkopplungssignals
208''	externer (nicht dargestellter) automatischer Leistungssteuerungs-(APC)-Detektor zur Ermittlung des Ist-Leistungspegel P_{out} des Rückkopplungssignals
209'	steuerbare Stromquelle des HF-Signalgenerators 200a zur Erzeugung eines Stromes I_G , dessen Stärke direkt proportional zum Nennwert P_{ref} des gewünschten Ausgangsleistungspegels P_{out} ist
210	Sende-(Tx)-Antenne des QAM-Senders 200 (200b)
212	Komparatorstufe des QAM-Senders 200 (200b), der ein Referenzsignal V_{ref} , welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals darstellt, und der Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} zugeführt werden, welcher durch die Breitband-Detektordiode 208 zu der APC-Schleife 201 oder 201E zurückgekoppelt wird, deren Ausgangssignal entweder dem Verstärkungssteuerungs-Eingangsanschluss des Leistungsverstärkers 205 (siehe Fig. 2) oder einem elektronisch steuerbaren Dämpfungsglied 203 (siehe Fig. 2b) zugeführt wird
212'	Komparatorstufe der APC-Schleife des HF-Signalgenerators 200a; der betreffenden Komparatorstufe werden ein Referenzsignal V_{ref} , welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals darstellt, und der Ist-Ausgangsleistungspegel P_{out} zugeführt, der mittels der Breitband-Detektordiode 208' zu der APC-Schleife 201S zurückgekoppelt wird; das Ausgangssignal der betreffenden

Nr.	Systemkomponente oder Prozedurschritt
	Komparatorstufe wird dem Steuerungseingangsanschluss eines elektronisch steuerbaren Dämpfungsgliedes 203' (siehe Fig. 2a) zugeführt
214a'	Eingangsanschluss des HF-Signalgenerators 200a für den externen APC-Detektor 208'
214b'	HF-Ausgangsanschluss des HF-Signalgenerators 200a
300a	schematisches Diagramm, welches den typischen Aufbau eines TDMA-Rahmens mit 8 Zeitschlitzten zeigt, deren jeder eine Schlitzlänge von 156,25 Bit und eine Burstlänge von 148 Bit aufweist und der in einem TDMA-basierten Kommunikationssystem angewandt wird
300b	Diagramm, welches das Burst-Profil der HF-Ausgangsleistung P_{out} eines übertragenen Signalstromes in der Aufwärtsrichtung eines TDMA-basierten Kommunikationssystems über die Zeit t veranschaulicht, wobei die Ausgangsleistung eines drahtlosen HF-Senders 200 (200a, 200b) bis zu einem geeigneten Pegel hochzufahren oder zwischen benachbarten Zeitschlitzten TS_i und TS_j auf Null herunterzufahren ist (mit $i \in \{0,1,2,\dots,7\}$ und $j := (i+1) \bmod 8$), so dass der Ausgangsleistungspegel P_{out} während der Übertragung konstant ist, um die Zeitmultiplexverarbeitung zwischen verschiedenen TDMA-Kanälen zu erleichtern
400	Ablaufdiagramm, welches ein Verfahren zum Stabilisieren des Leistungspegels P_{out} eines durch einen QAM-Sender 200b eines drahtlosen Kommunikationsgerätes gemäß der vorliegenden Erfindung zu übertragenden modulierten HF-Signals $x(t)$ veranschaulicht
S	Schalter zur selektiven Auswahl eines internen APC-Detektors 208' oder eines externen APC-Detektors 208"
S0	Schritt #0: Einstellen des Ist-Leistungspegels P_{out} durch Steuern des Dämpfungsfaktors a eines spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes 203 in der Modulatorstufe 204E des QAM-Senders 200b, welches zur Dämpfung des Leistungspegels P_c des sinusförmigen Oszillatorsignals $c(t)$ verwendet wird, das durch den lokalen Oszillator 202 der Modulatorstufe 204E abgegeben wird
S1	Schritt #1: Ermittlung des Ist-Leistungspegels P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$
S2	Schritt #2: Zurückkoppeln des Ist-Leistungspegels P_{out} zu einem ersten Eingangsanschluss der Komparatorstufe 212 in der Rückkopplungskette der automatischen Leistungssteuerungsschleife 201E
S3	Schritt #3: Vergleichen des Ist-Leistungspegels P_{out} mit einem Referenzsignal V_{ref} , welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals darstellt und welches einem zweiten Eingangsanschluss der Komparatorstufe 212 zugeführt wird

Nr.	Systemkomponente oder Prozedurschritt
S4	Schritt #4: Kompensieren von Instabilitäten der HF-Ausgangsleistung P_{out} durch Steuerung des Dämpfungsfaktors a eines spannungsgesteuertes Dämpfungsgliedes 203 auf der Grundlage von Betrag und Vorzeichen der Differenz zwischen den Ist-Leistungspegel P_{out} und dem Nenn-Leistungspegel P_{ref}
S1'	Schritt #1': Zugreifen auf eine Datenbasis, die in einem in der drahtlosen Kommunikationsvorrichtung integrierten Festwertspeicher gespeichert ist und die Informationen über vorrichtungs- bzw. gerätespezifische Hardware-Toleranzen, Einflüsse, die durch Temperaturdrifts dT/dt und Batteriespannungsdrifts dU_{batt}/dt hervorgerufen werden, enthält
S2'	Schritt #2': Kompensieren von Instabilitäten der HF-Ausgangsleistung P_{out} auf der Grundlage dieser Informationen
S1"	Schritt #S1": Messen des Speisestromes I_{PA} des Leistungsverstärkers 205 durch Ermitteln eines Spannungsabfalls U_{RM} , der dem Speisestrom I_{PA} proportional ist, an einem niederohmigen Widerstand R_M , der in der Speisestromleitung des Leistungsverstärkers 205 liegt
S2"	Schritt #2": Abgabe dieser Spannung U_{RM} an einen ersten Eingangsanschluss der Komparatorstufe 212 in der Rückkopplungskette der automatischen Leistungssteuerungsschleife 201E
S3"	Schritt #3": Vergleichen der ermittelten Spannung U_{RM} mit einem Referenzsignal V_{ref} , welches den Nenn-Leistungspegel P_{ref} für den gewünschten Ausgangsleistungspegel P_{out} des HF-Ausgangssignals $x(t)$ darstellt und welches einem zweiten Eingangsanschluss der Komparatorstufe 212 zugeführt wird
S4"	Schritt #4": Kompensieren von Instabilitäten der HF-Ausgangsleistung P_{out} durch Steuern des Dämpfungsfaktors a eines spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes 203 auf der Grundlage von Betrag und Vorzeichen der Differenz zwischen der ermittelten Spannung U_{RM} und dem Referenzsignal V_{ref}
S5	Schritt #5: Einstellen des Verstärkungsfaktors G_{PA} des Leistungsverstärkers 205 durch ein externes Leistungsverstärker-Steuersignal (PA-Steuersignal)

Patentansprüche

1. QAM-Sender einer drahtlosen Kommunikationsvorrichtung in einer zellularen Netzwerkumgebung auf einer Zeitmultiplex-(TDM)-Basis, wobei jeder QAM-Kanal in Aufwärtsrichtung in eine zuvor festgelegte Anzahl von Zeitmultiplex-Vielfachzugriffs-(TDMA)-Kanälen unterteilt ist und wobei jedem mobilen Endgerät (MT_i), welches an einer Kommunikation mit einer Basisstation (BS) teilnimmt, ein periodisch wiederholter Zeitschlitz (TS_i) zugeteilt ist,

wobei der QAM-Sender (**200b**) umfasst

– eine Modulatorstufe (**204E**), bestehend aus zwei Aufwärtsmischern (**204a**, **204b**), die durch einen lokalen Oszillator (**202**) für eine direkte Aufwärtsmischung eines In-Phase-(I)-Signals und eines Quadratur-(Q)-Signals eines komplexen Wert aufweisenden analogen Basisbandsignals ($x_{LP}(t)$) aus dem Basisband in ein HF-Band gesteuert werden, einem 90-Grad-Phasenschieber (**204c**), der mit einem LO-Eingangsanschluss eines dieser Aufwärtsmischer (**204a**) in einer Quadraturkette der genannten Modulatorstufe (**204E**) verbunden ist, und einem Summierelement (**204d**) zum Kombinieren der HF-Ausgangssignale der Aufwärtsmischer (**204a**

+ b),

– einen Leistungsverstärker (**205**) mit veränderbarer Verstärkung, der dem Summierelement (**204d**) nachgeschaltet ist,

– und eine automatische Leistungssteuerschaltung (**201E**) zur Stabilisierung des Leistungspegels (P_{out}) des am Ausgangsanschluss des genannten Leistungsverstärkers (**205**) zu übertragenden HF-Signals ($x(t)$), wobei die betreffende Schaltung (**201E**) eine Komparatorstufe (**212**) umfasst, der ein Referenzsignal (V_{ref}), welches einen Nennleistungspegel (P_{ref}) für einen gewünschten Leistungspegel (P_{out}) des HF-Signals ($x(t)$) darstellt, und ein Rückkopplungssignal (FS) zugeführt werden, welches einen Istleistungspegel (P_{out}) des betreffenden HF-Signals ($x(t)$) darstellt,

dadurch gekennzeichnet, dass in der Modulatorstufe (**204E**) ein spannungsgesteuertes Dämpfungsglied (**203**) zur Bedämpfung des Leistungspegels (P_c) eines durch den lokalen Oszillator (**202**) gelieferten, etwa sinusförmigen Oszillatorsignals ($c(t)$) untergebracht ist, welches von den genannten Aufwärtsmischern (**204a**, **204b**) zur direkten Aufwärtsmischung des In-Phase-(I)- und des Quadratur-(Q)-Signals herangezogen wird, derart, dass dadurch der Leistungspegel (P_{out}) des HF-Signals ($x(t)$) bedämpft wird, wobei ein Steuereingangsanschluss des betreffenden spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes (**203**) mit einem Ausgangsanschluss der genannten Komparatorstufe (**212**) verbunden ist.

2. QAM-Sender nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die genannte automatische Leistungssteuerschaltung (**201E**) als geschlossene Schleifenschaltung realisiert ist, wobei die ermittelte Signalamplitude des zu übertragenden HF-Signals ($x(t)$) als das genannte Rückkopplungssignal (FS) herangezogen wird.

3. QAM-Sender nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die genannte automatische Leistungssteuerschaltung (**201E**) als geschlossene Schleifenschaltung realisiert ist, wobei der Abgabestrom (I_{PA}) eines in dem QAM-Sender (**200b**) integrierten Leistungsverstärkers (**205**) als das genannte Rückkopplungssignal (FS) herangezogen wird.

4. Verfahren zur Stabilisierung des Leistungspegels (P_{out}) eines am Ausgangsanschluss eines in einem QAM-Sender (**200b**) einer drahtlosen Kommunikationsvorrichtung integrierten Leistungsverstärkers (**205**) mit veränderbarer Verstärkung zu übertragenden modulierten HF-Signals ($x(t)$), wobei das betreffende Verfahren während einer Burst-Zeitspanne (T_{Burst}) eines periodisch wiederholten Zeitschlitzes (TS) ausgeführt wird, der der drahtlosen Kommunikationsvorrichtung zugeteilt ist, umfassend die Verfahrensschritte

Detektieren (S1) eines Istleistungspegels (P_{out}) des HF-Signals ($x(t)$),

Rückkoppeln (S2) des genannten Istleistungspegels (P_{out}) zu einem ersten Eingangsanschluss einer Komparatorstufe (**212**) in einer Rückkopplungskette eines automatischen Leistungssteuerkreises (**201E**),

Vergleichen (S3) des betreffenden Istleistungspegels (P_{out}) mit einem einen Nennleistungspegel (P_{ref}) für einen gewünschten Ausgangsleistungspegel (P_{out}) des HF-Signals ($x(t)$) darstellenden Referenzsignal (V_{ref}), welches einem zweiten Eingangsanschluss der Komparatorstufe (**212**) zugeführt wird,

und Kompensieren (S4) von Instabilitäten der HF-Ausgangsleistung (P_{out}) auf der Grundlage der Größe und des Vorzeichens der Differenz zwischen dem Istleistungspegel (P_{out}) und dem Nennleistungspegel (P_{ref}),

dadurch gekennzeichnet,

dass der Instabilitäten der HF-Ausgangsleistung (P_{out}) kompensierende Schritt (S4) dadurch ausgeführt wird, dass ein Dämpfungsfaktor (a) eines spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes (**203**) derart gesteuert wird, dass ein Istwert des Leistungspegels (P_{out}) eingestellt (S0) wird,

wobei das betreffende spannungsgesteuerte Dämpfungsglied (**203**) in einer Modulatorstufe (**204E**) des QAM-Senders (**200b**) integriert ist und zur Bedämpfung des Leistungspegels (P_c) eines etwa sinusförmigen Oszillatorsignals ($c(t)$) herangezogen wird, welches von einem in der genannten Modulatorstufe (**204E**) integrierten lokalen Oszillator (**202**) geliefert wird.

5. Verfahren nach Anspruch 4, gekennzeichnet durch folgende Schritte:

– Messen (S1'') eines Abgabegleichstroms (I_{PA}) des Leistungsverstärkers (**205**) durch Ermitteln eines dem betreffenden Abgabestrom (I_{PA}) proportionalen Spannungsabfalls (U_{RM}) an einem niederohmigen Widerstand (R_M), der in einer Spannungsversorgungsleitung des Leistungsverstärkers (**205**) untergebracht ist,

– Zuführen (S2'') dieser Spannung (U_{RM}) zu einem ersten Eingangsanschluss der Komparatorstufe (**212**) in der Rückkopplungskette des automatischen Leistungssteuerkreises (**201E**),

– Vergleichen (S3'') der ermittelten Spannung (U_{RM}) mit einem einem zweiten Eingangsanschluss der Komparatorstufe (**212**) zugeführten, den Nennleistungspegel (P_{ref}) für den gewünschten Ausgangsleistungspegel (P_{out}) des HF-Signals ($x(t)$) darstellenden Referenzsignal (V_{ref})

– und Kompensieren (S4'') von Instabilitäten der HF-Ausgangsleistung (P_{out}) durch Steuern des Dämpfungsfaktors (a) des spannungsgesteuerten Dämpfungsgliedes (**203**) auf der Grundlage der Größe und des Vorzeichens der Differenz zwischen der ermittelten Spannung (U_{RM}) und dem Referenzsignal (V_{ref}).

6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, gekennzeichnet durch den Schritt des Einstellens (S5) des Verstärkungsfaktors (G_{PA}) des Leistungsverstärkers (**205**) mittels eines externen Leistungsverstärker-Steuersignals (PA-Steuerung).

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass der Verstärkungsfaktor (G_{PA}) des Leistungsverstärkers (**205**) zur Verbesserung der Nachbarkanaltrennung innerhalb einer Burst-Zeitspanne (T_{Burst}) eines periodisch wiederholten Zeitschlitzes (TS_i) auf seinen Maximalwert und außerhalb der betreffenden Burst-Zeitspanne (T_{Burst}) auf Null festgelegt ist.

8. Drahtlose Kommunikationsvorrichtung in einer zellularen Netzwerkumgebung auf Zeitmultiplexbasis (TDM), wobei jeder QAM-Kanal in einer Aufwärtsrichtung in eine zuvor festgelegte Anzahl von Zeitmultiplex-Vielfachzugriffs-(TDMA)-Kanälen unterteilt ist und wobei jedem mobilen Endgerät (MT_i), welches an einer Kommunikation mit einer Basisstation (BS) teilnimmt, ein periodisch wiederholter Zeitschlitz (TS_i) einer zuvor festgelegten Länge (T_{TS}) zugeteilt ist, gekennzeichnet durch einen QAM-Sender (**200b**) nach einem der Ansprüche 1 bis 3.

Es folgen 9 Blatt Zeichnungen

FIG. 1a

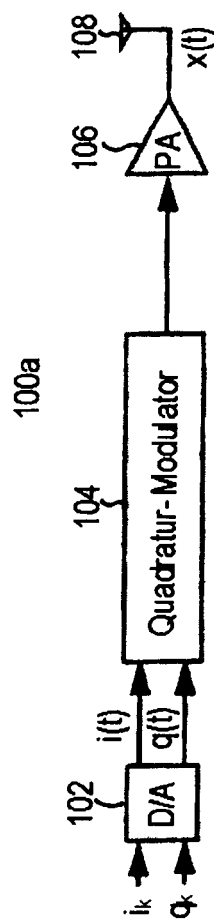


FIG. 1b

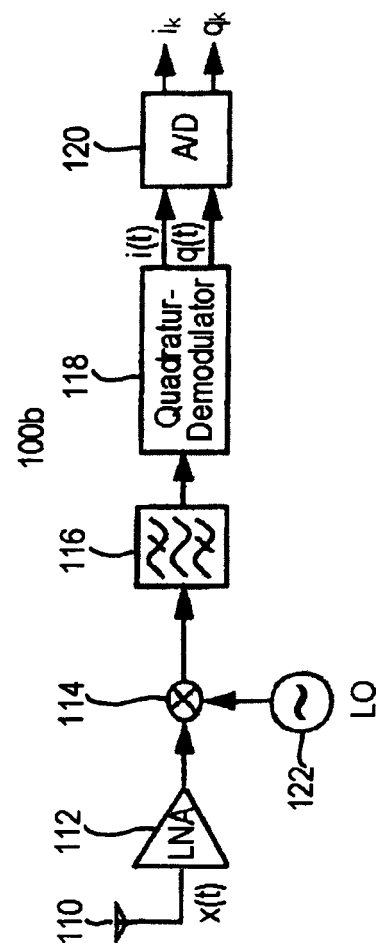


FIG. 2

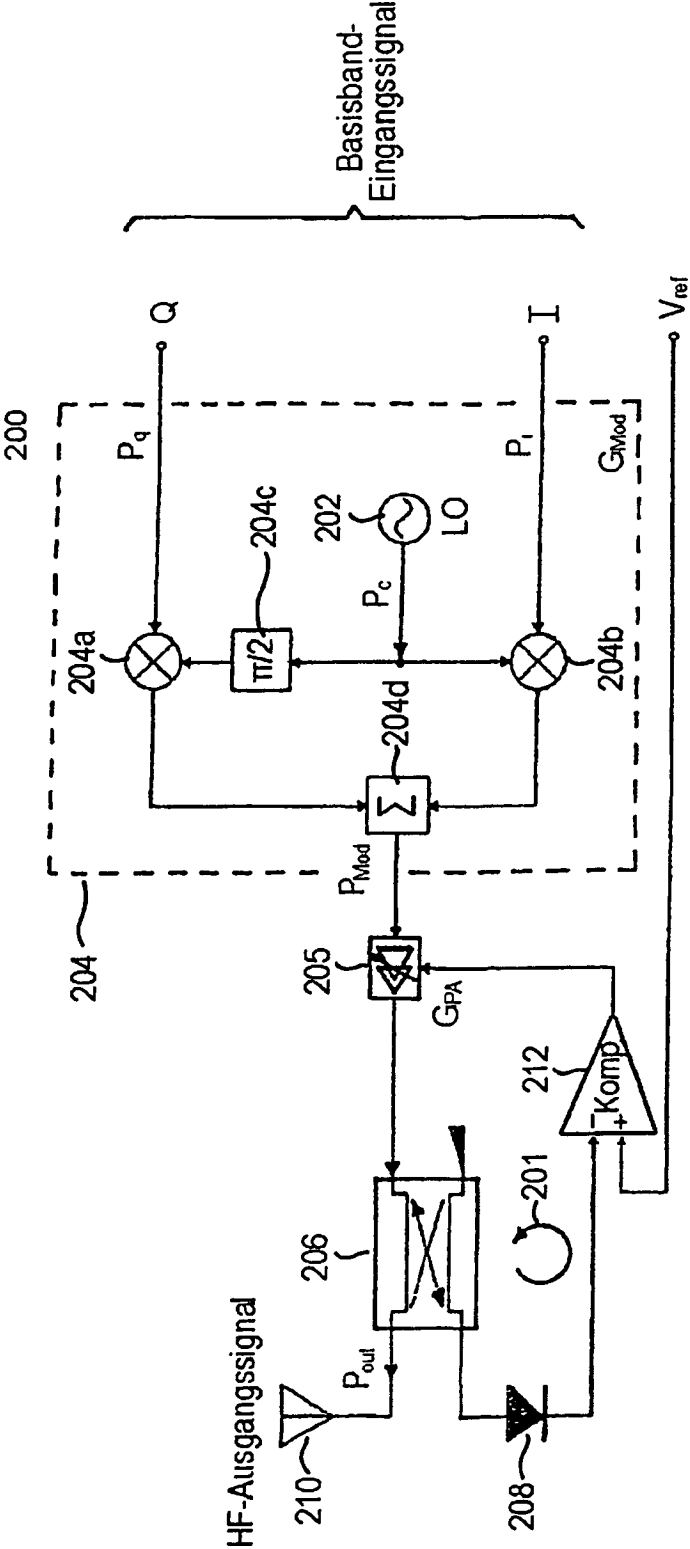


FIG. 2a

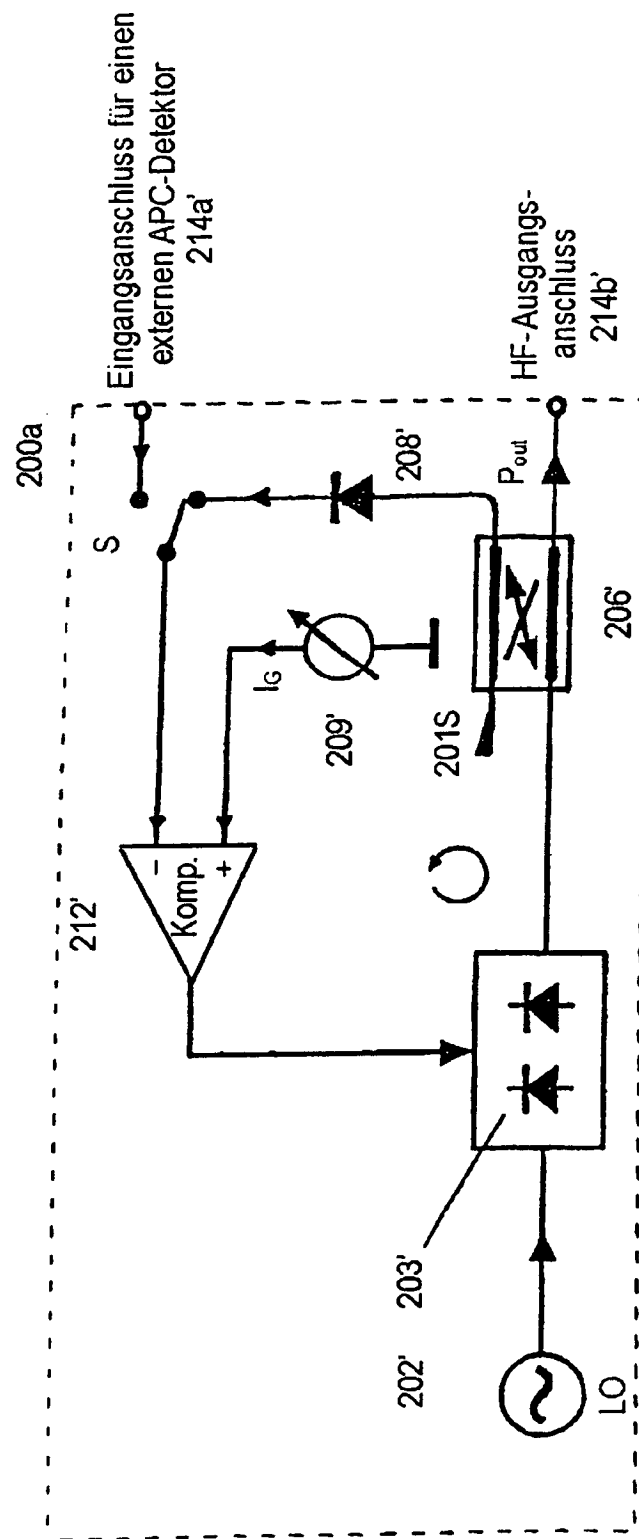


FIG. 2b

Verfahren #1
Leistungssteuerung
mit geschlossener Schleife

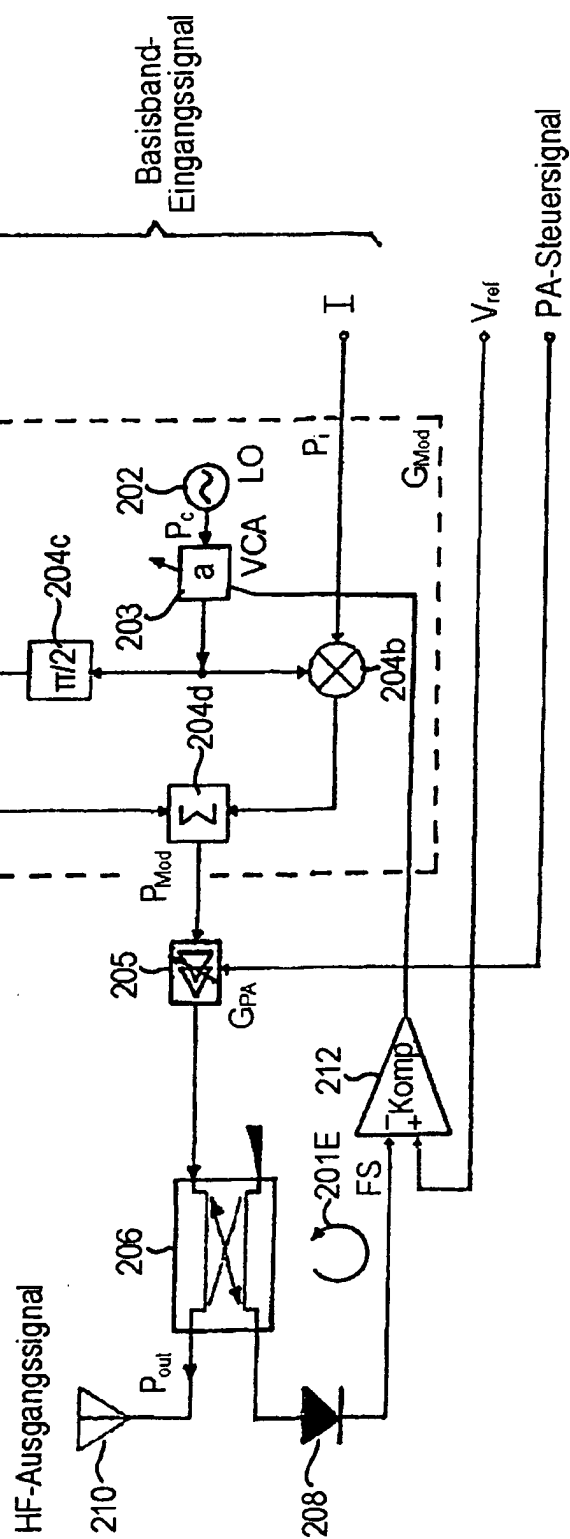


FIG. 2c

Verfahren #2
Leistungssteuerung
mit offener Schleife

HF-Ausgangssignal

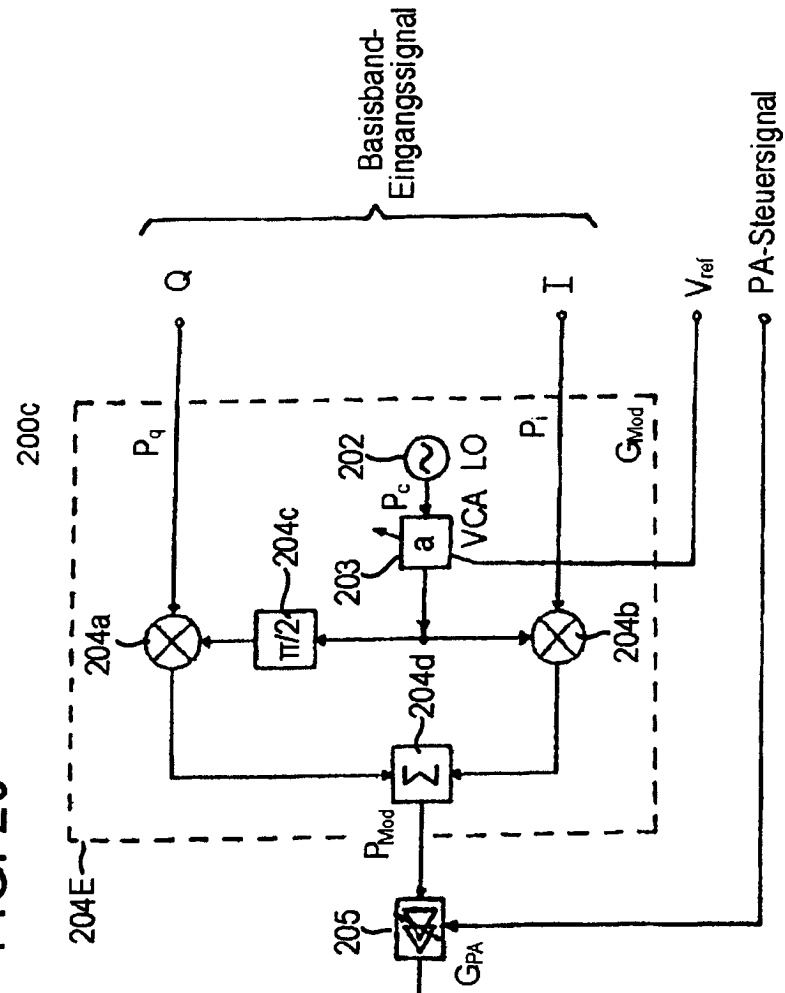


FIG. 2d

Verfahren #3
auf Stromermittlung
basierende Leistungssteuerung

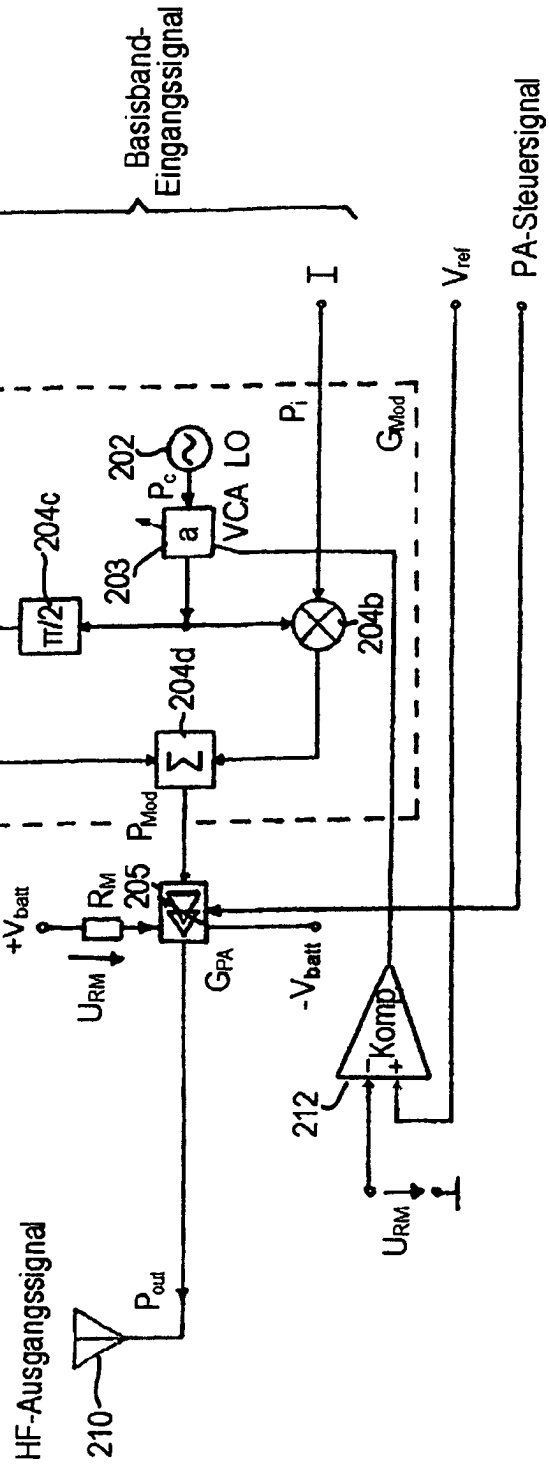


FIG. 3a

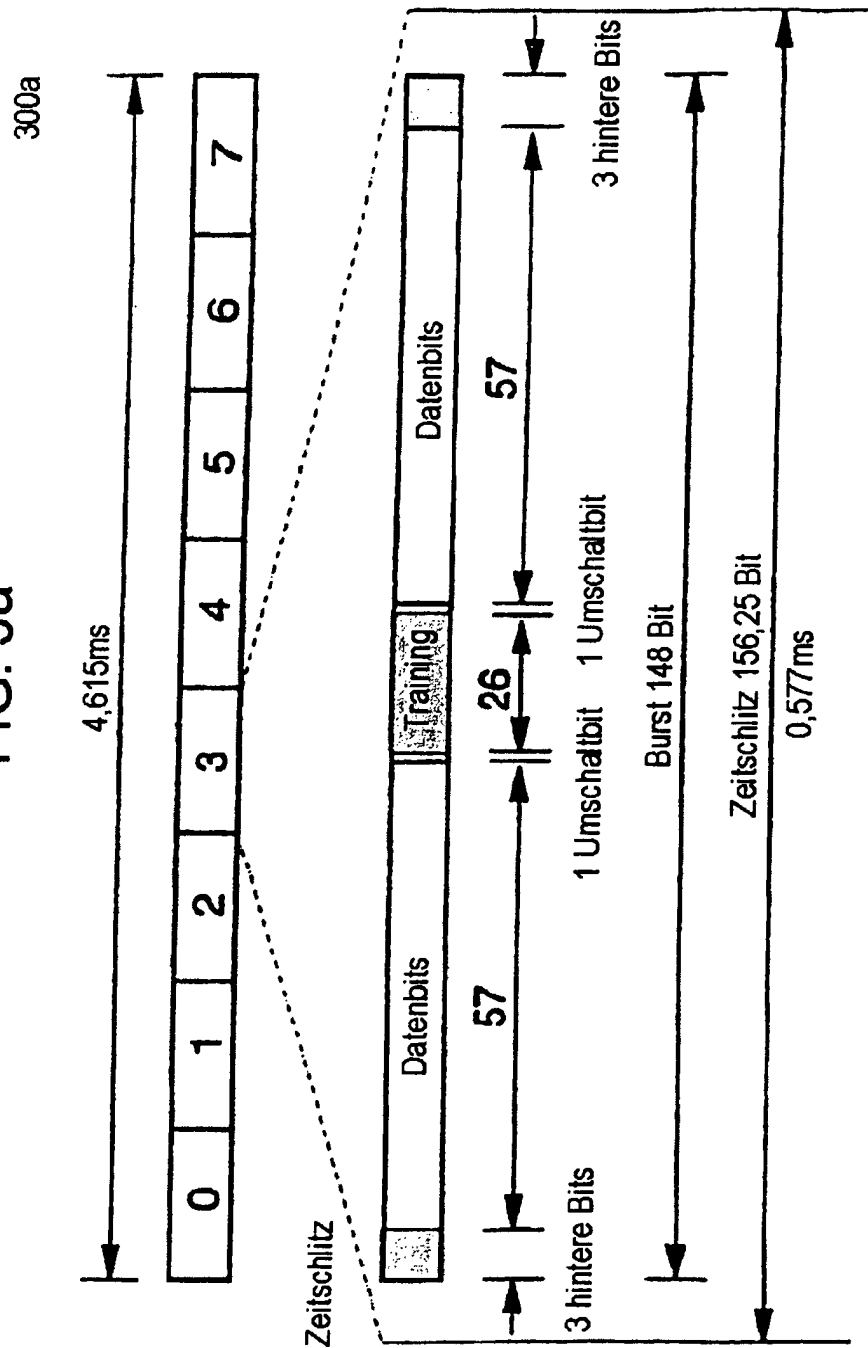


FIG. 3b

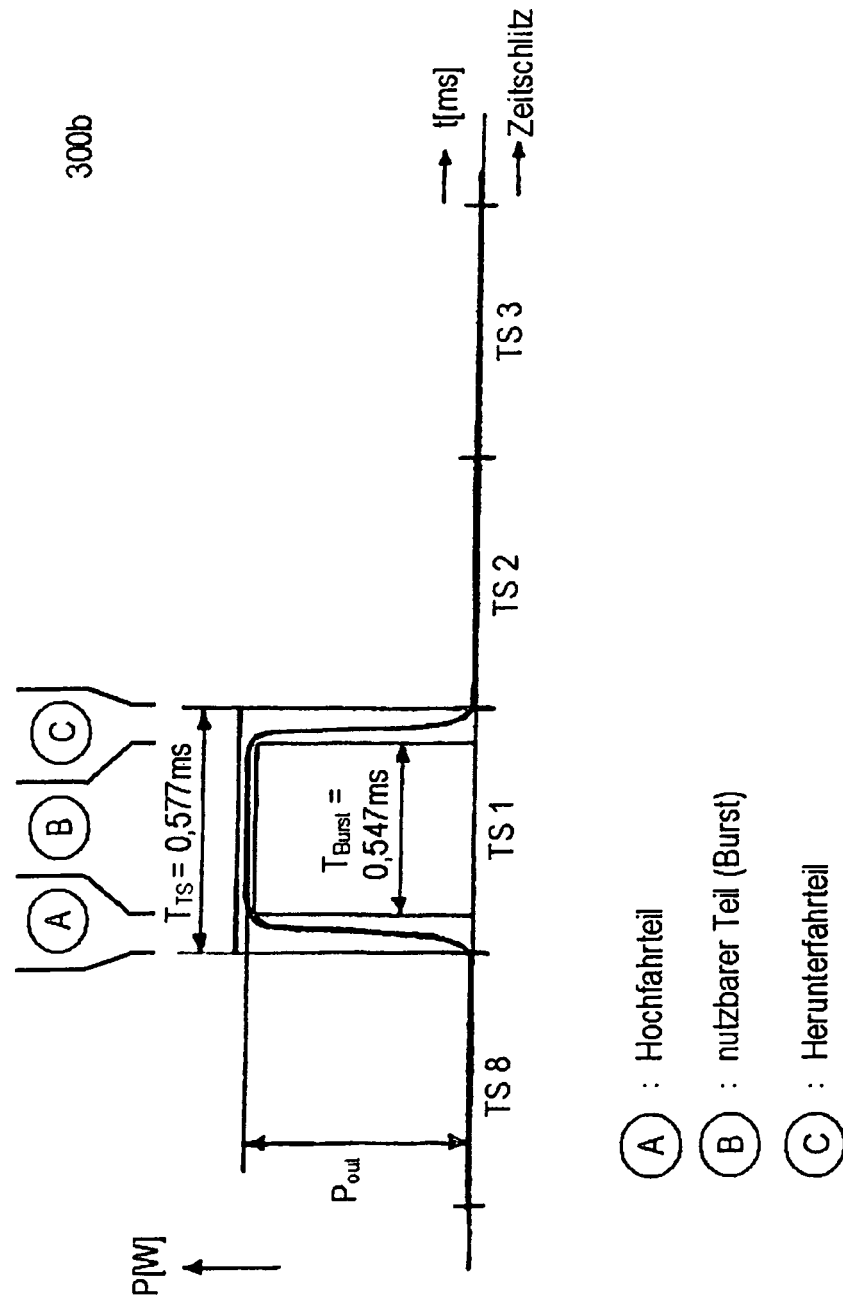


FIG. 4

