



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2005 006 162 B3 2006.08.17**

(12)

Patentschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2005 006 162.1**
 (22) Anmeldetag: **10.02.2005**
 (43) Offenlegungstag: –
 (45) Veröffentlichungstag
 der Patenterteilung: **17.08.2006**

(51) Int Cl.⁸: **H04L 27/34 (2006.01)**
H04B 1/40 (2006.01)
H03F 1/32 (2006.01)

Innerhalb von drei Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 2 Patentkostengesetz).

(73) Patentinhaber:
Infineon Technologies AG, 81669 München, DE

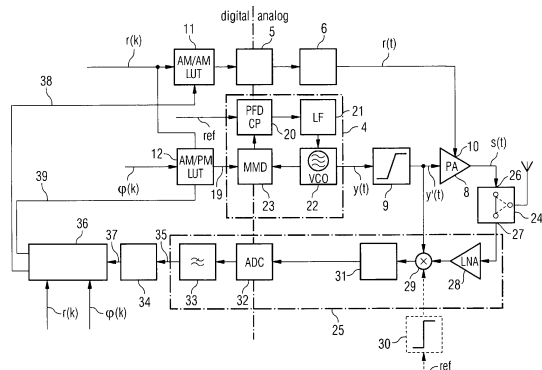
(72) Erfinder:
Li Puma, Giuseppe, 44791 Bochum, DE

(74) Vertreter:
Patentanwälte Dr. Graf Lambsdorff & Dr. Lange,
81673 München

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
 gezogene Druckschriften:
US 2004/02 08 157 A1
US 55 24 285 A

(54) Bezeichnung: **Sende-/Empfangseinrichtung mit einem eine einstellbare Vorverzerrung aufweisenden Polar-Modulator**

(57) Zusammenfassung: Die Sende-/Empfangseinrichtung umfasst einen Polar-Modulator mit einstellbarem Vorverzerrer (11, 12) und modulierbarem Verstärker (8), einen Empfangspfad (25), welcher sowohl beim gewöhnlichen Empfangsbetrieb als auch im Rahmen der Einstellung des Vorverzerrers (11, 12) zur Ermittlung eines von dem Ausgangssignal des Verstärkers (8) abhängigen Mess-Signals (35) betreibbar ist, sowie einen Koppelpfad zur Verkopplung des Empfangspfads (25) mit dem Ausgang des Verstärkers (8). Außerdem ist ein Steuer- und Auswertemittel (34, 36) zur Einstellung des Vorverzerrers (11, 12) vorgesehen.



Beschreibung

[0001] Sende-/Empfangseinrichtung mit einem einstellbaren Vorverzerrung aufweisenden Polar-Modulator

[0002] Die Erfindung betrifft eine Sende-/Empfangseinrichtung für ein Mobilfunkgerät, welche einen Polar-Modulator umfasst, wobei der Polar-Modulator eine einstellbare Vorverzerrung aufweist. Außerdem betrifft die Erfindung ein Verfahren zur Einstellung der Vorverzerrung in einem derartigen Polar-Modulator.

[0003] In dem Sender eines Mobilfunkgeräts dient der Modulator zur Transformation eines binären Datenstroms in ein modulierte Trägersignal. Dazu wird der binäre Datenstrom in Abhängigkeit der Modulationsart zunächst in komplexwertige digitale Datensymbole umgewandelt. Anschließend werden die Datensymbole zur Erhöhung der spektralen Effizienz einer sendeseitigen Pulsformung unterzogen. Das resultierende Basisbandsignal wird dann auf einen Träger gemischt.

[0004] Der Modulator kann dabei als I/Q-Modulator oder als Polar-Modulator realisiert sein.

[0005] Bei einem I/Q-Modulator wird das komplexe Basisbandsignal in kartesischer Darstellung nach Real- und Imaginäranteil getrennt mit zwei orthogonalen Trägersignalen gemischt. Der Real- und der Imaginäranteil werden auch als I-Anteil (in phase) bzw. Q-Anteil (quadratur phase) bezeichnet. Anschließend werden die beiden resultierenden Hochfrequenzsignale addiert und verstärkt. Nachteilig an einem I/Q-Modulator ist im Vergleich zum nachfolgend beschriebenen Polar-Modulator der erhöhte Leistungsverbrauch und der höhere Bedarf an Chipfläche.

Stand der Technik

[0006] Bei einem Polar-Modulator wird das komplexe Basisbandsignal in Polardarstellung getrennt nach Betrag und Phase verarbeitet. In **Fig. 1** ist das Prinzipschaltbild eines Polar-Modulators dargestellt. Ein binärer Datenstrom b wird zunächst mittels eines Symbol-Mappers **1** in eine komplexwertige Symbolfolge $a(k)$ gewandelt. Die komplexwertige Symbolfolge $a(k)$ umfasst dabei einen I- und einen Q-Anteil. Die komplexwertige Symbolfolge $a(k)$ wird anschließend mittels eines komplexen Pulsformungsfilters **2** in ein komplexes Basisbandsignal $x(k) = i(k) + jq(k)$ gewandelt. Mit einer digitalen Rechenschaltung **3** wird das komplexe Basisbandsignal $x(k)$ in kartesischer Darstellung in ein entsprechendes Signal $x(k) = r(k) \cdot e^{j\varphi(k)}$ in Polar-Darstellung transformiert. Dabei beschreiben die Größe $r(k)$ ein Betragssignal und die Größe $\varphi(k)$ ein Phasensignal.

[0007] Mittels eines auf einer PLL (phase-locked loop), insbesondere einer direkt modulierten PLL, basierenden Aufwärtswandlers **4** wird aus dem digitalen Phasensignal $\varphi(k)$ ein in Abhängigkeit des Phasensignals $\varphi(k)$ modulierte analoges Trägersignal $y(t) = \cos(\omega_c t + \Phi(t))$ generiert. Dabei entspricht die Größe ω_c der Trägerkreisfrequenz. Die Phase $\Phi(t)$ ist von dem Phasensignal $\varphi(k)$ und der Modulationsart (beispielsweise Phasenmodulation oder Frequenzmodulation) abhängig. Das digitale Betragssignal $r(k)$ wird durch einen Digital/Analog-Wandler **5** in ein analoges Signal gewandelt, welches anschließend mit einem Rausch-Filter **6** zur Verringerung des Quantisierungsrauschens gefiltert wird, wobei ein analoges Betragssignal $r(t)$ erzeugt wird. Das analoge Trägersignal $y(t)$ und das analoge Betragssignal $r(t)$ werden mittels eines Multiplizierers **7** multipliziert. Der Multiplizierer **7** führt also eine Amplitudenmodulation des analogen Trägersignals $y(t)$ in Abhängigkeit des analogen Betragssignals $r(t)$ durch. Das resultierende Signal $s(t) = r(t) \cdot y(t)$ wird vor der Abstrahlung über die Antenne mit einem Leistungsverstärker (nicht dargestellt) verstärkt.

[0008] In **Fig. 2** ist eine Ausführungsform eines Polar-Modulators dargestellt. Mit gleichen Bezugszeichen versehene Schaltungsteile und Signale in **Fig. 1** und **Fig. 2** entsprechen einander. Im Unterschied zu dem in **Fig. 1** dargestellten Polar-Modulator erfolgt die Amplitudenmodulation hier erst in der Ausgangsstufe des Leistungsverstärkers **8**. Dazu wird die Leistungsverstärkung des Leistungsverstärkers **8** in Abhängigkeit des analogen Betragssignals $r(t)$ über einen Modulationseingang **10** moduliert. Zur Modulation der Leistungsverstärkung wird typischerweise die Versorgungsspannung der Ausgangsstufe des Leistungsverstärkers **8** moduliert. Alternativ können auch die die Verstärkung bestimmenden Ruhestrome der Ausgangsstufe des Leistungsverstärkers moduliert werden. Die Modulation der Versorgungsspannung erfolgt über einen in **Fig. 3** nicht dargestellten LDO-Spannungsregler (Low Dropout Regulator). Ein zusätzlicher Multiplizierer **7** wie in **Fig. 1** ist bei dem in **Fig. 2** dargestellten Polar-Modulator nicht notwendig.

[0009] Ein wesentlicher Vorteil des in **Fig. 2** dargestellten Polar-Modulators gegenüber dem in **Fig. 1** dargestellten Polar-Modulator ist, dass keine Linearität zwischen dem Eingangssignal $y'(t)$ ($y'(t)$ wird durch einen begrenzenden Verstärker **9** aus dem Signal $y(t)$ generiert) und dem Ausgangssignal des Leistungsverstärkers **8** erforderlich ist. Die Amplitudeninformation $r(k)$ der zu übertragenden Symbole $x(k)$ findet ohnehin erst in der Ausgangsstufe Berücksichtigung. Aufgrund der reduzierten Linearitätsanforderungen an den Leistungsverstärker **8** arbeitet ein derartiger Polar-Modulator besonders leistungseffizient. Der Ansatz, erst in der Ausgangsstufe des Leistungsverstärkers **8** die Amplitudenmodulation

vorzunehmen, wird auch als EER-Verfahren (envelope elimination and restoration) bezeichnet und geht auf die Veröffentlichung „Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration“, L. Kahn, Proceedings of I.R.E., Juli 1952, Seiten 803-806, zurück. Nachteilig an dem in **Fig. 2** dargestellten Polar-Modulator ist die Verzerrung des Ausgangssignals $s(t)$ durch den Leistungsverstärker **8**. So verursachen der Leistungsverstärker **8**, insbesondere die dem Modulationseingang **10** nachfolgenden analogen Schaltungskomponenten, sowie die den Modulationseingang **10** ansteuernden analogen Schaltungsteile eine Betragsverzerrung, welche auch als AM-AM-Verzerrung (AM -Amplituden-Modulation) bezeichnet wird, d. h. der Zusammenhang zwischen der Amplitude des Ausgangssignals $s(t)$ und dem Betragssignal $r(k)$ ist nicht-linear. Ferner bewirkt der Leistungsverstärker **8** eine Phasenverzerrung, welche auch als AM-PM-Verzerrung (PM – Phasen-Modulation) bezeichnet wird, d. h. eine zusätzliche Phasenverschiebung in Abhängigkeit der Amplitude des Betragssignals $r(k)$.

[0010] Aus der Druckschrift „Polar Modulator for Multi-mode Cell Phones“, W. Sander et al., Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf., Sept. 2003, Seiten 439 – 445, ist es bekannt, das digitale Betragssignal $r(k)$ und das digitale Phasensignal $\phi(k)$ jeweils einer Vorverzerrung zu unterziehen, so dass die AM-AM-Verzerrung und die AM-PM-Verzerrung kompensiert werden. In **Fig. 3** ist ein um eine Vorverzerrung erweiterter Polar-Modulator dargestellt, welcher auf dem in **Fig. 2** dargestellten Polar-Modulator basiert. Mit gleichen Bezugszeichen versehene Schaltungsteile und Signale in **Fig. 2** und **Fig. 3** entsprechen einander. Der Polar-Modulator umfasst einen digitalen Betragsvorverzerrer **11** und einen digitalen Phasenvorverzerrer **12**, welche die durch den Leistungsverstärker **8** hervorgerufene AM-AM-Verzerrung bzw. AM-PM-Verzerrung kompensieren.

[0011] In der Druckschrift US 6,366,177 B1 ist ein Ansatz zur Einstellung der Verzerrung beschrieben. Dazu sind am Ausgang des Leistungsverstärkers spezielle Mess-Schaltungen vorgesehen, welche den Betrag bzw. die Phasenmodulation des verzerrten Hochfrequenzsignals $s(t)$ bei jeweils fester Phasenmodulation ermitteln. Die gemessene Betrags- und die Phaseninformation wird dazu verwendet, die Verzerrung so einzustellen, dass die Verzerrung durch den Leistungsverstärker im Wesentlichen kompensiert wird. Nachteilig an diesem Ansatz ist, dass die Realisierung der Mess-Schaltungen einen hohen Schaltungsaufwand erfordert. Insbesondere wird zur Ermittlung der Phasenmodulation zunächst eine Abwärts wandlung des Hochfrequenzsignals $s(t)$ in ein Basisbandsignal erforderlich sein.

[0012] Aus der Druckschrift US 2004/0208157 A1 ist eine Sendeeinrichtung bekannt, welche auf einem

Polar-Modulator basiert. Der Polar-Modulator umfasst einen Betragsvorverzerrer und einen Phasenvorverzerrer zur Kompensation der AM-AM-Verzerrung bzw. AM-PM-Verzerrung.

[0013] Ferner ist in der Druckschrift US 5,524,285 ein Transceiver mit einem Empfänger und einer auf einem I-Q-Modulator basierenden Sendestufe beschrieben, wobei der Empfänger in zwei Betriebsmodi betreibbar ist. In dem ersten Betriebsmodus verarbeitet der Empfänger das empfangene Funksignal, während in dem zweiten Betriebsmodus das Ausgangssignal des Leistungsverstärkers der Sendestufe mit dem Empfänger vermessen wird. In dem zweiten Betriebsmodus wird die gemessene Information, insbesondere die Leistung der Nachbarkanäle, in einem Controller ausgewertet, um die Parameter eines dem Leistungsverstärker vorgeschalteten Vorverzerrers einzustellen.

Aufgabenstellung

[0014] Es ist Aufgabe der Erfindung, eine Sende-/und Empfangseinrichtung mit einem Polar-Modulator bereitzustellen, dessen Vorverzerrung mit einem im Vergleich zu herkömmlichen Ansätzen geringeren Schaltungsaufwand eingestellt werden kann. Ferner ist die Erfindung darauf gerichtet, ein entsprechendes Verfahren zur Einstellung einer Vorverzerrung in einem Polar-Modulator einer Sende-/Empfangseinrichtung anzugeben.

[0015] Die der Erfindung zugrunde liegenden Aufgabenstellungen werden durch die Merkmale der unabhängigen Ansprüche 1 und 12 gelöst.

[0016] Die erfindungsgemäße Sende-/Empfangseinrichtung für ein Mobilfunkgerät umfasst einen auf dem EER-Verfahren basierenden Polar-Modulator, d. h. der Modulator weist einen modulierbaren Verstärker auf. Ferner ist zumindest ein in Signalrichtung dem Verstärker vorgeschalteter Vorverzerrer vorgesehen, wobei der Vorverzerrer einstellbar ist. Der Vorverzerrer basiert beispielsweise auf einer Lookup-Tabelle. Außerdem umfasst die Sende-/Empfangseinrichtung einen Empfangspfad, welcher wahlweise entweder zum Empfang von Funksignalen oder im Rahmen der Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers verwendet werden kann. In letzterem Fall liefert der Empfangspfad ein von dem Ausgangssignal des Verstärkers abhängiges Mess-Signal. Darüber hinaus ist in der Sende-/Empfangseinrichtung zur Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers ein Koppelpfad vorgesehen, welcher den Eingang des Empfangspfads mit dem Ausgang des Verstärkers elektrisch verkoppelt. Die Sende-/Empfangseinrichtung weist ferner ein Steuer- und Auswertemittel auf, welches der Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers in Abhängigkeit des Mess-Signals dient.

[0017] Wesentlicher Gedanke der erfindungsgemäßen Sende/Empfangseinrichtung ist die Doppelnutzung des Empfangspfads. Der Empfangspfad als Teil des Empfängers wird einerseits für den Empfang von Funksignalen verwendet, andererseits wird der Empfangspfad bei der Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers genutzt. Im zweiten Fall wird das Ausgangssignal des Verstärkers über den Koppelpfad in den Empfangspfad eingekoppelt, wobei im Zuge einer Signalverarbeitung in dem Empfangspfad ein Mess-Signal generiert wird. Der Empfangspfad dient dabei typischerweise der Abwärtswandlung des eingekoppelten verzerrten Signals sowie optional einer anschließenden Analog/Digital-Wandlung, wobei beispielsweise als Mess-Signal Abtastwerte des I- und des Q-Anteils des Basisbandsignals ermittelt werden. Anhand des Mess-Signals lässt sich dann die Vorverzerrung, beispielsweise im Zuge eines Vergleiches des Mess-Signals mit dem unverzerrten Basisbandsignal, über das Steuer- und Auswertemittel so einstellen, dass die Verzerrung durch den Leistungsverstärker im Wesentlichen kompensiert wird.

[0018] Aufgrund der erfindungsgemäßen Doppelnutzung des Empfangspfades sind spezielle Mess-Schaltungen, wie sie im Stand der Technik zur Ermittlung des Betrags bzw. der Phasenmodulation des verzerrten Hochfrequenzsignals vorgesehen sind, nicht notwendig, so dass der Schaltungsaufwand deutlich reduziert wird.

[0019] An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass nicht notwendigerweise sämtliche Blöcke des Empfangspfades bei der Einstellung der Vorverzerrung genutzt werden. Beispielsweise sind empfangsseitige Filter zur Kanalverzerrung bei der Einstellung der Vorverzerrung im Allgemeinen nicht notwendig, da in diesem Fall keine Signalübertragung über den Luftkanal stattfindet.

[0020] Vorteilhafterweise umfasst der Koppelpfad ein schaltbares Koppelmittel, beispielsweise in Form eines MOS-Transistors (MOS – metal oxide semiconductor) oder eines MOS-Transmission-Gates, welches bei der Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers eine geringe Impedanz und beim gewöhnlichen Empfangsbetrieb eine hohe Impedanz aufweist. Es ist aber auch denkbar, dass der Koppelpfad sowohl im gewöhnlichen Empfangsbetrieb als auch bei der Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers wirksam ist. Dies ist dann der Fall, wenn der Koppelpfad auf einer parasitären Koppelung basiert. Beispielsweise weist ein Duplexer eine parasitäre Koppelung zwischen dem Transmitter-Anschluss und dem Receiver-Anschluss auf.

[0021] Vorteilhafterweise umfasst der Polar-Modulator zur Kompensation beider Verzerrungsarten, nämlich der AM-AM-Verzerrung und der AM-PM-Verzerrung, einen einstellbaren Betragsvorverzerrer und

einen einstellbaren Phasenvorverzerrer.

[0022] Typischerweise weisen der Polar-Modulator und der Empfangspfad einen Aufwärtswandler, insbesondere in Form einer direkt modulierten PLL oder in Form eines Mischers mit einem Lokal-Oszillator-Generator, bzw. einen Abwärtswandler auf. Der Aufwärtswandler dient dabei der Umsetzung des digitalen Phasensignals oder eines davon abhängigen Signals in ein modulierte Hochfrequenzsignal.

[0023] In diesem Fall wird gemäß einer ersten vorteilhaften Ausführungsform der LO-Eingang (LO: Lokal-Oszillator) des Abwärtswandlers in Abhängigkeit eines von dem Aufwärtswandler generierten Hochfrequenzsignals, insbesondere in Abhängigkeit des modulierten Hochfrequenzsignals oder eines von dem modulierten Hochfrequenzsignal abhängigen Signals, angesteuert.

[0024] Durch diese Maßnahme wird bewirkt, dass der Polar-Modulator und der Empfangspfad frequenzsynchron zueinander arbeiten. Eine Bestimmung der Trägerfrequenz f_c des eingekoppelten Signals ist in diesem Fall in dem Empfangspfad nicht notwendig. Handelt es sich bei dem Empfangspfad um einen homodynem Empfangspfad, bei dem die Empfangssignale ohne Verwendung einer Zwischenfrequenz in das Basisband gemischt werden, kann durch Mischung mit einem die Trägerfrequenz f_c aufweisenden LO-Signal die Mittenfrequenz des eingekoppelten Signals direkt auf 0 Hz abwärts gewandelt werden. Für den Fall, dass der Aufwärtswandler als direkt modulierte PLL realisiert ist, liefert die PLL kein monofrequentes Hochfrequenzsignal mit der Trägerfrequenz f_c , sondern lediglich ein modulierte Hochfrequenzsignal mit der Mittenfrequenz f_c . Zur Verhinderung einer Selbstmischung kann optional das modulierte Hochfrequenzsignal vor der Einspeisung in den LO-Eingang des Abwärtswandlers schmalbandig gefiltert werden, so dass die Modulation unterdrückt wird.

[0025] In diesem Zusammenhang sei angemerkt, dass der Abwärtswandler zur Erzeugung der I- und Q-Signalanteile typischerweise zwei einzelne Mischer umfasst, welche über zwei zueinander orthogonale LO-Signale angesteuert werden, d. h. über den LO-Eingang des Abwärtswandlers werden zwei Hochfrequenzsignale eingespeist (oder das zweite orthogonale Signal wird intern im Abwärtswandler generiert). Wird in dem Aufwärtsmischer ein Frequenzteiler mit einem Teilungsverhältnis von 2 verwendet, liefert dieser ohne zusätzlichen Schaltungsaufwand zwei orthogonale Hochfrequenzsignale (Abgriff nach dem ersten Latch und nach dem zweiten Latch des Frequenzteilers).

[0026] Gemäß einer zweiten vorteilhaften Ausführungsform wird der Aufwärtswandler über ein Refe-

renz-Signal mit einer Referenz-Frequenz synchronisiert, beispielsweise bei einer direkt modulierten PLL mit einem Frequenzteiler. Die Referenz-Frequenz ist dabei im Allgemeinen deutlich geringer als die Trägerfrequenz f_c ; beispielsweise liegt die Referenz-Frequenz bei 26 MHz, während die Trägerfrequenz bei 910 MHz liegt (Teilungsverhältnis 35:1). Die Sende-/Empfangseinrichtung umfasst einen Oberwellen-Generator zur Generierung einer oder mehrerer Oberwellen der Referenz-Frequenz. Der Lokal-Oszillator-Eingang des Abwärtswandlers wird in Abhängigkeit einer oder mehrerer der von dem Oberwellen-Generator erzeugten Oberwellen angesteuert. Typischerweise handelt es sich bei dem Oberwellen-Generator um einen Rechteck-Generator, welcher ein Rechteck-Signal erzeugt, dessen Grundfrequenz der Referenz-Frequenz entspricht. In diesem Fall weist das Ausgangssignal einen sogenannten Frequenz-Kamm mit einer Vielzahl von Oberwellen auf.

[0027] Dieser alternative Ansatz bietet sich insbesondere dann an, wenn der Empfangspfad auf einem heterodyn Konzept, wie beispielsweise bei einem sogenannten Low-IF-Empfänger, basiert.

[0028] In diesem Zusammenhang ist darauf hinzuweisen, dass das Ausgangssignal des Oberwellen-Generators auch als Referenz-Signal der PLL verwendet werden kann.

[0029] Vorteilhafterweise umfasst das Steuer- und Auswertemittel ein Vergleichsmittel, welches einen Vergleich des Mess-Signals (beispielsweise Abtastwerte des I- und Q-Anteils des Basisbandsignals) oder eines davon abhängigen Signals mit dem sendeseitigen komplexen Basisbandsignal oder einem mit dem sendeseitigen komplexen Basisbandsignal zusammenhängenden Signal durchführt. Der Vergleich beider Signale kann auf der Basis von kartesischen Koordinaten oder alternativ auf der Basis von polaren Koordinaten durchgeführt werden. Außerdem kann sich der Vergleich auch nur auf die Betragsinformation beziehen.

[0030] Der Begriff „Vergleich“ umfasst im Sinne der Anmeldung auch das Auswerten einer Fehlerfunktion zweier Vergleichssignale, beispielsweise in der Form $|x - \hat{x}|^2$ (x : komplexes Basisbandsignal, \hat{x} : komplexes Mess-Signal; alternativ: x : Betrag oder Phase des komplexen Basisbandsignals, \hat{x} : gemessener Betrag oder gemessene Phase).

[0031] Vorteilhafterweise ist das Mess-Signal ein komplexes digitales Signal in kartesischer Darstellung. In diesem Fall ist es von Vorteil, wenn das Steuer- und Auswertemittel ein Transformations-Mittel zum Transformieren des Mess-Signals oder eines davon abhängigen Signals in ein komplexes Signal in Polar-Koordinaten-Darstellung umfasst. In diesem

Fall wird der Vergleich auf der Basis von polaren Koordinaten der Vergleichssignale durchgeführt, d. h. das transformierte Signal wird dann typischerweise mit dem dem Ausgangssignal des Verstärkers zugrunde liegenden komplexen Basisbandsignal verglichen.

[0032] Außerdem ist es im Sinne der Anmeldung denkbar, dass das Transformations-Mittel lediglich den Betrag oder das Betragsquadrat des komplexen Mess-Signals ermittelt, wobei der Vergleich dann lediglich auf Betragsinformationen und nicht auf Phaseninformationen beruht.

[0033] Statt eines Vergleichsmittels kann in dem Steuer- und Auswertemittel vorteilhafterweise ein Signalverarbeitungs-Mittel vorgesehen werden, welches in Abhängigkeit des Mess-Signals ein für die durch den Verstärker hervorgerufene spektrale Aufweitung charakteristisches Signal bereitstellt. Diese vorteilhafte Ausführungsform der Sende-/Empfangseinrichtung basiert auf dem Gedanken, dass die Nichtlinearität des Verstärkers zu einer Aufweitung des Sendespektrums führt. Dieser Effekt wird im angelsächsischen Sprachgebrauch auch als „spectral regrowth“ bezeichnet.

[0034] Anhand des durch das Signalverarbeitungs-Mittel generierten Signals lässt sich der Grad der Verzerrung des Ausgangssignals des Verstärkers feststellen. Diese Information kann dazu genutzt werden, den zumindest einen Vorverzerrer derart einzustellen, dass die Verzerrung des Ausgangssignals des Verstärkers minimiert wird.

[0035] In diesem Fall ist es von Vorteil, wenn das Mess-Signal im Wesentlichen lediglich Spektralanteile eines oder mehrerer außerhalb des eigentlichen Sendekanals liegender Frequenzbereiche umfasst. Dies kann bei einem Homodyn-Empfänger beispielsweise mittels eines zusätzlichen Mischers realisiert werden, dessen LO-Frequenz der Frequenzablage relativ zur Mittenfrequenz des Sendekanals entspricht. Außerdem umfasst das Signalverarbeitungs-Mittel ein Mittel zum Bestimmen einer Größe, welche für die Leistung in dem bzw. in den außerhalb des Sendekanals liegenden Frequenzbereichen charakteristisch ist. Die so ermittelte Leistung außerhalb des eigentlichen Sendekanals ist ein Maß für die spektrale Aufweitung des Spektrums des Verstärker-Ausgangssignals und somit auch ein Maß für die Verzerrung des Verstärker-Ausgangssignals. Diese Information kann dazu genutzt werden, den zumindest einen Vorverzerrer derart einzustellen, dass die Verzerrung des Ausgangssignals des Verstärkers minimiert wird.

[0036] In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, dass die Frequenzbereiche beliebig schmal sein können und beispielsweise nur eine bestimmte

Frequenz umfassen. Außerdem wäre es denkbar, dass die Frequenzbereiche in den Randbereichen des Sendekanals liegen.

[0037] Die Einstellung der Vorverzerrung kann einmal während eines werkseitigen Tests und/oder regelmäßig beim Einschalten der Sende-/Empfangseinrichtung erfolgen. Vorteilhafterweise ist die Sende-/Empfangseinrichtung derart ausgestaltet, dass die Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers im Betrieb der Sende-/Empfangseinrichtung mit einer bestimmten Periodizität erfolgt, insbesondere bei jedem k -ten Datenburst (k fest und $k \geq 1$).

[0038] Die AM-AM-Verzerrung und die AM-PM-Verzerrung des Verstärkers sind typischerweise auch von äußeren Einflussgrößen wie Temperatur und Betriebsspannung abhängig. Erfolgt die Einstellung des Vorverzerrers im Betrieb der Sende-/Empfangseinrichtung mit einer bestimmten Periodizität kann die Vorverzerrung bei Schwankungen der äußeren Einflussgrößen, wie Temperaturschwankungen und Versorgungsspannungsschwankungen, nachgeführt werden. Temperaturschwankungen können beispielsweise durch einen monolithisch integrierten Temperatursensor gemessen werden. Bei einer Änderung der Temperatur kann die Einstellung der Vorverzerrung erneut durchgeführt werden. Ebenso kann ein Spannungsdetektor vorgesehen werden, der die Versorgungsspannung misst, wobei bei einer Änderung der Versorgungsspannung ebenfalls eine erneute Einstellung der Vorverzerrung initiiert wird.

[0039] Der zweite Aspekt der Erfindung ist auf ein Verfahren zur Einstellung einer Vorverzerrung in einem EER-basierten Polar-Modulator gerichtet. Dabei ist die Verzerrung des Verstärkers in dem Polar-Modulator mittels einer Vorverzerrung zumindest teilweise kompensierbar. Der Ausgang des Verstärkers ist mit dem Eingang eines Empfangspfads verkoppelt oder verkoppelbar. Der Empfangspfad wird sowohl im Rahmen der Einstellung der Vorverzerrung als auch im gewöhnlichen Empfangsbetrieb genutzt. In einem ersten Verfahrensschritt wird ein von dem Ausgangssignal des Verstärkers abhängiges Mess-Signal in dem Empfangspfad ermittelt. Das Mess-Signal wird ausgewertet und anhand des Auswerte-Ergebnisses wird die Vorverzerrung eingestellt.

[0040] Gemäß einer ersten alternativen Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens verarbeitet der Polar-Modulator im Rahmen der Einstellung der Vorverzerrung ein Kalibrationssignal, welches lediglich zur Einstellung der Vorverzerrung verwendet wird. Insbesondere wird bei der Einstellung der Vorverzerrung ein Kalibrationssignal mit treppenförmigem Betragsverlauf verwendet.

[0041] Falls zur Einstellung der Vorverzerrung ein Kalibrationssignal verwendet wird, sollte zur Vermeidung

von Störungen des Mobilfunknetzes das im Allgemeinen nicht Standardkonforme Kalibrationssignal nur mit sehr geringer Leistung oder überhaupt nicht abgestrahlt werden. Ist in der Sende/Empfangseinrichtung dem Verstärker ein zweiter Verstärker nachgeschaltet, ist es zweckmäßig, den zweiten Verstärker bei der Einstellung der Vorverzerrung zu deaktivieren.

[0042] Gemäß einer zweiten alternativen Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens erfolgt die Einstellung der Vorverzerrung im Rahmen des gewöhnlichen Sendebetriebs, d. h. der Polar-Modulator verarbeitet statt eines Kalibrationssignals ein im Rahmen des Sendebetriebs zu übertragendes Basisbandsignal.

[0043] Die vorstehenden Aussagen zu der erfindungsgemäßen Sende/Empfangseinrichtung lassen sich in analoger Weise auf das erfindungsgemäße Verfahren zur Einstellung der Vorverzerrung übertragen.

[0044] Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

[0045] Die Erfindung wird nachfolgend anhand mehrerer Ausführungsbeispiele unter Bezugnahme auf die Zeichnungen näher erläutert; in diesen zeigen:

[0046] [Fig. 1](#) ein Prinzipschaltbild eines Polar-Modulators (Stand der Technik);

[0047] [Fig. 2](#) ein Prinzipschaltbild eines nach dem EER-Verfahren arbeitenden Polar-Modulators (Stand der Technik);

[0048] [Fig. 3](#) ein Prinzipschaltbild eines gegenüber [Fig. 2](#) um eine Vorverzerrung erweiterten Polar-Modulators (Stand der Technik);

[0049] [Fig. 4](#) ein Schaltbild eines ersten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Sende-/Empfangseinrichtung;

[0050] [Fig. 5](#) ein Schaltbild eines zweiten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Sende-/Empfangseinrichtung für den GSM-900- und den GSM-1800-Betriebsmodus;

[0051] [Fig. 6](#) ein Schaltbild eines dritten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Sende-/Empfangseinrichtung; und

[0052] [Fig. 7](#) ein Schaltbild eines vierten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Sende-/Empfangseinrichtung.

[0053] Hinsichtlich der [Fig. 1](#) bis [Fig. 3](#) zum Stand

der Technik wird auf die Beschreibungseinleitung verwiesen.

Ausführungsbeispiel

[0054] In [Fig. 4](#) ist ein Schaltbild eines ersten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Sende-/Empfangseinrichtung dargestellt. Mit gleichen Bezugszeichen versehene Schaltungsblöcke und Signale in [Fig. 3](#) und [Fig. 4](#) entsprechen einander. Der in [Fig. 4](#) sendeseitig verwendete Abwärtswandler **4** basiert auf einer direkt modulierten PLL. Diese umfasst eine geschlossene Regel-Schleife, die einen Phasen-Frequenz-Detektor **20**, ein Schleifen-Filter **21**, einen spannungsgesteuerten Oszillator **22** (VCO – voltage controlled oscillator) und einen hinsichtlich des Teilungsverhältnisses einstellbaren Frequenzteiler **23** beinhaltet. Über einen Modulationseingang **19** wird die direkt modulierte PLL in der Frequenz ihres Ausgangssignals $y(t)$ moduliert. Im stationären Betrieb der PLL gilt für die Frequenz f_c des Signals $y(t)$ am Ausgang der direkt modulierten PLL:

$$f_c = N \cdot f_{\text{ref}}$$

[0055] Dabei beschreibt f_{ref} die Frequenz des Referenz-Signals f_{ref} der PLL und N das Teilungsverhältnis des Frequenzteilers **23**.

[0056] Der in [Fig. 4](#) dargestellte Betragsvorverzerrer **11** und der in [Fig. 4](#) dargestellte Phasenvorverzerrer **12** können beispielsweise als Lookup-Tabellen (LUT) realisiert werden, wobei jeweils ein Tabellen-Wert die Vorverzerrung des Betrags- oder Phasenwerts in Abhängigkeit des jeweiligen Betragswerts bestimmt. Alternativ können die Vorverzerrer **11** und **12** als adaptive Filter, insbesondere als parametrische Filter, realisiert werden, wobei in diesem Fall die Filter-Koeffizienten die Vorverzerrung bestimmen.

[0057] Zur Einstellung der Vorverzerrer **11** und **12** wird das Ausgangssignal $s(t)$ des Verstärkers **10** über einen Duplexer **24** in den Empfangspfad **25** der Sende-/Empfangseinrichtung eingekoppelt (Loop-back-Betriebsmodus). Gewöhnlicherweise verbindet ein Duplexer **24** wahlweise entweder den Ausgang des Leistungsverstärkers oder den Eingang des Empfangspfads mit der Antenne. Bei der erfindungsgemäßen Sende-/Empfangseinrichtung kann vorgeesehen sein, dass bei der Einstellung der Vorverzerrer **11** und **12** der Duplexer **24** den Ausgang des Leistungsverstärkers **10** mit dem Eingang des Empfangspfads selektiv verbindet, d. h. der Transmit-Eingang **26** und der Receive-Ausgang **27** des Duplexers **24** werden bei der Einstellung der Vorverzerrer **11** und **12** miteinander verbunden. Alternativ kann auch die parasitäre Koppelung zwischen dem Transmit-Eingang **26** und dem Receive-Ausgang **27** des Duplexers **24** zur Einkoppelung des Ausgangssignals $s(t)$ des Leis-

tungsverstärkers **8** in den Empfangspfad **25** genutzt werden.

[0058] Das über den Duplexer **24** in den Empfangspfad eingekoppelte Signal wird zunächst mittels eines LNA **28** (low noise amplifier) verstärkt. Ist die Eingangsleistung aufgrund eines niederohmigen Koppelpfades über den Duplexer **24** sehr hoch, kann der LNA **28** auch überbrückt werden und das Ausgangssignal des ersten Verstärkers **8** direkt in den Eingang des Abwärtswandlers **29** gespeist werden (gestrichelte Verbindung). In diesem Fall wird insbesondere eine Übersteuerung des LNA **28** verhindert. Falls das Ausgangssignal des ersten Verstärkers **8** direkt in den Eingang des Abwärtswandlers **29** gespeist wird, sollte der LNA **28** während der Einstellung der Vorverzerrung ausgeschaltet sein, um eine möglichst hohe Isolation zur Antenne zu erzielen, da ansonsten bei einem vorhandenen Funk-Störsignal der Empfangspfad gestört werden könnte.

[0059] In diesem Zusammenhang muss beachtet werden, dass die Nichtlinearität des Empfangspfads **25** deutlich geringer als die Nichtlinearität des Polar-Modulators sein sollte. Dies kann insbesondere dadurch bewerkstelligt werden, dass die Verstärkung in dem Empfangspfad **25** optimal eingestellt wird, wobei dieser optimale Wert der Verstärkung a priori bekannt ist.

[0060] Das resultierende Signal wird einem Abwärtswandler zugeführt, welcher einen komplexen Mischer **29**, d. h. zwei reelle Mischer, umfasst. Die zwei reellen Mischer werden zur Erzeugung des I- und des Q-Signalanteils von zwei orthogonalen LO-Signalen angesteuert. In [Fig. 4](#) ist zur Vereinfachung der Darstellung lediglich ein LO-Signal dargestellt. Wird eine homodyne Empfänger-Architektur (Zero-IF-Receiver) verwendet, kann das LO-Signal aus dem von dem VCO **22** generierten modulierten Hochfrequenzsignal $y(t)$ bzw. $y'(t)$ abgeleitet werden. Zur Verhinderung einer Selbstmischung, bei der die Phaseninformation verloren ginge, sollte vor der Einspeisung in den LO-Eingang des Abwärtswandlers **29** mittels eines schmalbandigen Filters die Modulation aus dem modulierten Hochfrequenzsignal $y(t)$ bzw. $y'(t)$ entfernt werden (nicht dargestellt). Dies kann beispielsweise über eine schmalbandige PLL als Filter erfolgen, wobei das modulierte Hochfrequenzsignal $y(t)$ bzw. $y'(t)$ das Referenz-Signal der schmalbandigen PLL darstellt. Wird als Aufwärts-wandler **4** ein komplexer Mischer verwendet, können die den komplexen Mischer ansteuernden unmodulierten orthogonalen LO-Signale ohne Filterung zur Ansteuerung des LO-Eingangs des Abwärtswandlers **29** verwendet werden.

[0061] Falls der Empfänger als heterodyner Empfänger mit einer niederfrequenten Zwischenfrequenz (Low-IF-Receiver) realisiert wird, kann alternativ das

LO-Signal des ersten komplexen Mischers auch aus dem Referenz-Signal r_{ref} der PLL abgeleitet werden (gestrichelt dargestellt). Hierzu wird das Referenz-Signal r_{ref} einem Rechteck-Generator **30** zugeführt, welcher ein Rechteck-Signal erzeugt, dessen Grundfrequenz der Referenz-Frequenz f_{ref} entspricht. Das Ausgangssignal des Rechteck-Generators **30** weist einen sogenannten Frequenz-Kamm mit einer Vielzahl von Oberwellen der Referenz-Frequenz f_{ref} auf.

[0062] Das komplexe Ausgangssignal des Abwärtswandlers **29** wird zunächst mittels eines komplexen Polyphasen-Filters **31** gefiltert (typische Bandbreite für eine GSM-Applikation im Bereich von 200 kHz). Anschließend erfolgt eine Analog/Digital-Wandlung mittels des Analog/Digital-Wandlers **32**. Nachfolgend wird das digitale komplexe Ausgangssignal des Analog/Digital-Wandlers **32** typischerweise mittels einer Mehrzahl von Filtern **33** (lediglich ein Filter in [Fig. 4](#) dargestellt) weiterverarbeitet. Das Ausgangssignal **35** der Filterkette **33** bildet ein vom Empfangspfad **25** bereitgestelltes Mess-Signal, wobei das Mess-Signal **25** im Wesentlichen mit Hilfe der im gewöhnlichen Empfangsbetrieb verwendeten Schaltungsblöcke des Empfangspfads **25** generiert wird. Das komplexe Mess-Signal **35** in kartesischer Darstellung wird anschließend mittels eines Transformations-Mittels **34** in ein komplexes Signal **37** in Polar-Koordinaten-Darstellung gewandelt. Außerdem kann bei einem treppenförmigen Kalibrationssignal in dem Schaltungsblock **34** eine zeitliche Mittelwertbildung durchgeführt werden.

[0063] In dem Vergleichs-Mittel **36** wird zur Quantifizierung der Verzerrung das komplexe Signal **37** mit dem Betragssignal $r(k)$ und dem Phasensignal $\varphi(k)$ verglichen. Dies kann insbesondere in der Form erfolgen, dass bei der Einstellung der Vorverzerrer **11** und **12** in dem Vergleichs-Mittel **36** eine von den zu vergleichenden Signalen abhängige Fehlerfunktion minimiert wird.

[0064] Beispielsweise kann die Fehlerfunktion $|x - x_i|^2$ (x : skaliertes komplexes Basisbandsignal; x_i : skaliertes komplexes Mess-Signal **37** bzw. **35**) minimiert werden. Zur Bestimmung der Tabellenwerte des AM-AM-Vorverzerrers **11** kann alternativ eine entsprechende Fehlerfunktion basierend auf dem sendeseitigen Betragssignal und der gemessenen Umhüllenden verwendet werden. Bei dem Vergleich müssen die Vergleichsgrößen entsprechend der in dem Sendepfad und Empfangspfad auftretenden Verstärkungs- und Dämpfungsfaktoren skaliert werden. Dies kann durch eine einmalige Skalierung des Empfangssignals erfolgen. Außerdem müssen die Vergleichsgrößen zeitrichtig zueinander verarbeitet werden.

[0065] Darüber hinaus kann der Vergleich in dem Vergleichs-Mittel **36** auch auf Basis von komplexen

Vergleichsgrößen in kartesischer Darstellung erfolgen.

[0066] In Abhängigkeit des Werts der Fehlerfunktion werden zwei Steuersignale **38** und **39** generiert, wobei das Steuersignal **38** der Einstellung des Vorverzerrers **11** und das Steuersignal **39** der Einstellung des Vorverzerrers **12** dient.

[0067] Es kann vorgesehen sein, dass jeweils verschiedene Parametersätze für die Lookup-Tabellen abgespeichert sind, wobei über die Steuersignale **38** und **39** die Auswahl jeweils eines Parametersatzes erfolgt. Jeder der verschiedenen Parametersätze ist dabei einer anderen Nichtlinearitäts-Charakteristik des Leistungsverstärkers **8** zugeordnet.

[0068] Sind die Vorverzerrer **11** und **12** als digitale parametrische Filter realisiert, werden über die Steuersignale **38** und **39** die Filter-Koeffizienten geändert. Beispielsweise wird in Abhängigkeit der Steuersignale **38** und **39** jeweils ein Koeffizientensatz aus einer Mehrzahl von Koeffizientensätzen ausgewählt.

[0069] Im Zusammenhang mit [Fig. 4](#) sei darauf hingewiesen, dass die Modulation der Ausgangsleistung des Verstärkers **8** über einen in [Fig. 4](#) nicht dargestellten LDO-Spannungsregler erfolgt. Dies gilt in gleicher Weise für die nachfolgenden Ausführungsbeispiele.

[0070] In [Fig. 5](#) ist ein Schaltbild eines zweiten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Sendepfad-/Empfangseinrichtung für den Einsatz in einem GSM-Mobiltelefon (GSM: Global System for Mobile Communications) dargestellt. Mit gleichen Bezugszeichen versehene Blöcke und Signale in [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) entsprechen einander. Bei diesem Ausführungsbeispiel handelt es sich um eine Sendepfad-/Empfangseinrichtung, welche sowohl im GSM-900-Modus (d. h. im Frequenzbereich um 900 MHz) als auch im GSM-1800-Modus (d. h. im Frequenzbereich um 1800 MHz) betrieben werden kann.

[0071] Zur Erhöhung der Modulationsbandbreite der direkt modulierten PLL ist ein Kompensationsfilter **42** vorgesehen, wobei die Übertragungsfunktion des Kompensationsfilters **42** in etwa dem Inversen der Übertragungsfunktion der PLL vom Modulationseingang zum PLL-Ausgang entspricht. Das dem Kompensationsfilter **42** zugrunde liegende Konzept ist beispielsweise in der Dissertation „Techniques for High Data Rate Modulation and Low Power Operation of Fractional-N Frequency Synthesizers“ von Michael Henderson Perrot, Massachusetts Institute of Technology, September **1997**, genauer beschrieben. Dem Ausgangssignal des Kompensationsfilters **42** wird ein digitales Kanalwort c überlagert, welches die verwendete Trägerfrequenz f_c festlegt. Der sich im Signalpfad anschließende Sigma-Delta-Modulator **41**

erzeugt aus dem resultierenden digitalen Signal ein zeitlich schwankendes Signal, so dass das Teilungsverhältnis N des angesteuerten Frequenzteilers **23** der direkt modulierten PLL effektiv keine natürliche, sondern eine gebrochene Zahl darstellt. Daher wird eine wie in [Fig. 5](#) dargestellte direkt modulierte PLL auch als Sigma-Delta-Fractional-N-PLL bezeichnet. Eine derartige Sigma-Delta-Fractional-N-PLL weist ein geringeres ausgangsseitiges Rauschen auf, da durch Verwendung des Sigma-Delta-Modulators **41** das Quantisierungsrauschen geringer ist. Der VCO **22'** erzeugt dabei je nach GSM-Betriebsmodus ein Ausgangssignal mit der doppelten (GSM-1800-Modus) oder vierfachen (GSM-900-Modus) Frequenz des Sendesignals $s(t)$. Im GSM-900-Modus weist der dem VCO **22'** nachgeschaltete Frequenzteiler **40** ein Teilungsverhältnis von 4 auf, während im GSM-1800-Modus der Frequenzteiler **40** mit einem Teilungsverhältnis von 2 arbeitet.

[0072] In Bezug auf den Amplitudenmodulationspfad wird das Ausgangssignal des Betragsvorverzerrers **11** zunächst einer Einheit zur Offset-Korrektur **43** zugeführt. Das resultierende digitale Signal wird in einem Filter **13** einer Interpolation und einer Rausch-Filterung (noise shaping) unterzogen.

[0073] In [Fig. 6](#) ist ein Schaltbild eines dritten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Sendee-/Empfangseinrichtung dargestellt. Mit gleichen Bezugszeichen versehene Blöcke und Signale in [Fig. 5](#) und [Fig. 6](#) entsprechen einander.

[0074] Wesentliches Merkmal dieses Ausführungsbeispiels ist die Verwendung zweier Verstärker **8** und **50**. Dabei erfolgt die Amplitudenmodulation lediglich über den ersten Verstärker **8**. Der erste Verstärker **8** ist dabei zusammen mit den übrigen in [Fig. 6](#) dargestellten Blöcken (ausgenommen davon sind der lediglich zwischen dem Sende- und dem Empfangsbetrieb umschaltbare Duplexer **24'**, der zweite Verstärker **50** und der Quarz-Oszillator **51**) auf einem einzigen Chip in einer CMOS-Halbleiter-Technologie integriert. Der zweite Verstärker **50** hingegen ist in einer Bipolar- oder GaAs-FET-Halbleiter-Technologie implementiert. Obschon der Pegel am Eingang des zweiten Verstärkers **50** höher als am Eingang des ersten Verstärkers **8** ist, wird die Signalverzerrung im Allgemeinen hauptsächlich durch den ersten Verstärker **8** verursacht, da ein Verstärker in einer CMOS-Halbleiter-Technologie einen geringeren Linearitätsbereich als ein entsprechender Verstärker in einer Bipolar- oder GaAs-FET-Halbleiter-Technologie bei vergleichbarer Strukturauflösung aufweist.

[0075] Zur Einstellung der Vorverzerrer **11** und **12** ist es also häufig ausreichend, die Verzerrung des Ausgangssignals des ersten Verstärkers **8** statt der Verzerrung des Ausgangssignals des zweiten Verstärkers **50** zu messen. Dementsprechend wird das Aus-

gangssignal des ersten Verstärkers **8** über ein Kopplermittel **52** in den Eingang des Empfangspfades **25** eingekoppelt, insbesondere wird dazu eine Koppel-Kapazität verwendet. Die Einkoppelung kann schaltbar ausgeführt sein. Hierzu kann beispielsweise ein schaltbarer MOS-Transistor (MOS – metal oxide semiconductor) oder ein MOS-Transmission-Gate verwendet werden, welcher bzw. welches in Serie zu der Koppel-Kapazität angeordnet ist.

[0076] Das LO-Signal des Abwärtswandlers **29** kann über einen Multiplexer **53** ausgewählt werden. Das LO-Signal des Abwärtswandlers **29** wird wahlweise aus dem Rechtecksignal ref' , dessen Grundfrequenz der Referenz-Frequenz f_{ref} entspricht, oder aus dem modulierten Hochfrequenzsignal $y'(t)$ abgeleitet. Alternativ kann auch ein externes LO-Signal **54** zur Ansteuerung des Abwärtswandlers **29** über den Multiplexer **53** ausgewählt werden. Das externe LO-Signal **54** kann beispielsweise bei einer werkseitigen Einstellung der Vorverzerrer **11** und **12** verwendet werden.

[0077] Falls zur Einstellung der Vorverzerrung ein nicht Standardkonformes Kalibrationssignal verwendet wird, sollte zur Vermeidung von Störungen des Mobilfunknetzes der zweite Verstärker **50** bei einer beim Nutzer durchgeführten (d. h. nicht werkseitigen) Einstellung der Vorverzerrung deaktiviert werden.

[0078] Der in [Fig. 6](#) dargestellte digitale Frequenzwandler **55** wird bei der wie vorstehend beschriebenen Analyse des Mess-Signals **35** nicht verwendet, d. h. dieser stellt in diesem Fall einen Kurzschluss dar.

[0079] Alternativ zu der vorstehend beschriebenen Analyse des Mess-Signals in Form eines Signalvergleichs kann zur Einstellung der Vorverzerrer **11** und **12** die spektrale Aufweitung des Ausgangssignals des ersten Verstärkers **8** bestimmt werden. Die für diese alternative Signalauswertung notwendigen Blöcke sind bis auf den digitalen Frequenzwandler **55** in [Fig. 6](#) nicht dargestellt. Dazu wird über die Wahl der Kreisfrequenz ω_{Ac1} mittels des Frequenzwandlers **55** ein Nachbarkanal ausgewählt, beispielsweise ein zwei Kanäle neben dem Sendekanal liegender Kanal. Die Frequenz $f_{Ac1} = \omega_{Ac1}/2\pi$ (beispielsweise $f_{Ac1} \approx 400$ kHz) entspricht bei einer homodynen Empfängerstruktur der Frequenzablage von der Trägerfrequenz f_c . Das Mess-Signal **35** umfasst in diesem Fall lediglich die Spektralanteile des ausgewählten Nachbarkanals. Außerhalb dieses Bands liegende Spektralanteile werden durch das dem Frequenzwandler **55** nachfolgende Filter **33** unterdrückt. Mit einem Signalverarbeitungs-Mittel (nicht dargestellt) werden die Leistung des Mess-Signals **35** und damit die Leistung in dem ausgewählten Nachbarkanal ermittelt. Die Steuersignale **38** und **39** werden so gewählt, dass die ermittelte Leistung des ausgewählten Nachbarkanals

und damit auch die spektrale Aufweitung möglichst gering sind. Bei der Bestimmung der spektralen Aufweitung mittels der Messung einer Nachbarkanal-Leistung ist es notwendig, die absolute Leistung des Ausgangssignals des ersten Verstärkers **8** zu berücksichtigen.

[0080] Statt einer Leistungsmessung eines gesamten Nachbarkanals kann auch die spektrale Leistungsdichte bei einer einzelnen Frequenz (oder bei diskreten Frequenzpunkten) ermittelt werden, beispielsweise bei einer Frequenzablage von 400 kHz.

[0081] Insbesondere die Messung der spektralen Aufweitung kann während des gewöhnlichen Betriebs des Mobilfunkgeräts mit einem Standard-konformen Basisbandsignal $x(k)$ durchgeführt werden. In diesem Fall ist der zweite Verstärker **50** aktiviert.

[0082] [Fig. 6](#) zeigt außerdem ein Realisierungsbeispiel für den Phasenvorverzerrer **12**. Dieses Realisierungsbeispiel kann in entsprechender Weise auch auf die Ausführungsbeispiele in den [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) übertragen werden. In Abhängigkeit des Betragssignals $r(k)$ werden Phasenkorrekturwerte aus einer Lookup-Tabelle $12'$ ausgewählt, die mit dem Phasensignal $\varphi(k)$ additiv überlagert werden.

[0083] Der sich an den Phasenvorverzerrer **12** anschließende Differenzierer **56** als Teil des Aufwärtswandlers **4''** dient dazu, die Phaseninformation in eine Frequenzinformation zu wandeln, da die direkt modulierte PLL über den Frequenzteiler **23** in ihrer Frequenz moduliert wird. In den [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) wurde auf die Darstellung des Differenzierers **56** aus Gründen der Vereinfachung verzichtet.

[0084] In [Fig. 7](#) ist ein Schaltbild eines vierten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Sende-/Empfangseinrichtung dargestellt. Mit gleichen Bezugszeichen versehene Blöcke und Signale in [Fig. 6](#) und [Fig. 7](#) entsprechen einander. Der wesentliche Unterschied zwischen dem Ausführungsbeispiel in [Fig. 6](#) und dem Ausführungsbeispiel in [Fig. 7](#) ist, dass in [Fig. 7](#) das Ausgangssignal des zweiten Verstärkers **50** zur Einstellung der Vorverzerrer **11** und **12** in den Empfangspfad eingekoppelt wird. Zur Signaleinkoppelung dient der parasitäre Koppelpfad zwischen dem Transmit-Eingang **26** und dem Receive-Ausgang **27** des Duplexers **24'**.

Patentansprüche

1. Sende-/Empfangseinrichtung für ein Mobilfunkgerät, mit
 – einem auf der Verarbeitung eines digitalen komplexen Basisbandsignals ($x(k)$) in Form eines digitalen Betragssignals ($r(k)$) und eines digitalen Phasensignals ($\varphi(k)$) basierenden Polar-Modulator, welcher
 – einen Verstärker (**8, 50**) zur Verstärkung eines von

dem digitalen Phasensignal ($\varphi(k)$) abhängigen Hochfrequenzsignals ($y'(t)$), dessen Ausgangsleistung in Abhängigkeit des digitalen Betragssignals ($r(k)$) modulierbar ist, und

– zumindest einen in Signalrichtung dem Verstärker (**8, 50**) vorgeschalteten Vorverzerrer (**11, 12**) mit einstellbarer Vorverzerrung zur zumindest teilweisen Kompensation einer durch den Verstärker (**8, 50**) hervorgerufenen Verzerrung umfasst,
 – einem Empfangspfad (**25**), welcher sowohl
 – zum Empfang von Funksignalen als auch
 – im Rahmen der Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers (**11, 12**) zur Ermittlung eines von dem Ausgangssignal ($s(t)$) des Verstärkers (**8, 50**) abhängigen Mess-Signals (**35**) dient,
 – einem Koppelpfad zur elektrischen Verkoppelung des Eingangs des Empfangspfads (**25**) mit dem Ausgang des Verstärkers (**8, 50**) im Rahmen der Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers (**11, 12**) und
 – einem Steuer- und Auswertemittel (**34, 36**) zur Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers (**11, 12**) in Abhängigkeit des Mess-Signals (**35**).

2. Sende-/Empfangseinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Koppelpfad ein schaltbares Koppelmittel umfasst.

3. Sende-/Empfangseinrichtung nach einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass der Polar-Modulator zwei Vorverzerrer (**11, 12**) umfasst, nämlich
 – einen Betragsvorverzerrer (**11**) mit einstellbarer Betragsvorverzerrung zur zumindest teilweisen Kompensation einer durch den Verstärker (**8, 50**) hervorgerufenen Betragsvorverzerrung und
 – einen Phasenvorverzerrer (**12**) mit einstellbarer Phasenvorverzerrung zur zumindest teilweisen Kompensation einer durch den Verstärker (**8, 50**) hervorgerufenen Phasenverzerrung.

4. Sende-/Empfangseinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet,
 – dass der Polar-Modulator einen Aufwärtswandler (**4, 4', 4''**), insbesondere in Form einer direkt modulierten PLL, zur Umsetzung des digitalen Phasensignals ($\varphi(k)$) oder eines davon abhängigen Signals in ein moduliertes Hochfrequenzsignal ($y(t)$) umfasst, und
 – dass der Empfangspfad einen Abwärtswandler (**29**) umfasst, dessen Lokal-Oszillator-Eingang in Abhängigkeit eines seitens des Aufwärtswandlers (**29**) generierten Hochfrequenzsignals ($y'(t)$), insbesondere in Abhängigkeit des modulierten Hochfrequenzsignals oder eines von dem modulierten Hochfrequenzsignal abhängigen Signals, angesteuert wird.

5. Sende-/Empfangseinrichtung nach einem der

Ansprüche 1 bis 3,

dadurch gekennzeichnet,

- dass der Polar-Modulator einen Aufwärtswandler (**4**, **4'**, **4''**), insbesondere in Form einer direkt modulierten PLL, zur Umsetzung des digitalen Phasensignals ($\varphi(k)$) oder eines davon abhängigen Signals in ein modulierte Hochfrequenzsignal umfasst, welcher über ein Referenz-Signal (ref) mit einer Referenz-Frequenz synchronisiert wird,
- dass die Sende-/Empfangseinrichtung einen Oberwellen-Generator (**30**) zur Generierung einer oder mehrerer Oberwellen der Referenz-Frequenz umfasst, und
- dass der Empfangspfad einen Abwärtswandler (**29**) umfasst, dessen Lokal-Oszillator-Eingang in Abhängigkeit einer oder mehrerer der von dem Oberwellen-Generator (**30**) erzeugten Oberwellen angesteuert wird.

6. Sende-/Empfangseinrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

- dass das Steuer- und Auswertemittel (**34**, **36**) ein Mittel zum Vergleichen (**36**)
- des Mess-Signals (**35**) oder eines davon abhängigen Signals (**37**) mit
- dem komplexen Basisbandsignal ($r(k)$, $\varphi(k)$) oder einem mit dem komplexen Basisbandsignal zusammenhängenden Signal umfasst.

7. Sende-/Empfangseinrichtung nach Anspruch 6,

dadurch gekennzeichnet,

- dass das Mess-Signal (**35**) ein komplexes digitales Signal in kartesischer Darstellung ist, und
- dass das Steuer- und Auswertemittel (**34**, **36**) ein Transformations-Mittel (**34**) zum Transformieren des Mess-Signals (**35**) oder eines davon abhängigen Signals in ein komplexes Signal (**37**) in Polar-Koordinaten-Darstellung umfasst.

8. Sende-/Empfangseinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 5,

dadurch gekennzeichnet,

- dass das Steuer- und Auswertemittel (**34**, **36**) ein Signalverarbeitungs-Mittel umfasst, welches in Abhängigkeit des Mess-Signals ein für die durch den Verstärker hervorgerufene spektrale Aufweitung charakteristisches Signal bereitstellt.

9. Sende-/Empfangseinrichtung nach Anspruch 8,

dadurch gekennzeichnet,

- dass das Mess-Signal (**35**) im Wesentlichen Spektralanteile eines oder mehrerer außerhalb des Sendekanals liegender Frequenzbereiche umfasst, und
- dass das Signalverarbeitungs-Mittel ein Mittel zum Bestimmen einer für die Leistung in dem bzw. in den außerhalb des Sendekanals liegenden Frequenzbereichen charakteristischen Größe umfasst.

10. Sende-/Empfangseinrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

- dass die Sende-/Empfangseinrichtung derart ausgestaltet ist,
- dass die Einstellung des zumindest einen Vorverzerrers (**11**, **12**) bei jedem k-ten gesendeten Datenburst erfolgt, mit $k \geq 1$.

11. Sende-/Empfangseinrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

- dass der zumindest eine Vorverzerrer (**11**, **12**) auf einer Lookup-Tabelle basiert.

12. Verfahren zur Einstellung einer Vorverzerrung in einem Polar-Modulator einer Sende-/Empfangseinrichtung eines Mobilfunkgeräts, wobei

- der Polar-Modulator auf der Verarbeitung eines digitalen komplexen Basisbandsignals ($x(k)$) in Form eines digitalen Betragssignals ($r(k)$) und eines digitalen Phasensignals ($\varphi(k)$) basiert,
- eine Verzerrung durch einen im Polar-Modulator befindlichen Verstärker (**8**, **50**) hervorgerufen wird, welcher ein von dem digitalen Phasensignal ($\varphi(k)$) abhängiges Hochfrequenzsignal ($y'(t)$) verstärkt und dessen Ausgangsleistung in Abhängigkeit des digitalen Betragssignals ($r(k)$) modulierbar ist,
- die Verzerrung mittels einer der Verzerrung vorhergehenden, einstellbaren Vorverzerrung (**11**, **12**) zumindest teilweise kompensierbar ist, und
- der Ausgang des Verstärkers (**8**, **50**) mit dem Eingang eines Empfangspfads (**25**) verkoppelt oder verkoppelbar ist, wobei der Empfangspfad (**25**) sowohl im Rahmen der Einstellung der Vorverzerrung als auch zum Empfang von Funksignalen genutzt wird; mit den Schritten:
 - a) Ermitteln eines von dem Ausgangssignal ($s(t)$) des Verstärkers abhängigen Mess-Signals (**35**) in dem Empfangspfad (**25**);
 - b) Auswerten des Mess-Signals (**35**); und
 - c) Einstellen der Vorverzerrung (**11**, **12**) entsprechend dem Auswerte-Ergebnis im Verfahrensschritt b).

13. Verfahren nach Anspruch 12, gekennzeichnet durch den vor Verfahrensschritt a) durchzuführenden Schritt:

- Verkoppeln des Ausgangs des Verstärkers (**8**, **50**) mit dem Eingang des Empfangspfads (**25**).

14. Verfahren nach einem der Ansprüche 12 oder 13,

dadurch gekennzeichnet,

- dass die Vorverzerrung (**11**, **12**)
- eine einstellbare Betragsvorverzerrung (**11**) zur zumindest teilweisen Kompensation einer durch den Verstärker (**8**, **50**) hervorgerufenen Betragsvorverzerrung und
- eine einstellbare Phasenvorverzerrung (**12**) zur zu-

mindest teilweisen Kompensation einer durch den Verstärker (**8**, **50**) hervorgerufenen Phasenverzerrung beinhaltet.

15. Verfahren nach einem der Ansprüche 12 bis 14, dadurch gekennzeichnet, dass im Verfahrensschritt b) folgender Schritt durchgeführt wird:

- Vergleichen
- des Mess-Signals (**35**) oder eines davon abhängigen Signals (**37**) mit
- dem komplexen Basisbandsignal $(r(k), \varphi(k))$ oder einem mit dem komplexen Basisbandsignal zusammenhängenden Signal.

16. Verfahren nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet,

- dass, das Mess-Signal (**35**) ein digitales komplexes Signal in kartesischer Darstellung ist, und
- dass im Verfahrensschritt b) folgender Schritt durchgeführt wird:
- Transformieren des Mess-Signals (**35**) oder eines davon abhängigen Signals in ein komplexes Signal (**37**) in Polar-Koordinaten-Darstellung.

17. Verfahren nach einem der Ansprüche 12 bis 14, dadurch gekennzeichnet, dass im Verfahrensschritt b) folgender Schritt durchgeführt wird:

b1) Ermitteln eines für die durch den Verstärker hervorgerufene spektrale Aufweitung charakteristischen Signals in Abhängigkeit des Mess-Signals (**35**).

18. Verfahren nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, dass im Verfahrensschritt b1) folgende Schritte durchgeführt werden:

- Auswählen eines zu dem Sendekanal benachbarten Kanals, so dass das Mess-Signal (**35**) im Wesentlichen Spektralanteile eines außerhalb des Sendekanals liegenden Frequenzbereiches umfasst; und
- Bestimmen einer für die Leistung in dem außerhalb des Sendekanals liegenden Frequenzbereichs charakteristischen Größe.

19. Verfahren nach einem der Ansprüche 12 bis 18, dadurch gekennzeichnet, dass die Einstellung der Vorverzerrung (**11**, **12**) bei jedem kten gesendeten Datenburst erfolgt, mit $k \geq 1$.

20. Verfahren nach einem der Ansprüche 12 bis 19, dadurch gekennzeichnet, dass im Rahmen der Einstellung der Vorverzerrung (**11**, **12**) der Polar-Modulator ein lediglich im Rahmen der Einstellung der Vorverzerrung verwendetes Kalibrationssignal $(r(k), \varphi(k))$ verarbeitet, insbesondere ein Kalibrationssignal mit treppenförmigen Betrags-

verlauf.

21. Verfahren nach einem der Ansprüche 12 bis 19, dadurch gekennzeichnet, dass im Rahmen der Einstellung der Vorverzerrung der Polar-Modulator ein im Rahmen des Sendebetriebs zu übertragendes Basisbandsignal $(r(k), \varphi(k))$ verarbeitet.

Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG 1

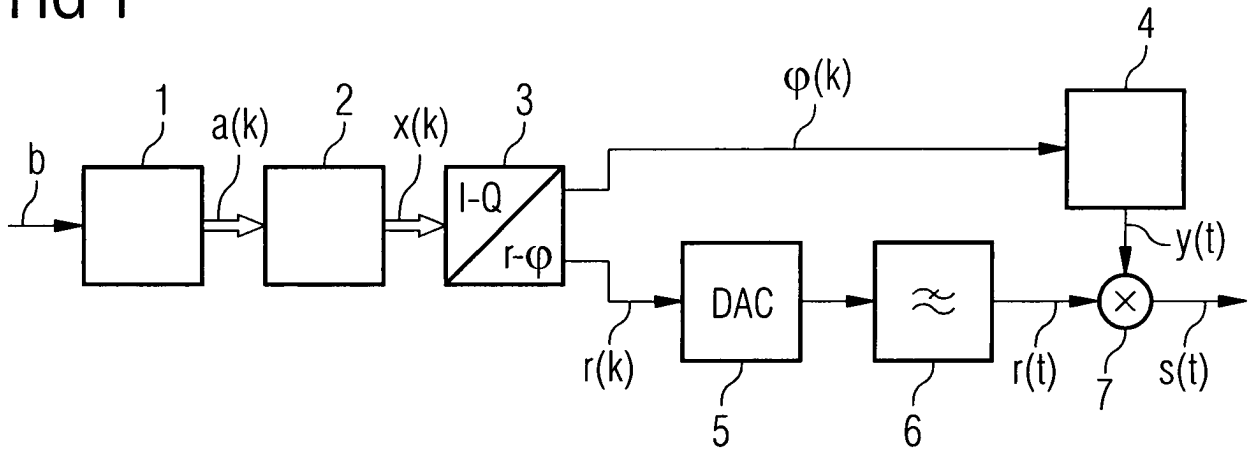


FIG 2

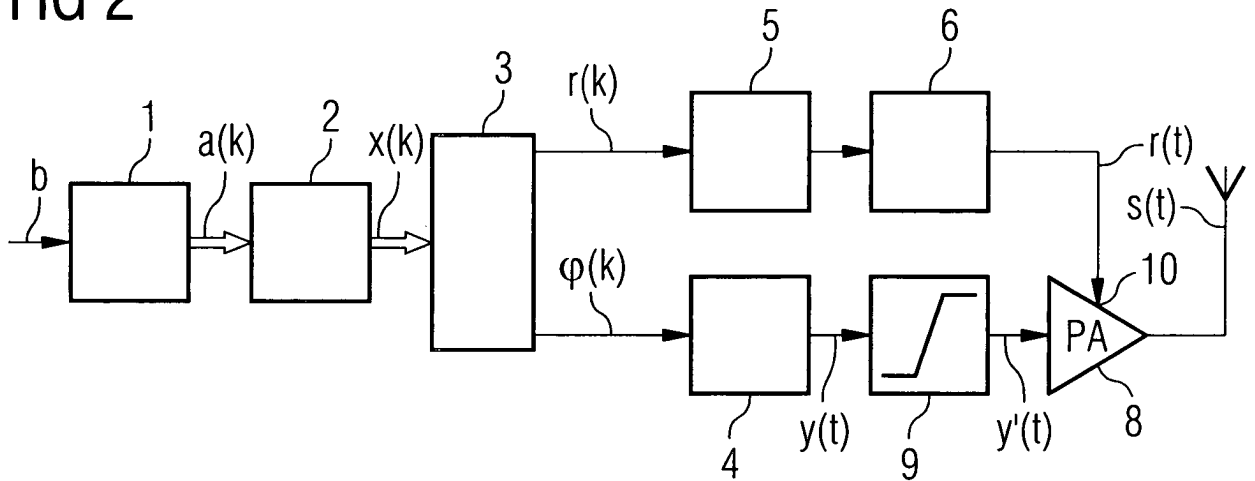
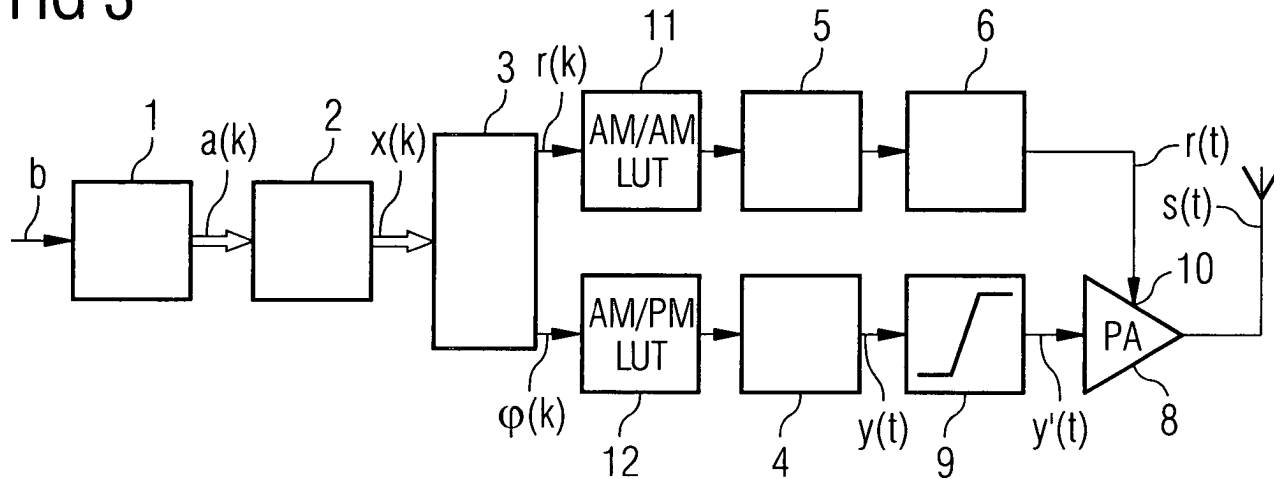


FIG 3



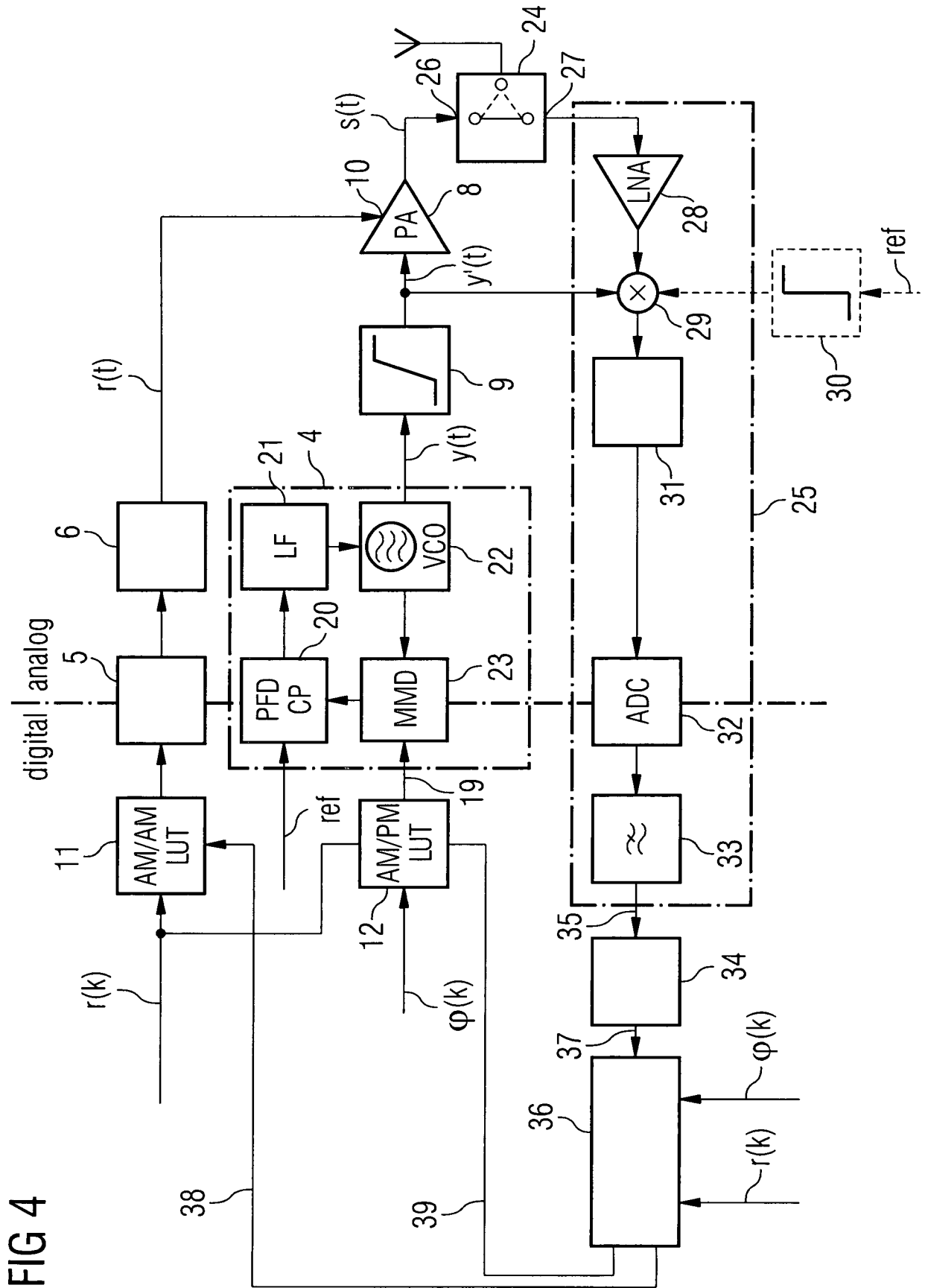


FIG 5

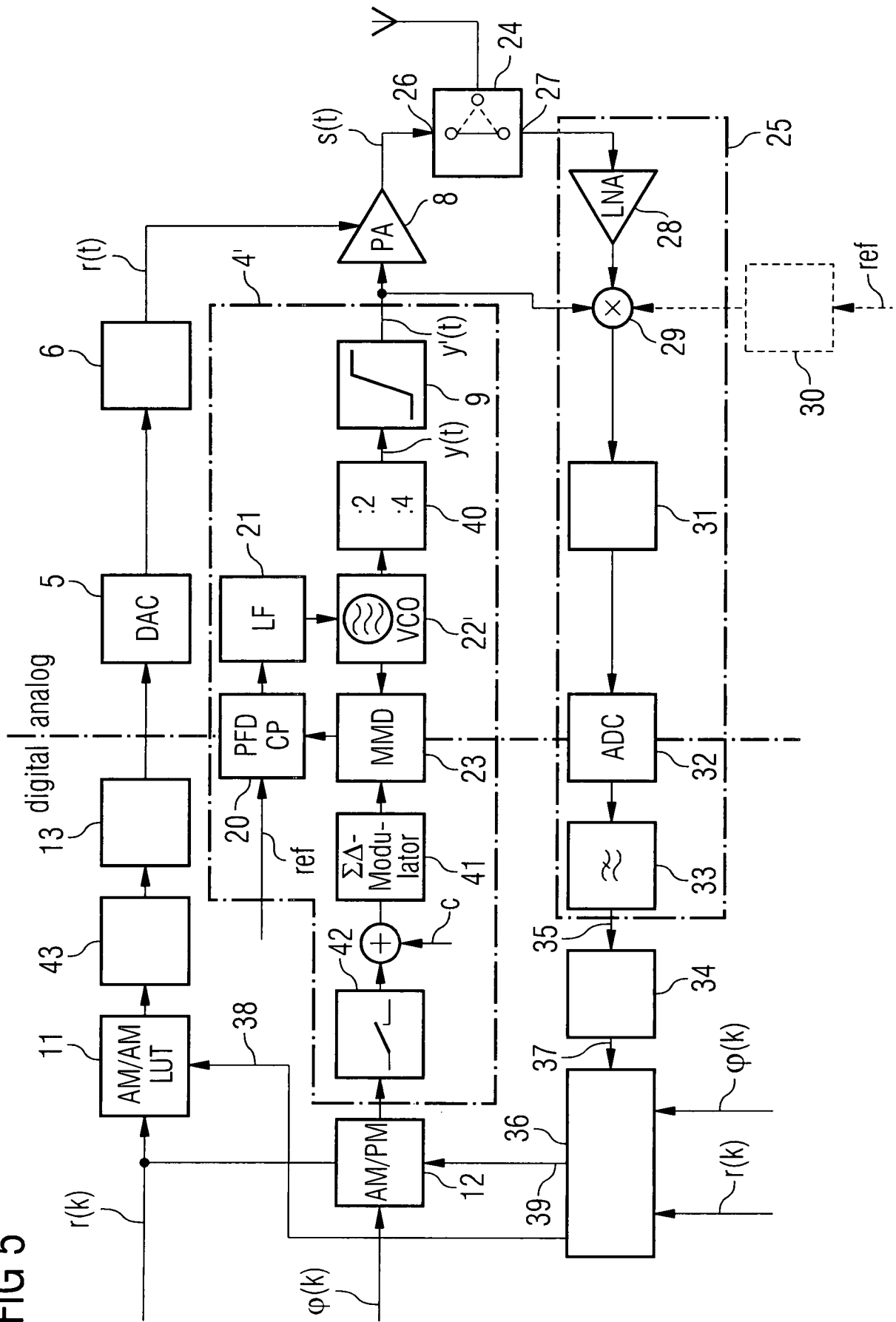


FIG 6

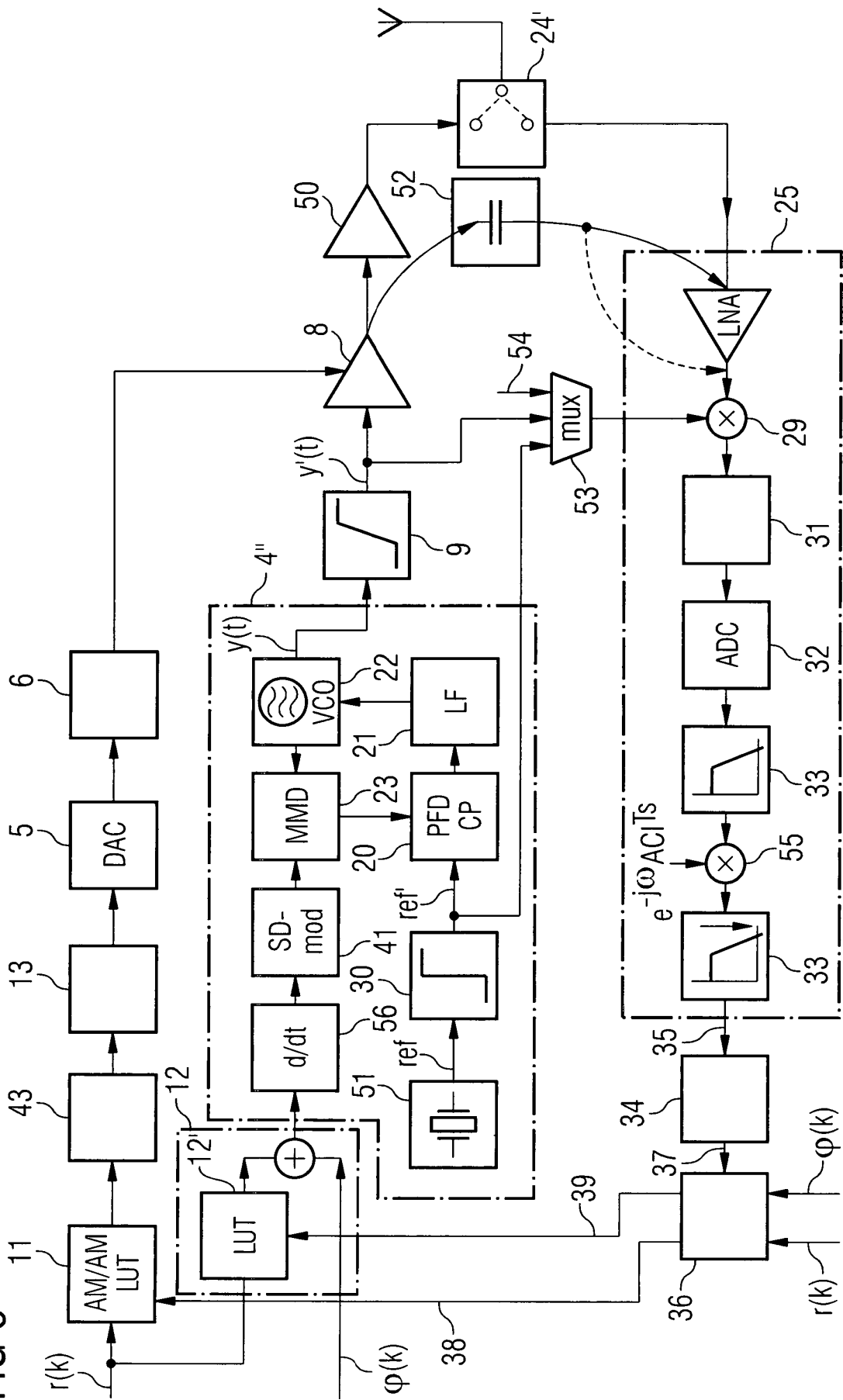


FIG 7

