(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 603 14 437 T2** 2008.02.14

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 556 968 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **603 14 437.3**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US03/34856**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **03 778 065.7**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2004/040795**
(86) PCT-Anmeldetag: **29.10.2003**
(87) Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung: **13.05.2004**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **27.07.2005**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **13.06.2007**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **14.02.2008**

(51) Int Cl.[8]: ***H04B 7/00*** (2006.01)

(30) Unionspriorität:

10250613	**30.10.2002**	**DE**
327162	**20.12.2002**	**US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB

(73) Patentinhaber:
Advanced Micro Devices Inc., Sunnyvale, Calif., US

(74) Vertreter:
Grünecker, Kinkeldey, Stockmair & Schwanhäusser, 80538 München

(72) Erfinder:
EHRENREICH, Sebastian, 69250 Schoenau, DE; DATHE, Lutz, 01109 Dresden, DE; SANDIG, Karl-Heinz, 01159 Dresden, DE

(54) Bezeichnung: **EIN INTEGRIERTER HOCHSIGNALPEGELDETEKTOR ANWENDBAR FÜR DIE AUTOMATISCHE PEGELREGELUNG**

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 DER VORLIEGENDEN ERFINDUNG

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft im Allgemeinen automatisierte Verfahren zum Bestimmen eines Radiofrequenz-(RF)signals, das von einem Sendegerät ausgesendet wird, wie es beispielsweise in drahtlosen Kommunikationssystemen mit beispielsweise drahtlosen lokalen Netzwerken (WLAN), Mobiltelefonen, und dergleichen verwendet wird, und betrifft insbesondere ein chipinternes Detektionssystem für RF-Signale, das einfach in ein integriertes automatisches Leistungspegelsteuersystem implementierbar ist.

BESCHREIBUNG DES STANDS DER TECHNIK

[0002] Auf Grund der ständig zunehmenden Nachfrage für drahtlose Zwei-Weg-Kommunikationssysteme, werden gegenwärtig große Anstrengungen unternommen, um Sendegeräte/Empfangsgeräte, die im Folgenden auch als Sende/Empfangsgeräte bezeichnet werden, zu entwickeln, die ein hohes Maß an Zuverlässigkeit bei geringen Kosten bieten. Ein Schlüsselproblem in dieser Hinsicht ist der Grad an Integration, mit dem ein entsprechendes Sende/Empfangsgerät herstellbar ist. Ferner ist in vielen Anwendungen, etwa Mobiltelefonen, Mobilcomputeranwendungen und dergleichen eine geringe Leistungsaufnahme ein wesentlicher Gesichtspunkt, um lange Betriebszeiten mit begrenzter Batterieleistung zu erreichen.

[0003] Gegenwärtig ist eine große Anzahl an Sende/Empfangsgeräten verfügbar, wobei im Wesentlichen zwei Architekturen der Sende/Empfangselemente gegenwärtig auf dem Markt konkurrieren. Auf Grund des hohen Grades an Integration, der möglich ist, und dem Potential zur Reduktion der Leistungsaufnahme scheint die sogenannte Direktumsetzungsarchitektur die bevorzugte Schaltungsart im Vergleich zu der sogenannten Super-heterodyn-Architektur zu werden. In der Super-heterodyn-Technik wird eine Zwischenfrequenz (ZF) verwendet, die wesentlich kleiner als die Frequenz der RF-Trägerwelle ist. Obwohl die Super-heterodyn-Architektur gut bekannt ist und die Herstellung zuverlässig arbeitender Geräte erlaubt, erfordern die äußerst selektiven RF-Filter, die für den korrekten Betrieb dieser Geräte erforderlich sind, die Anwendung von Kondensatoren und Induktivitäten mit hoher Güte, wodurch der Grad an erreichbarer Integration eingeschränkt ist, da Induktivitäten mit hoher Güte nicht in einfacher Weise in ein Halbleitersubstrat integrierbar sind. Diese Tatsache und die an sich höhere Leistungsaufnahme der Verstärker, die bei höheren Frequenzen arbeiten, führten zu der erneuten Einführung der sehr alten sogenannten Direktumsetzungstechnik, in der das Nutzsignalband, das auch als Basisband bezeichnet wird, direkt in das RF-Frequenzband, während des Sendens heraufgesetzt und direkt in das Basisband bei Empfang des RF-Trägersignals herabgesetzt wird. Da die Signalverarbeitung im Wesentlichen im Basisband stattfindet, können großvolumige Induktivitäten mit hoher Güte im Wesentlichen vermieden werden und entsprechende Filterelemente können als chipinterne Implementierungen bereitgestellt werden.

[0004] Unabhängig von der Art der in Sende/Empfangsgeräten verwendeten Architektur ist es im Allgemeinen erforderlich, eine genaue Steuerung des Betriebs dieser Geräte auszuführen, um damit eine zuverlässige Datenübertragung unter diversen Umweltbedingungen zu erreichen. Ein Problem in dieser Hinsicht ist die Steuerung der Signalpegelausgangsleistung im Sendebereich des Sende/Empfangsgeräts. Die Ausgangsleistungssteuerung ist wünschenswert beispielsweise in Anwendungen, in denen eine maximale Betriebszeit mit einer begrenzten Versorgungsleistung erforderlich ist. In anderen Anwendungen können gesetzliche Regelungen vorschreiben, dass eine maximale Ausgangsleistung nicht überschritten werden darf, wohingegen in noch weiteren Anwendungen eine kontinuierliche Steuerung der Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Position des Gerätes hinsichtlich der Verringerung von Interferenzen mit anderen Sende/Empfangsgeräten wünschenswert sein kann.

[0005] Ein weiteres Problem betrifft die Verstärkungssteuerung auf der Empfängerseite, da äußerst unterschiedliche Eingangssignalpegel auf Grund von Signalschwankungen, die beispielsweise durch Änderung der Position des Senders und/oder des Empfängers verursacht werden, empfangen werden können. Um daher eine gesteuerte Sendeleistung und/oder eine gesteuerte Empfängerverstärkung bereitzustellen, muss das RF-Signal detektiert und weiter verarbeitet werden, um eine geeignete Steuervariable zu erhalten, die das Einstellen der Ausgangsleistung auf eine gewünschte Größe zulässt, oder die verwendbar ist, um anderweitig den Betrieb des Sende/Empfangsgeräts zu steuern. Zum Detektieren des RF-Signalpegels werden häufig sogenannte Hüllkurvendetektoren verwendet, die es ermöglichen, ein Signal zu erhalten, das die Größe der Änderung des RF-Signals und damit des RF-Ausgangsleistungspegels kennzeichnet.

[0006] In IEEE Journal für Festkörperschaltungen, Band 36, Nr. 3, März 2001, "A low power CMOS super regenerative receiver at 1 GHz", von Alexandre Vouilloz et al., ist ein Kleinleistungs- und Kleinspannungsempfänger mit Superregeneration offenbart, der bei 1 GHz arbeitet und in einem 0,35 µm CMOS-Prozess hergestellt ist. Unter anderem umfasst dieser Empfänger einen Verstärker mit geringem Rauschen, einen Oszillator und einen Hüllkur-

vendetektor. Der Hüllkurvendetektor ist aus einem Transistorpaar aufgebaut, das an den Drain- und Source-Anschlüssen mit einer Konstantstromquelle gekoppelt ist, die mit dem gemeinsamen Source-Anschluss des Transistorpaares verbunden ist. Eine Referenzspannung für eine Ausgangsspannung, die an dem gemeinsamen Sourceanschluss des Transistorpaares erhalten wird, wird durch einen Transistor erzeugt, der aus zwei parallelen Transistoren mit der gleichen Vorspannungsbedingung, wie das Transistorpaar gebildet ist, wobei eine Konstantstromquelle an der Source des Referenzspannungstransistors vorgesehen ist.

[0007] In IEEE-Journal für Festkörperschaltungen, Band 33, Nr. 12, Dezember 1998, ist in "An IC for linearizing RF power amplifiers using envelope elimination and restoration" von David K Su und William J McFarland eine Schaltung zum Linearisieren eines Senderausgangsverstärkers offenbart. Der integrierte CMOS-Hüllkurvendetektor enthält einen NMOS-Transistor mit einer Konstantstromquelle in der Source-Leitung und einen integrierenden Kondensator parallel zu der Konstantstromquelle. Ferner ist eine Pseudoreplikationsschaltung vorgesehen, um die Gleichspannung zu eliminieren und um Verzerrungen des ersten Transistors zu reduzieren, wobei die Eingangssignale eines Operationsverstärkers an das Source des ersten Transistors bzw. an das der Pseudoreplikationsschaltung gekoppelt sind. Der Ausgang des Operationsverstärkers ist auf die Gates des Transistors in dieser Pseudoreplikationsschaltung zurückgekoppelt, so dass die Ausgangsknotenpunkte beider Transistoren auf gleichen Pegel gehalten werden.

[0008] GB-A-2 313 967 offenbart eine integrierte Radiofrequenzsignalpegelanalysierschaltung, in der ein Radiofrequenzeinhüllungssignal, das von einem Einhüllendendetektor geliefert wird, und eine Referenzspannung, die von einer Referenzspannungsquelle geliefert wird, verglichen werden.

[0009] Um eine genaue und zuverlässige Steuerung beispielsweise der Sendeausgangsleistung eines Sende/Empfangsgeräts bereitzustellen, ist es ferner notwendig, das von dem Hüllkurvendetektor gewonnene Signal mit einem geeignet gewählten Referenzsignal zu vergleichen, um damit ein Steuersignal zu erhalten, wobei jedoch nicht nur detektorinterne Schwankungen, sondern auch Schwankungen beim Erzeugen und Verarbeiten des Referenzsignals zu einer Instabilität der entsprechenden Regelschleife führen können. Insbesondere die Einflüsse der Chiptemperatur, die Versorgungsleistungsschwankungen und Variationen des Herstellungsprozesses können deutlich die Möglichkeiten einer chipinternen Detektion absoluter RF-Signalleistungspegel und deren Vergleich mit vordefinierten Referenzsignalen beeinträchtigen.

[0010] Angesichts der obigen Problematik besteht daher ein Bedarf für eine verbesserte Schaltung zum Analysieren eines RF-Signalpegels, die eines oder mehrere der oben erwähnten Probleme verhindert oder zumindest deutlich verringert.

ÜBERBLICK ÜBER DIE ERFINDUNG

[0011] Im Allgemeinen richtet sich die vorliegende Erfindung an eine RF-Signalpegelanalysierschaltung, die vorteilhafter Weise bei der Ausgangsleistungssteuerung von Sende/Empfangselementen verwendbar ist, wobei eine verbesserte Stabilität erreicht wird, indem eine oder mehrere Referenzgleichspannungen in ein entsprechendes Referenzwechselspannungssignal mit einer zu der RF des zu analysierenden Signals vergleichbaren Frequenz umgewandelt werden. Das wechselspannungskonvertierte Referenzsignal kann dann in ähnlicher Weise wie das RF-Signal verarbeitet werden, um damit Schwankungen, die durch den RF-Signalweg eingeführt werden, zu minimieren.

[0012] Gemäß einer anschaulichen Ausführungsform umfasst eine integrierte RF-Signalpegelanalysierschaltung eine Referenzspannungsquelle, die ausgebildet ist, mindestens eine Referenzspannung bereitzustellen. Ein Gleichspannung/Wechselspannungs-(DC/AC)wandler ist vorgesehen und so gestaltet, um die mindestens eine Referenzspannung zu empfangen und eine AC-Referenzspannung zu erzeugen. Ferner ist ein Hüllkurvendetektor so ausgebildet, um die AC-Referenzspannung und ein zu analysierendes RF-Signal zu empfangen, und ist ferner so ausgebildet, um ein Referenzhüllkurvensignal und ein RF-Hüllkurvensignal aus den zugeführten Signalen zu erzeugen. Die Schaltung umfasst ferner eine Komparatorschaltung, die ausgebildet ist, das RF-Hüllkurvensignal und das Referenzhüllkurvensignal zu empfangen und ein Komparatorausgangssignal zu erzeugen, das ein Vergleichsergebnis kennzeichnet.

[0013] In einer weiteren anschaulichen Ausführungsform umfasst eine integrierte RF-Signalpegelanalysierschaltung eine Referenzspannungsquelle, die ausgebildet ist, eine erste Referenzspannung und eine zweite Referenzspannung bereitzustellen. Ein Einanal-DC/AC-Wandler ist vorgesehen und so ausgebildet, um selektiv die erste und die zweite Referenzspannung zu empfangen. Der Einkanal-DC/AC-Wandler ist ferner so ausgebildet, um eine AC-Referenzspannung auszugeben, die für eine empfangene Spannung kennzeichnend ist. Ferner ist eine Komparatorschaltung vorgesehen und so ausgebildet, um das RF-Signal und die AC-Referenzspannung zu empfangen und ist ferner ausgebildet, um ein Steuersignal auszugeben, das für ein Vergleichsergebnis des RF-Signals mit einer ersten AC-Referenzspannung und einer zweiten AC-Refe-

renzspannung kennzeichnend ist.

[0014] In einer weiteren Ausführungsform weist die Referenzspannungsquelle mehrere in Reihe geschaltete Widerstände auf.

[0015] In einer weiteren Ausführungsform bestimmen die erste und die zweite Referenzspannung eine obere Grenze und eine untere Grenze für einen spezifizierten Spannungspegel.

[0016] In einer weiteren Ausführungsform umfasst die Analysierschaltung ferner eine Steuerschaltung, die ausgebildet ist, den vordefinierten Spannungspegel auszuwählen.

[0017] In einer weiteren Ausführungsform umfasst die Analysierschaltung ferner mehrere Schalter, die mit der Referenzspannungsquelle verbunden und angeordnet sind, selektiv die erste und zweite Referenzspannung zu dem DC/AC-Wandler zuzuführen.

[0018] In einer weiteren Ausführungsform ist die Referenzspannungsquelle ausgebildet ist, um mehrere Referenzspannungen bereitzustellen, und wobei der DC/AC-Wandler ausgebildet ist, jede der mehreren Referenzspannungen mit dem gleichen Signalweg zu konvertieren.

[0019] In einer weiteren Ausführungsform weist der Hüllkurvendetektor einen AC-gekoppelten Source-Folger auf.

[0020] In einer weiteren Ausführungsform weist der Hüllkurvendetektor ferner eine integrierenden Kondensator auf.

[0021] In einer weiteren Ausführungsform weist der Hüllkurvendetektor einen ersten Detektorabschnitt und einen zweiten Detektorabschnitt auf, wobei der erste Detektorabschnitt und der zweite Detektorabschnitt im Wesentlichen identisch sind, und wobei der erste Detektorabschnitt gestaltet ist, die mindestens eine AC-Referenzspannung zu empfangen und der zweite Detektorabschnitt so angeordnet ist, um das Radiofrequenzsignal zu empfangen.

[0022] In einer weiteren Ausführungsform weist die Komparatorschaltung einen Offsetkompensierten Komparator auf.

[0023] Gemäß einer noch weiteren anschaulichen Ausführungsform umfasst ein Sende/Empfangselement eine Sendeschaltung mit einer RF-Ausgangsstufe und einer Steuereinheit, die ausgebildet ist, den Ausgangsleistungspegel der Ausgangsstufe einzustellen. Das Sende/Empfangsgerät umfasst ferner eine RF-Signalpegelanalysierschaltung, die so ausgebildet ist, wie dies in den vorhergehenden anschaulichen Ausführungsformen beschrieben ist, wobei die Steuereinheit den Ausgangsleistungspegel auf der Grundlage eines Steuersignals, das von der RF-Signalpegelanalysierschaltung bereitgestellt wird, einstellt.

[0024] In einer noch weiteren Ausführungsform umfasst ein Sende/Empfangselement eine Eingangsstufe, die ausgebildet ist, ein RF-Signal zu empfangen. Ferner ist eine RF-Signalpegelanalysierschaltung vorgesehen und kann die Komponenten aufweisen, die in den oben dargestellten Ausführungsformen beschrieben sind.

[0025] In einer noch weiteren anschaulichen Ausführungsform umfasst ein Verfahren zum Bestimmen eines RF-Signalpegels das Bereitstellen einer ersten Referenzspannung und einer zweiten Referenzspannung und das selektive Umwandeln der ersten und der zweiten Referenzspannung in eine erste AC-Referenzspannung und eine zweite AC-Referenzspannung, wobei der gleiche Signalverarbeitungsweg verwendet wird. Schließlich wird das RF-Signal mit der ersten und der zweiten AC-Referenzspannung verglichen, um ein Steuersignal zu erhalten, das kennzeichnend ist für ein Ergebnis des Vergleichs.

[0026] In einer weiteren anschaulichen Ausführungsform umfasst ein Verfahren zum Detektieren eines Radiofrequenzsignalpegels das Bereitstellen mindestens einer DC-Referenzspannung und das Umwandeln der mindestens einen DC-Referenzspannung in eine AC-Referenzspannung. Eine Einhüllende des Radiofrequenzsignals und der AC-Referenzspannung wird gemessen und die Einhüllende des Radiofrequenzsignals wird mit der Einhüllenden der AC-Referenzspannung verglichen, um ein Steuerausgangssignal zu erzeugen, das für ein Ergebnis des Vergleichs kennzeichnend ist.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0027] Weitere Vorteile, Aufgaben und Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung sind in den angefügten Patentansprüchen definiert und gehen deutlicher aus der folgenden detaillierten Beschreibung hervor, wenn diese mit Bezug zu den begleitenden Zeichnungen studiert wird; es zeigen:

[0028] Fig. 1 einen schematischen Schaltplan, der eine anschauliche Ausführungsform einer RF-Signalanalysierschaltung darstellt;

[0029] Fig. 2 einen Schaltplan, der schematisch anschauliche Ausführungsformen zeigt, in denen mehrere Referenzspannungen beim Analysieren eines RF-Signalpegels verwendet sind;

[0030] Fig. 3 eine Blockansicht, die schematisch einen Teil eines Sende/Empfangsgeräts zeigt mit einer Regelschleife zum Einstellen eines Ausgangsleis-

tungspegels, wobei die Regelschleife eine RF-Signalpegelanalysierschaltung aufweist, wie sie beispielsweise mit Bezug zu den Fig. 1 und Fig. 2 beschrieben ist;

[0031] Fig. 4 eine Blockansicht, die schematisch einen Sendebereich eines Sende/Empfangsgeräts zeigt mit einer automatischen Leistungspegelsteuerschleife gemäß einer anschaulichen Ausführungsform; und

[0032] Fig. 5 schematisch ein Zeitablaufdiagramm, das die Funktion des Sendebereichs darstellt, wie er in Fig. 4 gezeigt ist.

Arten zum Ausführen der Erfindung

[0033] Obwohl die vorliegende Erfindung mit Bezug zu den Ausführungsformen beschrieben ist, wie sie in der folgenden detaillierten Beschreibung sowie in den Zeichnungen dargestellt sind, sollte es selbstverständlich sein, dass die folgende detaillierte Beschreibung sowie die Zeichnungen nicht beabsichtigen, die vorliegende Erfindung auf die speziellen offenbarten anschaulichen Ausführungsformen einzuschränken, sondern die beschriebenen anschaulichen Ausführungsformen stellen lediglich beispielhaft die diversen Aspekte der vorliegenden Erfindung dar, deren Schutzbereich durch die angefügten Patentansprüche definiert ist.

[0034] Fig. 1 zeigt ein Schaltbild, das sich auf eine erste anschauliche Ausführungsform einer RF-Signalpegelanalysierschaltung **110** bezieht, in der ein RF-Signalpegel mit einer AC-Referenzspannung verglichen wird. Die Schaltung **100** umfasst eine DC-(Gleichspannungs) Referenzspannungsquelle **110**, die ausgebildet ist, eine DC-Referenzspannung V_{ref} zu erzeugen. In der anschaulichen Ausführungsform aus Fig. 1 kann die Referenzspannungsquelle **110** eine Konstantstromquelle **111** und einen Widerstand **112**, die in Reihe geschaltet sind, aufweisen, wobei die Referenzspannung V_{ref} an einem Knotenpunkt **113** abgreifbar ist. Die Referenzspannungsquelle **110** ist mit einem DC/AC-Wandler **120** verbunden, der in dem vorliegenden Beispiel einen ersten Schalter **121** und einen zweiten Schalter **122** aufweisen kann, wobei der erste Schalter **121** so angeschlossen ist, um an einem ersten Anschluss die Referenzspannung V_{ref} zu empfangen, und der mit einem zweiten Anschluss mit einem Ausgang **123** des DC/AC-Wandlers **120** verbunden ist. Der zweite Schalter **122** ist mit einem Anschluss mit einer zweiten Referenzspannung, die in dem vorliegenden Beispiel als Massepotential gezeigt ist, und ist mit dem anderen Anschluss mit dem Ausgang **123** verbunden. Ferner umfassen die Schalter **121** und **122** entsprechende Steuereingangsanschlüsse, um ein Taktsignal ∅1 bzw. ∅2 zu empfangen, die das Steuern des Betriebs der Schalter **121** und **122** ermöglichen.

[0035] Die Schaltung **100** umfasst ferner einen Hüllkurvendetektor **130**, der mit dem DC/AC-Wandler **120** verbunden ist über einen Signalpuffer **124** und ein Hochpasselement **125**, das aus einem Kondensator **126** und einem Widerstand **127**, der an ein spezifiziertes Referenzpotential **128** gekoppelt ist, aufgebaut ist. Das Hochpasselement **125** erzeugt eine AC-Kopplung zwischen dem DC/AC-Wandler **120** und dem Hüllkurvendetektor **130** und liefert ebenso eine DC-Vorspannung für den Hüllkurvendetektor **130**. Der Hüllkurvendetektor **130** kann eine geeignete Architektur aufweisen, die es ermöglicht, den Pegel eines zugeführten AC-Signals zu detektieren.

[0036] In einer Ausführungsform, wie in Fig. 1 gezeigt ist, umfasst der Hüllkurvendetektor **130** einen Transistor **131**, dessen Gate mit dem Kondensator **126** und dem Widerstand **127** verbunden ist. Das Source des Transistors **131** ist mit einer Konstantstromquelle **132** verbunden, wobei ein integrierender Kondensator **133** parallel zu der Konstantstromquelle **132** geschaltet ist. Das Source des Transistor **131**, der Kondensator **133** und die konstante Stromquelle **132** sind an einem gemeinsamen Knotenpunkt **134** verbunden, der auch als ein Ausgang des Hüllkurvendetektors **130** dient. Der Ausgang **134** ist mit einem Eingang **141** einer Komparatorschaltung **140** mit einem Ausgang **142** zum Bereitstellen eines Steuersignals, das ein Vergleichsergebnis charakterisiert, verbunden.

[0037] Ferner kann die Schaltung **100** einen zweiten Hüllkurvendetektor **150** aufweisen, der vorzugsweise von ähnlichem Aufbau wie der erste Hüllkurvendetektor **130** ist. Somit kann der zweite Hüllkurvendetektor **150** einen Transistor **151** beinhalten, dessen Source mit einem Kondensator **153** und einer Konstantstromquelle **152** verbunden ist, wobei ein gemeinsamer Knotenpunkt der Transistorsource, des Kondensators **153** und der Stromquelle **152** einen Ausgang **154** des zweiten Hüllkurvendetektors **150** bilden. Ein Hochpasselement **155** kann vorgesehen sein, das einen Kondensator **156** und einen Widerstand **157**, wovon ein Ende mit dem Referenzpotential **128** verbunden ist, aufweist. Wie zuvor mit Bezug zu dem ersten Hüllkurvendetektor **130** erläutert ist, liefert das Hochpasselement **155** eine AC-Ankopplung an den zweiten Hüllkurvendetektor **150** und liefert ferner eine DC-Vorspannung zu dem Transistor **151**. Es sollte beachtet werden, dass der erste und der zweite Hüllkurvendetektor **130**, **150** in sehr ähnlicher Weise hergestellt werden können, da diese Elemente in unmittelbarer Nachbarschaft auf einem kleinen Chipbereich gebildet werden, so dass die Herstellungstoleranzen minimal sein können.

[0038] Während des Betriebs liefert die Konstantstromquelle **110** die Referenzspannung V_{ref} durch Einprägen eines konstanten Stromes in den Widerstand **112**. Die Schalter **121**, **122** können mittels ei-

nes geeigneten Taktsignals angesteuert werden, beispielsweise zwei nicht überlappende Signale ∅1 und ∅2, die nicht in Phase sind, können vorgesehen sein, um damit ein im Wesentlichen quadratisches Signal an dem Ausgang **123** zu erhalten mit einer Frequenz, die durch die Taktfrequenz von ∅1 und ∅2 bestimmt ist. In einer Ausführungsform kann die Frequenz der Taktsignale ∅1 und ∅2 so gewählt werden, dass diese im Wesentlichen einem zu analysierenden RF-Signal entspricht.

[0039] Die an dem Ausgang **123** erhaltene AC-Referenzspannung wird in den ersten Hüllkurvendetektor **130** mittels dem Puffer **124** und dem Kondensator **126** eingekoppelt. Die AC-Referenzspannung wird dann in ein gleichspannungsbasiertes Signal durch den Transistor **121**, der als ein Source-Folger geschaltet ist, und den Integrationskondensator **133** umgewandelt. Somit wird eine Referenzspannung zu der Komparatorschaltung **140** zugeführt, die einen RF-Signalweg "gesehen" hat, der im Wesentlichen identisch zu dem Signalweg des zu analysierenden RF-Signals ist, das dem zweiten Hüllkurvendetektor **150** zugeleitet ist. Insbesondere wird ein Offset der DC-Referenzspannung V_{Ref} eliminiert, indem die DC-Referenzspannung in eine AC-basierte Referenzspannung umgewandelt wird. Ferner können durch die Anwendung eines RF-Signalweges, der im Wesentlichen identisch zu dem Signalweg des RF-Signals ist, dessen inhärente Schwankungen eliminiert oder zumindest deutlich reduziert werden. Damit kann ein Einfluss der Temperatur, der Versorgungsspannung und von Prozessvariationen vermieden oder zumindest reduziert werden.

[0040] Die Komparatorschaltung **140** erzeugt dann ein Ausgangssignal, das für eine Differenz zwischen dem detektierten RF-Signal und der detektierten AC-basierten Referenzspannung kennzeichnend ist. Beispielsweise kann die Komparatorschaltung **140** ein Offsetkompensierter Komparator sein, in der die gut bekannte Technik der geschalteten Kondensatoren verwendet wird. Beispielsweise kann die AC-basierte Referenzspannung einen oberen zulässigen Pegel des zu analysierenden RF-Signalpegels kennzeichnen und die Komparatorschaltung **140** kann einen RF-Signalpegel als zu hoch kennzeichnen, wenn die Einhüllende des RF-Signals die Einhüllende der AC-Referenzspannung übersteigt. Obwohl ein einzelner Komparator vorteilhaft sein kann hinsichtlich der Reduzierung der erforderlichen Chipfläche durch Minimierung der Anzahl der Komponenten, kann in anderen Anwendungen die Komparatorschaltung **140** so gestaltet sein, um ein Steuersignal an dem Ausgang **142** auszugeben, das eine genauere Bewertung des RF-Signalspegels zulässt. Das Steuersignal kann dann für weitere Steueraufgaben, wie dies mit Bezug zu den Fig. 3 bis Fig. 5 beschrieben ist, verwendet werden, wobei die AC-Referenzspannung eine effiziente Reduzierung von durch den Offset hervorgerufener Schwankungen ermöglicht.

[0041] Fig. 2 zeigt ein Schaltbild gemäß weiterer anschaulicher Ausführungsformen. In Fig. 2 sind Komponenten und Teile, die ähnlich oder identisch zu den in Fig. 1 gezeigten Teilen sind, durch die gleichen Bezugszeichen belegt, mit Ausnahme einer führenden "2" anstelle einer führenden "1". Eine Beschreibung dieser identischen Teile und Komponenten ist daher weggelassen. Eine RF-Signalpegelanalysierschaltung **200** umfasst eine Referenzspannungsquelle **210**, den DC/AC-Wandler **220**, einen ersten Hüllkurvendetektor **230**, der mit dem DC/AC-Wandler **220** mittels eines Signalspuffers **224** und ein Hochpasselement **225** verbunden ist. Ferner ist ein zweiter Hüllkurvendetektor **250** vorgesehen, dem ein Hochpasselement **255** zur AC-Ankopplung eines zu analysierenden RF-Signals vorgeschaltet ist. Eine Komparatorschaltung **240** ist mit den Ausgängen des ersten und des zweiten Hüllkurvendetektors **230**, **250** verbunden.

[0042] Die Referenzspannungsquelle **210** kann so ausgebildet sein, um mehrere DC-Referenzspannungen bereitzustellen. In einer Ausführungsform umfasst die Referenzspannungsquelle **210** einen Spannungsteiler mit mindestens einem ersten Widerstand **212a** und einem zweiten Widerstand **214**, wobei ein Spannungsabfall über dem zweiten Widerstand **214** das Referenzpotential **228** liefert, an das die Hochpasselemente **225** und **255** angeschlossen sind. In der in Fig. 2 gezeigten Ausführungsform ist ein dritter Widerstand **212n** vorgesehen, der es ermöglicht, zwei unterschiedliche DC-Referenzspannungen zu erzeugen, die wiederum unterschiedlich zu dem Referenzpotential **228** sind. In anderen Ausführungsformen kann eine Vielzahl von ersten Widerständen **212a** vorgesehen sein, um mehrere unterschiedliche Referenzspannungspaare in Bezug auf das Referenzpotential **228** zu erhalten. Beispielsweise können die mehreren ersten Widerstände **212a** mehrere Soll-RF-Signalpegelbereiche repräsentieren, die durch den Spannungsabfall über den entsprechenden ersten Widerständen **212a** definiert sind, so dass jedes entsprechende Referenzspannungspaar, das mit dem jeweiligen ersten Widerstand **212** verknüpft ist, einen maximalen Pegel und einen minimalen Pegel repräsentieren kann. Dabei können Offset-Werte der Versorgungsspannung zu einer Schwankung der Absolutwerte der Referenzspannungen führen, wobei allerdings die Relativwerte, d. h. die Hysterese eines entsprechenden Referenzspannungspaares im Wesentlichen erhalten bleibt.

[0043] Jeder der ersten Widerstände **212a** und der dritte Widerstand **212n** sind mit einer entsprechenden Vielzahl erster Schalter **221a** bis **221n** verbunden, wobei jeder der ersten Schalter **221a** bis **221n** mit einer Steuerlogik **260** verbunden ist, die ausgebildet ist, einen der ersten Schalter **221a** freizugeben,

während die restlichen ersten Schalter **221a** bis **221** deaktiviert sind. Wenn beispielsweise lediglich der erste Widerstand **212a**, der dritte Widerstand **212n** und der Widerstand **214** vorgesehen sind, um einen Spannungsteiler zu bilden, kann an eine erste Referenzspannung dem DC/AC-Wandler **220** zugeführt werden, indem der erste Schalter **221a** aktiviert und der erste Schalter **221n** deaktiviert wird, und eine zweite Referenzspannung kann angelegt werden, indem der erste Schalter **221a** deaktiviert und der erste Schalter **221n** aktiviert wird. Im Folgenden wird auf eine erste und eine zweite Referenzspannung verwiesen, die eine obere Grenze und eine untere Grenze für einen Sollsignalpegelbereich repräsentieren, der durch einen entsprechenden ersten Widerstand **212a** bestimmt ist, wobei in anderen Ausführungsformen mehrere Referenzspannungen verwendet werden können, beispielsweise durch Auswählen eines der Schalter **221a** bis **221n**, so dass ein RF-Signalpegel auf der Grundlage mehrerer Referenzspannungen bewertet werden kann.

[0044] Der erste und der zweite Hüllkurvendetektor **230**, **250** können ferner Schalter **234**, **254** aufweisen, die so angeschlossen sind, um selektiv den Zustand des ersten und des zweiten Hüllkurvendetektors **230**, **250** zurückzusetzen. Die Schalter **234**, **254** können mit einer Steuerschaltung (nicht gezeigt) verbunden sein, die die Steuerung des Schaltvorgangs ermöglicht. Anders als in den Ausführungsformen, wie sie mit Bezug zu Fig. 1 beschrieben sind, sind die Transistoren **231**, **251** P-Kanal MOS-Transistoren, wobei zu beachten ist, dass die Auswahl der Art des zu verwendenden MOS-Transistors eine Gestaltungs- und Prozessfrage ist, und N-Kanal MOS-Transistoren können bei Bedarf ebenso gewählt werden.

[0045] In Betrieb kann die Steuerlogik **260** den ersten Schalter **221a** aktivieren, so dass die Funktion des Schalter **221a** durch ein erstes Taktsignal ∅1 gesteuert ist, wohingegen die Funktion des zweiten Schalters **222** durch das nicht überlappende außer-Phase-Takt-Signal ∅2 gesteuert ist, um eine AC-Referenzspannung an dem Ausgang **223** bereitzustellen. Die weitere Signalverarbeitung der AC-Referenzspannung ist ähnlich zu jener, die bereits mit Bezug zu Fig. 1 beschrieben ist. Die Komparatorschaltung **240** empfängt also eine erste AC-basierte Referenzspannung, die von dem ersten Hüllkurvendetektor **230** geliefert wird, und empfängt ein Signal, das für das zu analysierende RF-Signal kennzeichnend ist und dem zweiten Hüllkurvendetektor **250** zugeleitet ist. Die Komparatorschaltung **240** kann dann ein erstes Steuersignal erzeugen, das das Ergebnis des Vergleichs repräsentiert. Beispielsweise kann das erste Steuersignal auf einer ersten Signalleitung **243** in Form eines binären Signals bereitgestellt werden, das anzeigt, ob das Eingangssignal des zweiten Hüllkurvendetektors **250** größer oder kleiner als das Signal ist, das von dem ersten Hüllkurvendetektor **230** geliefert wird, wodurch angezeigt wird, ob der RF-Signalpegel eine vordefinierte obere Grenze, die durch die erste AC-basierte Referenzspannung repräsentiert ist, übersteigt oder nicht.

[0046] Die Steuerlogik **260** kann dann beispielsweise auf der Grundlage des Wertes des ersten Steuersignals oder in regelmäßiger Weise den Schalter **221a** deaktivieren und den Schalter **221n** aktivieren. Gleichzeitig können die Schalter **234**, **254** für eine vordefinierte Zeitdauer aktiviert werden, um den ersten und den zweiten Hüllkurvendetektor **230**, **250** zurückzusetzen. Ein entsprechendes Steuersignal zum Aktivieren der Schalter **234**, **254** kann beispielsweise von der Steuerlogik **260** geliefert werden. Anschließend werden die ersten und die zweiten Schalter **221n**, **222** des DC/AC-Wandlers **220** synchron mit dem ersten und dem zweiten Taktsignal ∅1, ∅2 betrieben, um eine zweite AC-basierte Referenzspannung für die Komparatorschaltung **240** bereitzustellen, die dann mit dem momentanen Wert des RF-Signalpegels verglichen wird, der von dem zweiten Hüllkurvendetektor **250** bereitgestellt wird. Die Komparatorschaltung **240** erzeugt dann ein zweites Steuersignal, das auf einer zweiten Signalleitung **244** bereitgestellt wird und das Vergleichsergebnis repräsentiert.

[0047] In ähnlicher Weise kann in einer Ausführungsform, wie dies zuvor mit Bezug zu dem ersten Steuersignal erläutert ist, das zweite Steuersignal ein digitales Signal repräsentieren, das anzeigt, ob der Signalpegel des RF-Signals kleiner als die untere Grenze, die durch die zweite DC-Referenzspannung repräsentiert ist, oder nicht. Somit kann durch Bereitstellen lediglich zweier Steuersignalleitungen, etwa der Leitungen **243**, **244**, der RF-Signalpegel dahingehend bewertet werden, ob dieser innerhalb eines spezifizierten akzeptablen Bereichs ist oder ob dieser eine obere Grenze überschreitet oder kleiner als eine untere Grenze ist, so dass durch Verwenden dieser Steuersignale eine geeignete Steuerungsaktion ausgeführt werden kann. Wie leicht zu erkennen ist, kann der akzeptable Bereich des RF-Signalpegels durch Auswählen der Größe der Widerstände **212a** und/oder durch die Anzahl der Widerstände **212a**, die entsprechend den Schaltern **212a** gewählt wird, definiert werden. Wenn es beispielsweise als geeignet betrachtet wird, einen zulässigen Bereich an Signalpegelvariationen zu vergrößern, können zwei Widerstände **212a** durch geeignetes Auswählen der entsprechenden Schalter **212a** verwendet werden, um einen größeren Unterschied zwischen der ersten und der zweiten DC-Referenzspannung zu erreichen. Ferner kann eine Vielzahl an Messzyklen mit unterschiedlichen DC-Referenzspannungen, die dem DC/AC-Wandler **220** zugeführt werden, durchgeführt werden, wobei die Komparatorschaltung **240** so ausgebildet ist, um eine entsprechende Anzahl an Steuersignalen bereitzustellen, wovon jedes das entspre-

chende Vergleichsergebnis repräsentiert.

[0048] Wie bereits mit Bezug zu Fig. 1 dargelegt wurde, ermöglichen es die Ausführungsformen, die mit Bezug zu Fig. 2 beschrieben sind, den RF-Signalpegel zu bestimmen, wobei DC-Offset-Werte auf der DC-Spannungsseite der Schaltung **200** im Wesentlichen eliminiert werden, da die Differenz der ersten DC-Referenzspannung und der zweiten DC-Referenzspannung im Wesentlichen beibehalten wird, selbst wenn Temperatur- oder Versorgungsspannungs-induzierte Schwankungen auftreten. Ferner ermöglicht das Verarbeiten der AC-Referenzspannungen in im Wesentlichen identischen Signalwegen, etwa dem ersten und dem zweiten Hüllkurvendetektor, das Kompensieren von Schwankungen in dem RF-Signalweg. In einer Ausführungsform (nicht gezeigt) kann ein einzelner Hüllkurvendetektor und eine entsprechende Schaltstufe vorgesehen sein, um selektiv die AC-Referenzspannung und das RF-Signal zu messen, wobei eine Abtast- und Halte-Schaltung an dem Ausgang zeitweilig das Ausgangssignal konstant hält, das dann der Komparatorschaltung **240** zugespeist wird.

[0049] Fig. 3 zeigt eine Blockansicht, die schematisch einen Senderbereich **300** eines Sende/Empfangsgeräts, wie es etwa in WLAN-Anwendungen eingesetzt wird, darstellt. Der Senderbereich **300** umfasst eine Basisbandschaltung **310**, einen Mischer **341**, einen lokalen Oszillator **340** und eine Ausgangsstufe **350**. Ferner ist eine automatische Leistungspegelsteuerschaltung (APLC) **360** vorgesehen, die eine RF-Signalpegelanalysierschaltung enthalten kann, etwa die Schaltungen **100** oder **200**, die mit Bezug zu den Fig. 1 und Fig. 2 beschrieben sind. Ferner umfasst die APLC-Schaltung **360** eine Steuereinheit, die mit der Analysierschaltung **100/200** gekoppelt ist.

[0050] Während des Betriebs empfängt die Basisbandschaltung **310** ein zu sendendes Signal und verarbeitet das Signal in geeigneter Weise, um ein entsprechendes Basisbandsignal zu erhalten, das dem Mischer **341** zugeführt wird. Die Basisbandschaltung **310** kann beliebige geeignete Einrichtungen zum Verarbeiten eines digitalen oder analogen Eingangssignals gemäß dem gewünschten Modulationsschema und der Sendearchitektur aufweisen. Beispielsweise kann in einer Direktumsetzungsarchitektur die Basisbandschaltung **310** entsprechende Einrichtungen aufweisen, um ein In-Phasen- und ein Quadratur-Basisband-Signal bereitzustellen, die dann entsprechend gefiltert werden. Wenn ein digitales Signal in die Basisbandschaltung **310** eingespeist wird, kann dann ein entsprechender Digital/Analog-Wandler vorgesehen sein, um die erforderlichen I- und Q-Basisbandausgangssignale zu liefern. Wenn eine andere Schaltungsarchitektur verwendet wird, kann die Basisbandschaltung **310** beliebige Zwischenfrequenzstufen enthalten, die erforderlich sind, um ein Signal zu erzeugen, das zur Modulation in dem Mischer **341** geeignet ist.

[0051] Das Basisbandsignal oder die Basisbandsignale werden dann dem Mixer **341** zugeführt, so dass diese mit dem Radiofrequenzsignal, das von dem lokalen Oszillator **340** geliefert wird, gemischt werden, um ein moduliertes RF-Signal zu erzeugen, das dann an die Ausgangsstufe **350** weitergeleitet wird. Das modulierte RF-Signal wird verstärkt und ausgegeben, wobei das Signal gleichzeitig der APLC-Schaltung **360** zugeführt wird, wobei die RF-Signalpegelanalysierschaltung **100/200** ein oder mehrere entsprechende Steuersignale an die Steuereinheit **361** liefert, die wiederum ein entsprechendes Verstärkungssteuersignal an die Basisbandschaltung **310** und/oder an die Ausgangsstufe **350** zuführt, um damit den Ausgangspegel auf einen vorbestimmten Wert oder Wertebereich einzustellen.

[0052] In vielen Anwendungen kann der Senderbereich **300** in einer zeitlich diskreten Weise betrieben werden, d. h. die Signalübertragung wird in Form von Sendezyklen mit einer wohldefinierten Dauer ausgeführt, so dass der Betrieb der APLC-Schaltung **360** mit den Sendezyklen synchronisiert werden kann. Beispielsweise kann ein erster Sendezyklus verwendet werden, um ein Vergleichsergebnis mit einer ersten Referenzspannung und einer zweiten Referenzspannung zu bestimmen, und vor einem zweiten Sendezyklus kann der RF-Signalpegel erneut eingestellt werden. In anderen Ausführungsformen kann der RF-Signalpegel mit mehreren Referenzspannungen während eines ersten Sendezyklus verglichen werden und eine entsprechende Steuerung des Signalpegels kann vor einem nachfolgenden Sendezyklus ausgeführt werden. Das Messen des Signalpegels während eines oder mehrere Sendezyklen und das Ausführen der Verstärkungssteuerung nach Beendigung des Sendezyklusses oder der Zyklen kann vor einem nachfolgenden Sendezyklus verbessert die Stabilität der Regelschleife, insbesondere wenn stufenähnliche Änderungen bei der Verstärkungssteuerung ausgeführt werden, da Signalverzerrungen während einer stufenartigen Steuerungsänderung vermieden werden. In anderen Ausführungsformen, wenn relativ lange Übertragungszeiten angewendet werden, oder wenn ein quasi-kontinuierlicher Übertragungsmodus auftritt, kann eine geeignete "Abtastrate" zum Messen des RF-Signalpegels gewählt werden, beispielsweise durch geeignetes Betreiben der Schalter **234**, **254**, die in Fig. 2 gezeigt sind, um eine quasi-kontinuierliche Steuerungswirkung zu erreichen.

[0053] Auf Grund der hohen Immunität gegenüber Temperatur-, Spannungsversorgungs- und Prozess-induzierte Schwankungen der RF-Pegelanalysierschaltung **100/200** in der APLC-Schaltung **360** kann der Senderbereich **300** in einfacher Weise als

eine Einzel-Chip-Lösung ausgeführt sein, da insbesondere DC- und Temperaturschwankungen, die in leistungsverbrauchenden Schaltungsbereichen auftreten, etwa der Ausgangsstufe **350**, nicht in ungebührlicher Weise die Genauigkeit der APLC-Schaltung **360** beeinträchtigen.

[0054] Fig. 4 zeigt eine Blockansicht, die schematisch eine spezielle Ausführungsform einer Senderschaltung **400** mit einer automatischen Leistungspegelsteuerung zeigt. Die Senderschaltung **400** umfasst einen Digital/Analog-Wandler (DAC) **401**, der ausgebildet ist, ein In-Phasen-(I)-Basisbandsignal und ein Quadratur-(Q)-Basisbandsignal in digitaler Form zu empfangen. Der DAC **401** ist ferner so ausgebildet, um ein differenzielles analoges Signal, das durch P und N gekennzeichnet ist, auszugeben. Ein Filter **402** ist dann in dem Signalweg vorgesehen und ist mit seinem Ausgang mit einem Mischer **404** verbunden, der ferner so geschaltet ist, um ein Signal aus einem lokalen Oszillator **403** zu empfangen. Der Mischerausgang ist mit einem Radiofrequenz-Ausgangstreiber **404** verbunden, dessen Ausgang mit einer Anpassschaltung (nicht gezeigt) und einer APLC-Schaltung **470** verbunden ist. Die APLC-Schaltung **470** umfasst eine RF-Signalanalysierschaltung, etwa die Schaltungen **100** oder **200**, wie sie zuvor mit Bezug zu den Fig. 1 und Fig. 2 beschrieben sind. Ferner ist eine Steuerlogik **460** vorgesehen, und so ausgebildet, um den Betrieb der RF-Signalpegelanalysierschaltung **100/200** zu steuern. Ferner kann die Steuerlogik **460** Steuerdaten, die einen Sollausgangssignalpegel oder -bereich des Ausgangstreibers **404** spezifizieren, empfangen. Die APLC-Schaltung **470** ist ferner mit einer DAC-Steuerlogik **480** verbunden, die wiederum mit dem DAC **401** verbunden ist, um eine Referenz- oder Steuerspannung an den DAC **401** zu liefern, um das Analogsignal zu verschieben, um damit einen RF-Signalausgangspegel einzustellen. In der in Fig. 4 dargestellten Ausführungsform liefert die APLC-Schaltung **470** zwei digitale Steuersignale über Steuerleitungen **443** und **444**, um anzuzeigen, dass ein RF-Signalpegel zu hoch, zu tief oder innerhalb eines spezifizierten Bereichs ist. Wie zuvor mit Bezug zu Fig. 2 erläutert ist, kann die Steuerlogik **460** die Größe des spezifizierten Bereichs steuern, indem die Größe des Spannungsabfalls und die Absolutposition des Soll-RF-Signalpegels ausgewählt wird, indem eine gewisse Stufe des Spannungsteilers gewählt wird.

[0055] Im Betrieb kann die Senderschaltung **400** in einem Arbeitsmodus eingesetzt sein, in dem die digitale Information, die dem DAC **401** zugeführt wird, in spezifizierten Paketen übertragen wird, d. h., ein spezifizierter Senderahmenlänge wird für jedes Sendeereignis definiert. Beispielsweise kann beim Initialisieren der Sendeschaltung **400** die DAC-Steuerlogik **480** die dem DAC **401** zugeführte Referenzspannung auf einen kleinsten Pegel festlegen, so dass ein minimaler RF-Ausgangspegel an dem Ausgangstreiber **404** erhalten wird. Nach der Initialisierung der APLC-Schaltung **470** empfängt die RF-Signalpegelanalysierschaltung **100/200** das RF-Ausgangssignal und erzeugt entsprechende digitale Steuersignale auf den Steuerleitungen **443**, **444**. Abhängig von dem durch die Steuerleitungen **443**, **444** angezeigten Signalpegel erhöht die DAC-Steuerlogik **480** die dem DAC **401** zugeführte Referenzspannung oder hält diese konstant. In einer speziellen Ausführungsform wird die Messzeit zum Erzeugen der beiden digitalen Steuersignale auf den Leitungen **443**, **444** kleiner als eine minimale Senderahmenlänge gewählt, so dass ein entsprechender RF-Signalpegel innerhalb eines einzelnen Sendezyklus bewertet werden kann. Die DAC-Steuerlogik **480** kann dann die Referenzspannung um einen vordefinierten Schritt vor dem nächsten Sendezyklus erhöhen, wenn die Steuerleitungen **443**, **444** einen Zustand mit zu geringer Leistung anzeigen.

[0056] Fig. 5 ist ein Zeitablaufdiagramm während des Betriebs der Senderschaltung **400**, wenn beispielsweise die in Fig. 2 beschriebene Signalpegelanalysierschaltung **200** in der APLC-Schaltung **470** verwendet ist. Es wird ferner angenommen, dass eine minimale Senderahmenlänge ungefähr 50 Mikrosekunden beträgt und ein Zeitintervall für einen einzelnen Messzyklus der Signalpegelanalysierschaltung **200** mit 23,3 Mikrosekunden gewählt ist, d. h. die Schalter **234** und **254** werden alle 23,3 Mikrosekunden für eine kurze Zeitdauer, beispielsweise für 2 Mikrosekunden, geschlossen, um den ersten und den zweiten Hüllkurvendetektor **230**, **250** zurückzusetzen. Das Signal "clear" repräsentiert das den Schaltern **234**, **254** zugeführte Taktsignal, um den ersten und den zweiten Hüllkurvendetektor **230**, **250** periodisch zurückzusetzen. Das Signal 501 repräsentiert das Signal an dem Ausgang **242** der Komparatorschaltung **240**. Das Signal 502 repräsentiert das Steuersignal auf der Leitung **443**, das auch als "Leistung zu hoch"-Signal bezeichnet wird. Das Signal 503 repräsentiert das Steuerleitung auf der Leitung **444** und kann auch als "Leistung zu gering"-Signal bezeichnet werden. Schließlich repräsentiert das Signal 504 ein Signal zum Aktivieren der Schalter **221a** und **221n** und kann als ein Signal betrachtet werden, das anzeigt, ob der RF-Signalpegel mit der oberen Grenze (Schalter **221a** aktiviert) oder mit der unteren Grenze (Schalter **221n** aktiviert) verglichen wird. In Fig. 5 sind drei unterschiedliche Situationen 1 bis 3 dargestellt. Es wird angenommen, dass in Phase 1 die RF-Pegelanalysierschaltung in dem Messmodus für die hohe Leistung ist, d. h. der Schalter **221a** ist aktiviert und der Schalter **221n** ist deaktiviert, so dass der RF-Signalpegel mit der oberen Grenze verglichen wird. Danach ist das Signal 501 (Komparatorausgang **242**) auf niedrigem Pegel und bei Abschluss des ersten Messzyklusses, d. h. vor dem zweiten "clear"-Signal, wird das Komparatorergebnis abge-

tastet und das Signal 502 (Leistung zu hoch) wird auf logisch hohen Pegel gesetzt. Zu dieser Zeit A (Phase 2) fällt das RF-Leistungssignal ab und ist kleiner als die obere Grenze und daher geht das Signal 501 in den logisch hohen Pegel über. Somit wird am Ende des entsprechenden Messzyklus das Signal 502 (Leistung zu hoch) auf logisch tiefen Pegel gesetzt und das Signal 504 wird auf logisch tiefen Pegel gesetzt, da nun eine Messung der unteren Grenze erforderlich ist, um unzweideutig einen Zustand des RF-Signalpegels zu bestimmen. D. h. der Schalter **221a** wird deaktiviert und der Schalter **221n** wird aktiviert und der RF-Signalpegel wird mit der unteren Grenze verglichen. Während der Phase 2 wird angenommen, dass der RF-Signalpegel innerhalb eines Bereichs liegt, der durch die obere und die untere Grenze definiert ist, so dass am Ende des entsprechenden Messzyklus das Signal 504 wieder auf logisch hoch gesetzt wird, um einen Vergleich mit der oberen Grenze zu bewirken. Da der RF-Signalpegel weiterhin innerhalb des spezifizierten Bereichs ist, wechselt das Signal 501 (Komparatorausgang **242**) auf logisch hohen Pegel. Zum Zeitpunkt B wird angenommen, dass der RF-Signalpegel abfällt und unterhalb der unteren Grenze liegt. Daher bleibt das Signal 501 bei logisch hohem Pegel und erzwingt, dass das Signal 504 logisch auf tiefen Pegel ist, um einen Vergleich mit der unteren Grenze in Gang zu setzen. Das Signal 501 bleibt dennoch auf logisch hohem Pegel. Somit wird am Ende des entsprechenden Messzyklusses das Signal 503 (Leistung zu gering) auf logisch hohen Pegel gesetzt. Somit empfängt innerhalb zweier Messzyklen die DAC-Steuerlogik **480** eine eindeutige Bewertung des RF-Signalpegels und kann entsprechend die dem DAC **401** zugeführte Referenzspannung einstellen.

[0057] Es sollte beachtet werden, dass die RF-Signalpegelanalysierschaltung **100** oder **200** ebenso auf der Empfängerseite eines Sende/Empfangsgerätes einsetzbar ist, um ein Steuersignal bereitzustellen, das den empfangenen RF-Signalpegel kennzeichnet, so dass eine geeignete Steuerung auf der Grundlage dieses Steuersignals ausgeführt werden kann.

Industrielle Anwendbarkeit

[0058] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Verbesserung in einer Schaltungsanordnung, die in der Massnproduktion, etwa für Mobiltelefone, WLANs, und dergleichen verwendbar ist. Folglich ist die vorliegende Erfindung sehr vorteilhaft auf dem Gebiet der industriellen Fertigung.

Patentansprüche

1. Integrierte Analyseschaltung für Funkfrequenzsignalpegel mit:
einer Referenzspannungsquelle (**110**), die ausgebildet ist, mindestens eine Referenzspannung zu liefern;
einem Gleichspannungs-/Wechselspannungswandler (**120**), der ausgebildet ist, die mindestens eine Referenzspannung zu empfangen und eine Wechselspannungsreferenzspannung zu erzeugen, die der mindestens einen Referenzspannung entspricht;
einem Einhüllendendetektor (**130**, **150**), der ausgebildet ist, die Wechselspannungsreferenzspannung und ein zu detektierendes Funkfrequenzsignal zu empfangen und ein Referenzeinhüllungssignal und ein Funkfrequenzeinhüllungssignal zu erzeugen; und
einer Komparatorschaltung (**140**), die ausgebildet ist, das Funkfrequenzeinhüllungssignal und das Referenzeinhüllungssignal zu empfangen und ein Komparatorausgangssignal zu erzeugen, das ein Vergleichsergebnis der Komparatorschaltung (**140**) angibt.

2. Analyseschaltung nach Anspruch 1, wobei die Referenzspannungsquelle (**110**; **120**) mehrere Widerstände (**212a**, ..., **212n**), die in Reihe geschaltet sind, aufweist.

3. Analyseschaltung nach Anspruch 1, wobei die Referenzspannungsquelle ausgebildet ist, mindestens zwei Referenzspannungen zu erzeugen, die eine obere Grenze und eine untere Grenze für einen spezifizierten Spannungspegel bestimmen.

4. Analyseschaltung nach Anspruch 3, die ferner umfasst: eine Steuerschaltung (**260**), die ausgebildet ist, den spezifizierten Spannungspegel auszuwählen.

5. Analyseschaltung nach Anspruch 3, die ferner mehrere Schalter (**121**, **221a**, ..., **221n**) umfasst, die mit der Referenzspannungsquelle (**110**) verbunden und angeordnet sind, um ein selektives Zuführen der mindestens einen Referenzspannung zu dem Gleichspannungs-/Wechselspannungswandler (**120**) zu ermöglichen.

6. Analyseschaltung nach Anspruch 1, wobei die Referenzspannungsquelle (**110**) ausgebildet ist, mehrere Referenzspannungen bereit zu stellen und wobei der Gleichspannungs-/Wechselspannungswandler (**120**) ausgebildet ist, jede der mehreren Referenzspannungen im gleichen Signalweg umzuwandeln.

7. Analyseschaltung nach Anspruch 1, wobei der Einhüllendendetektor (**130**, **150**) einen wechselspannungsgekoppelten Source-Folger aufweist.

8. Analyseschaltung nach Anspruch 7, wobei der Einhüllendendetektor (**130**, **150**) ferner einen Integrationskondensator (**133**, **153**) aufweist.

9. Analyseschaltung nach Anspruch 1, wobei der Einhüllendendetektor (**130**, **150**) einen ersten Detektorabschnitt (**130**) und einen zweiten Detektorab-

schnitt (**150**) aufweist, wobei der erste Detektorabschnitt (**130**) und der zweite Detektorabschnitt (**150**) im Wesentlichen identisch sind, und wobei der erste Detektorabschnitt (**130**) angeschlossen ist, die mindestens eine Wechselspannungsreferenzspannung zu empfangen, und der zweite Detektorabschnitt (**150**) angeordnet ist, das Funkfrequenzsignal zu empfangen.

10. Analyseschaltung nach Anspruch 1, wobei der Einhüllendendetektor (**130**, **150**, **230**, **250**) ferner ein Schaltelement (**233**, **253**) aufweist, das ausgebildet ist, einen Ausgang des Einhüllendendetektors zurüchzusetzen.

Es folgen 3 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

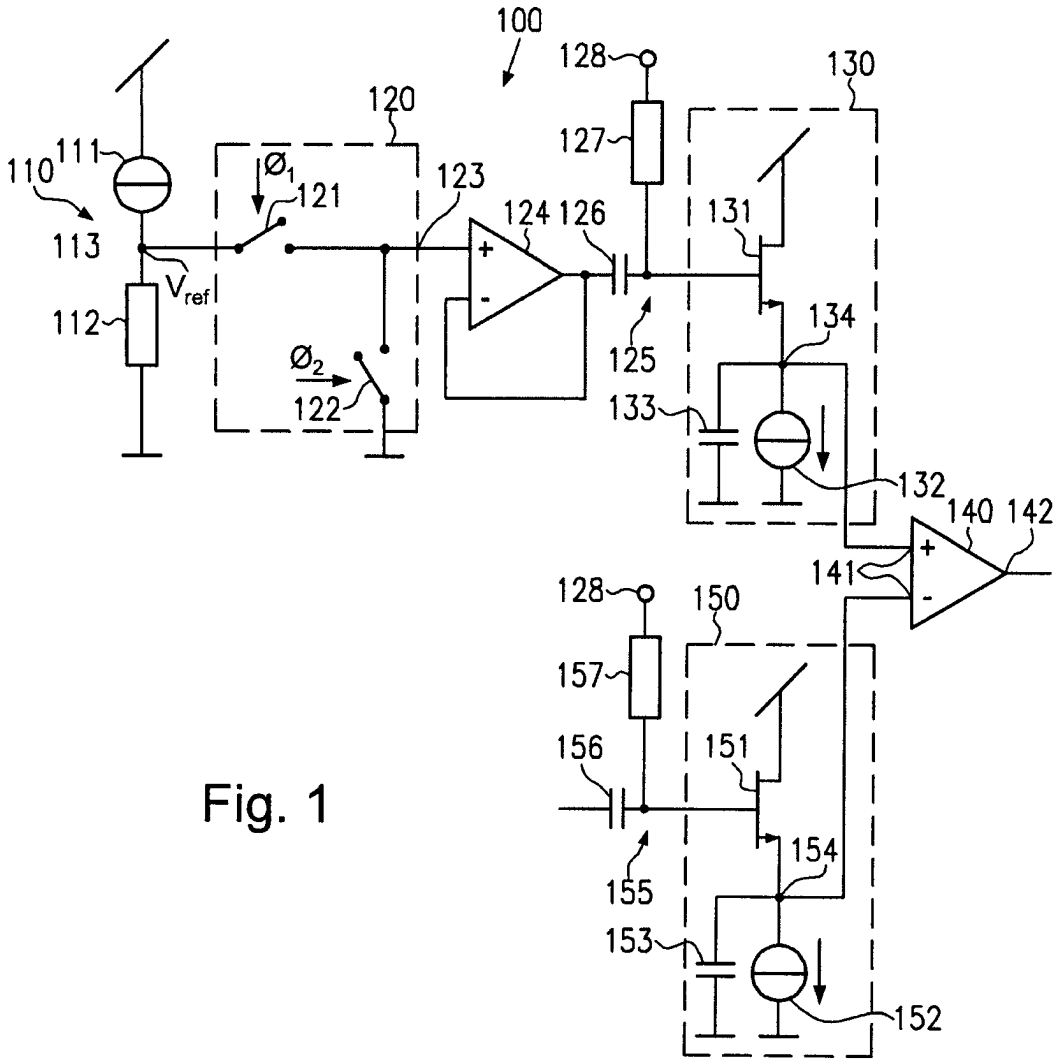


Fig. 1

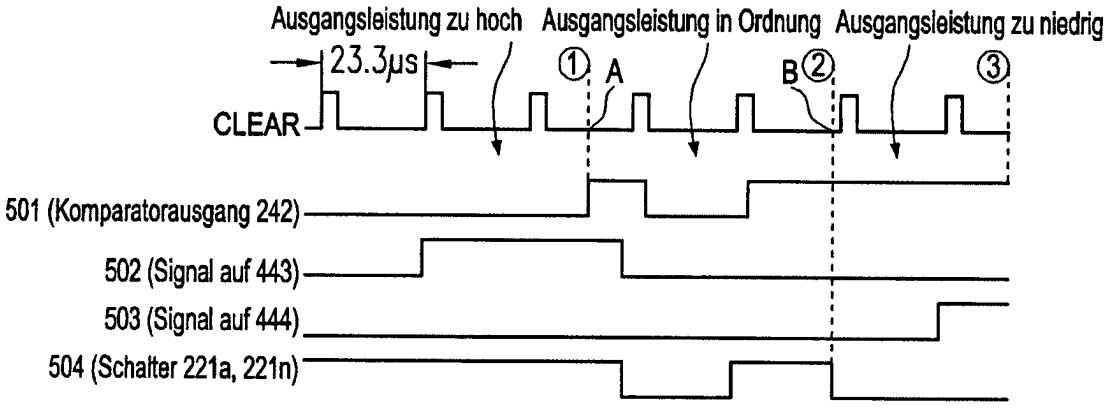


Fig. 5

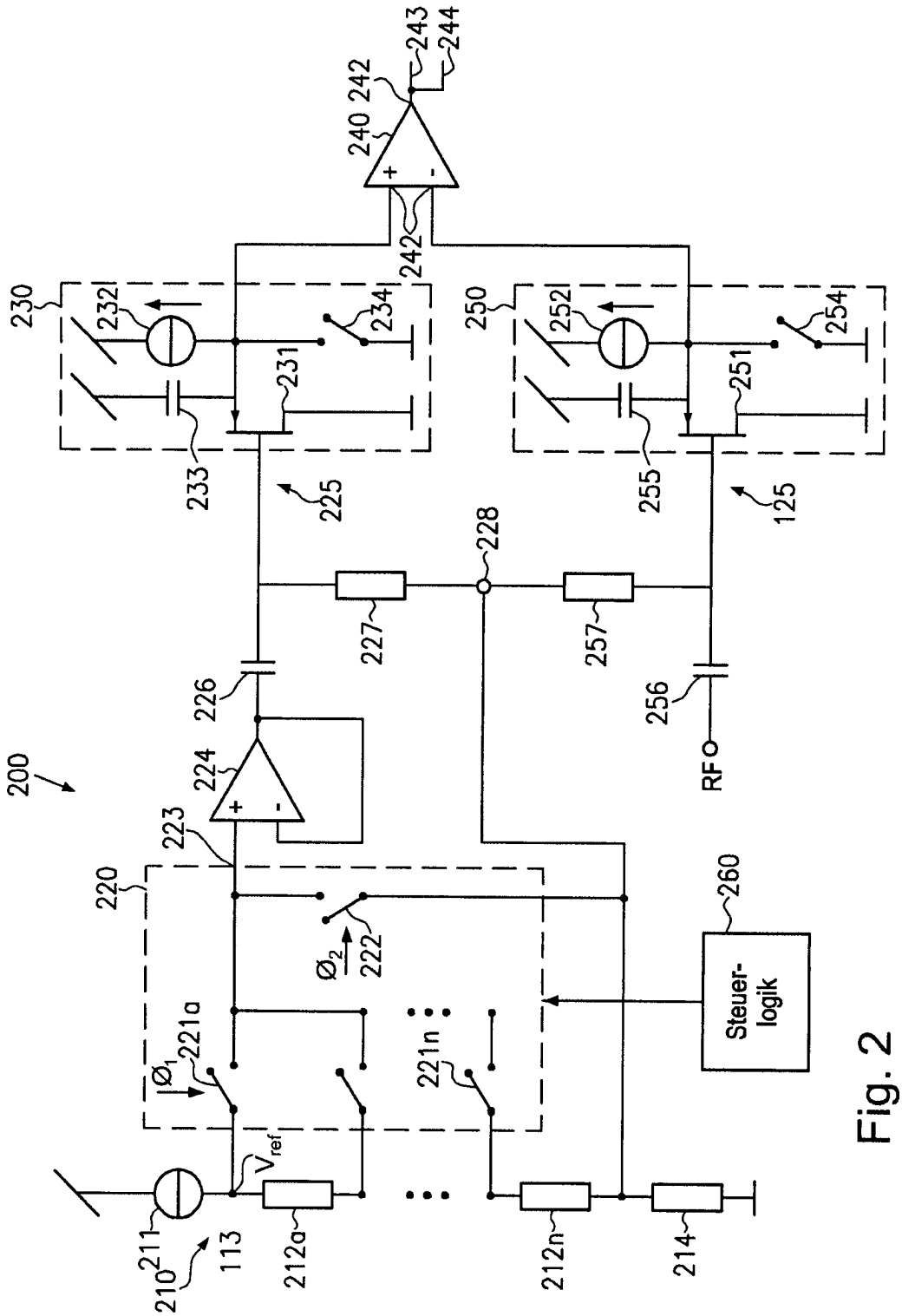

200
210
211
113
212a
212n
214
220
221a
221n
222
223
224
225
226
227
228
230
231
232
233
234
240
242
243
244
250
251
252
254
255
256
257
125
RF
260
Steuer-
logik
V_{ref}
$\emptyset_1$
$\emptyset_2$

Fig. 2

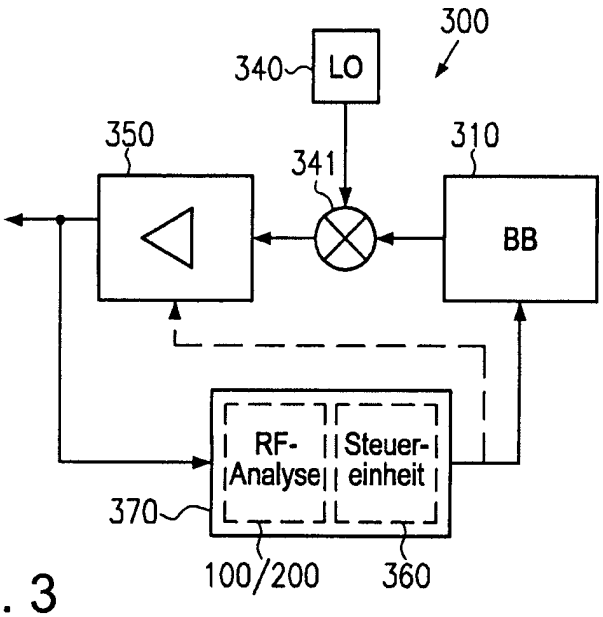

300
340
LO
350
341
310
BB
RF-
Analyse
Steuer-
einheit
370
100/200
360

Fig. 3

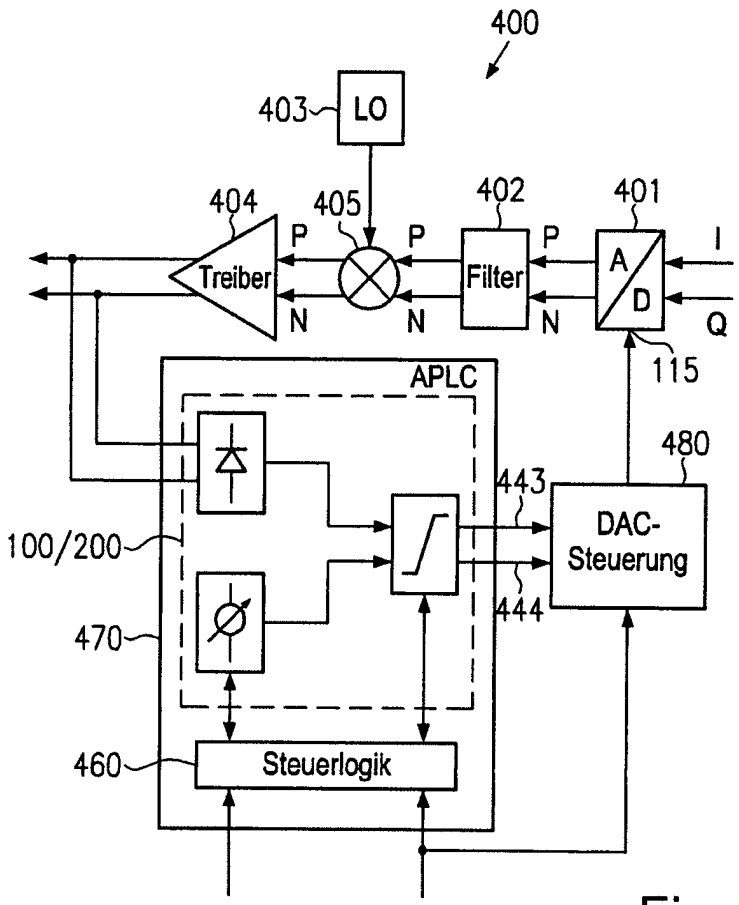

400
403
LO
404
405
402
401
P
P
P
I
Treiber
Filter
A
D
N
N
N
Q
115
APLC
480
443
100/200
DAC-
Steuerung
444
470
460
Steuerlogik

Fig. 4