



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2008 021 877 B3 2009.12.24**

(12)

Patentschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2008 021 877.4**

(22) Anmeldetag: **02.05.2008**

(43) Offenlegungstag: –

(45) Veröffentlichungstag
 der Patenterteilung: **24.12.2009**

(51) Int Cl.⁸: **H04L 27/36 (2006.01)**
H04B 1/40 (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. 1 Patentkostengesetz).

(73) Patentinhaber:
Infineon Technologies AG, 85579 Neubiberg, DE

(74) Vertreter:
Schoppe, Zimmermann, Stöckeler & Zinkler, 82049 Pullach

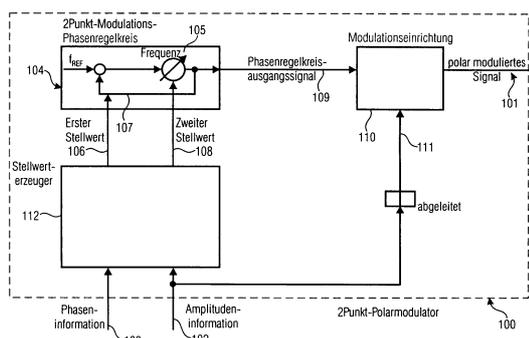
(72) Erfinder:
Li Puma, Giuseppe, 44791 Bochum, DE; Feltgen, Michael, 47809 Krefeld, DE

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht gezogene Druckschriften:

EP 18 19 059 A1
US 2005/02 85 688 A1

(54) Bezeichnung: **Zweipunktpolarmodulator und Verfahren zum Erzeugen eines polarmodulierten Signals basierend auf einer Amplitudeninformation und einer Phaseninformation**

(57) Zusammenfassung: Ein Zweipunktpolarmodulator zum Erzeugen eines polarmodulierten Signals basierend auf einer Amplitudeninformation und einer Phaseninformation umfasst einen Zweipunktmodulationsphasenregelkreis, der ausgelegt ist, um eine Frequenzeinstellung in Abhängigkeit von einem ersten Stellwert über einen Rückkopplungsweig des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises zu ermöglichen und um eine Frequenzeinstellung in Abhängigkeit von einem zweiten Stellwert unmittelbar, unter Umgehung des Rückkopplungsweiges zu ermöglichen, wobei der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis ausgelegt ist, um in Abhängigkeit der zwei Stellwerte ein Phasenregelkreisausgangssignal bereitzustellen. Der Zweipunktpolarmodulator umfasst ferner eine Modulationseinrichtung, die ausgelegt ist, um ein von der Amplitudeninformation abgeleitetes Amplitudensignal mit dem Phasenregelkreisausgangssignal zu kombinieren, um das polarmodulierte Signal zu erzeugen sowie einen Stellwert-erzeuger, der ausgelegt ist, um den ersten Stellwert in Abhängigkeit von der Phaseninformation und unabhängig von der Amplitudeninformation zu erzeugen, und der ausgelegt ist, um den zweiten Stellwert in Abhängigkeit von der Amplitudeninformation zu erzeugen.



Beschreibung

[0001] Zweipunktpolarmodulator und Verfahren zum Erzeugen eines polarmodulierten Signals basierend auf einer Amplitudeninformation und einer Phaseninformation

Hintergrund der Erfindung

[0002] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung beziehen sich auf einen Zweipunktpolarmodulator, d. h. einen Polarmodulator mit einem Zweipunkt-Phasenregelkreis. Einige Ausführungsbeispiele beziehen sich auf einen Zweipunktmodulator, der in Mobilfunktelefonen eingesetzt werden kann, die zur Steigerung der Datenrate Modulationsverfahren mit nicht konstanter Einhüllender einsetzen, beispielsweise gemäß den Mobilfunkstandard GSM-EDGE (GSM = global system for mobile communication, globales System zur Mobilkommunikation; EDGE = enhanced data rate for GSM evolution, erhöhte Datenraten zur GSM-Weiterentwicklung).

[0003] Mit der schnell fortschreitenden Entwicklung im Mobilfunkmarkt ist die Entwicklung von leistungseffizienten Drahtlossendeempfängerarchitekturen ein wichtiger Punkt für den Entwurf tragbarer mobiler Geräte geworden. Mobilfunktelefone der nächsten Generation, die den GSM-EDGE-Standard nutzen, verwenden zur Erzielung höherer Datenraten beispielsweise Modulationsverfahren mit nicht konstanter Einhüllender. Die Hersteller von zellulären Mobilfunktelefonen fordern in manchen Fällen ähnliche Gesprächs- und Standbyzeiten für den GSM-Standard der nächsten Generation. Um diese Forderung zu erfüllen, oder um zumindest einen Beitrag dazu zu leisten, werden leistungseffiziente Funkübertragungsarchitekturen benötigt.

[0004] In der neuesten Generation von Sendeempfängern wird vermehrt ein Polarmodulatorkonzept eingesetzt, dessen Vorteil seine Robustheit gegenüber parasitären Einkopplungen des Leistungsverstärker Ausgangssignals in den Phasenregelkreis des Polarmodulators ist. Dieses Konzept hat sich bereits erfolgreich bewährt für GSM-GPRS-Systeme (GPRS = general packet radio service, paketvermittelter Mobilfunkdienst). Für EDGE-Systeme jedoch bewirkt die Kopplung des Ausgangssignals in den spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) des Phasenregelkreises manchmal (PLL) die Erzeugung unerwünschter AM-FM-Signalkomponenten (AM = Amplitudenmodulation, FM = Frequenzmodulation), die sich bemerkbar machen in einer Störung des FM-Signals am Ausgang des VCO. Die unerwünschten AM/FM-Signalkomponenten führen zu einer signifikanten Verschlechterung des Modulationsspektrums und erhöhen die Fehlerleistung. Teilweise kann dadurch die Toleranzmaske des Frequenzspektrums bei GSM-EDGE Modulationen verletzt werden.

[0005] Um den Einfluss des parasitären Einkopplungspfad des Ausgangssignals der Leistungsendstufe bei GSM-EDGE-Modulationsverfahren zu reduzieren, sind geeignete Maßnahmen am Polarmodulator wünschenswert, die eine solche Einkopplung des Ausgangssignals verhindern, kompensieren oder zumindest unterdrücken.

[0006] Die EP 1 819 059 A1 beschreibt einen Übertragungs-Modulations-Apparat, ein Kommunikationsgerät und eine mobile drahtlose Einheit. Der Übertragungs-Modulations-Apparat verwendet eine Polar modulation mit einem 2-Punkt-Modulations-Schema, das die Zeit-Einstellungen eines Breitbandphasenmodulationssignals und eines Breitbandamplitudenmodulationssignals in kurzer Zeit erreichen kann. In einem Phasenmodulationsteil, in dem eine phasengerastete Schleife eingesetzt wird, um eine 2-Punkt-Modulation zu erreichen, ist ein Schalter vorgesehen, um die PLL-Schaltung in einen Zustand mit offener Schleife zu versetzen. Wenn ein erster Verzögerungsteil verwendet wird, um eine Synchronisations-Abweichung des Breitbandphasenmodulationssignals und des Breitbandamplitudenmodulationssignals zu korrigieren, wird der Schalter ausgeschaltet, um die PLL-Schaltung in einen Zustand mit offener Schleife zu versetzen.

[0007] Die US 2005/0285688 A1 beschreibt einen Phasenmodulationsapparat, einen Polar-Modulations-Übertragungsapparat, einen drahtlosen Übertragungsapparat und einen drahtlosen Kommunikationsapparat. Der Phasenmodulationsapparat umfasst einen Phasendetektor, der eine Phasendetektion im Hinblick auf ein Hochfrequenzphasenmodulationssignal, das von einem VCO ausgegeben wird, ausführt. Der Apparat umfasst ferner einen Vergleichler, der die Phasen des detektierten Signals mit der Phase eines Basisband-Phasenmodulations-Signals vergleicht, und der die Differenz zwischen den Signalen ausgibt. Der Apparat umfasst zusätzlich einen Verstärker mit einstellbarer Verstärkung, der die Verstärkung des Basisband-Phasenmodulations-Signals basierend auf dem Ausgangssignal des Komparators steuert, und der das Verstärkungs-geregelte Basisband-Phasenmodulations-Signal an den VCO liefert. Auf diese Weise wird ein Signalpegel des Basisband-Phasenmodulations-Signals, das an den VCO geliefert wird, gemäß der Modulationsempfindlichkeit des VCO gesteuert.

Zusammenfassung der Erfindung

[0008] Einige Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung schaffen einen Zweipunktpolarmodulator und ein Verfahren zum Erzeugen eines polarmodulierten Signals basierend auf einer Amplitudeninformation und einer Phaseninformation. Der Zweipunktpolarmodulator umfasst beispielsweise einen Zweipunktmodulationsphasenregelkreis zum Einstellen einer

Frequenz in Abhängigkeit von einem ersten Stellwert, um die Frequenz über einen Rückkopplungszweig des Zweipunktphasenregelkreises einzustellen und in Abhängigkeit von einem zweiten Stellwert, um die Frequenz unmittelbar, unter Umgehung des Rückkopplungszweiges, einzustellen, wobei der Zweipunktphasenregelkreis ausgelegt ist, um in Abhängigkeit der zwei Stellwerte ein Phasenregelkreis Ausgangssignal bereitzustellen. Der Zweipunktpolar-Modulator umfasst weiterhin eine Modulationseinrichtung zum Kombinieren eines von der Amplitudeninformation abgeleiteten Amplitudensignals mit dem Phasenregelkreis Ausgangssignal, um das polar-Modulierte Signal zu erzeugen. Ferner umfasst der Zweipunktpolar-Modulator einen Stellwerterzeuger, der ausgelegt ist, um den ersten Stellwert in Abhängigkeit nur der Phaseninformation zu erzeugen, und der ausgelegt ist, um den zweiten Stellwert in Abhängigkeit der Amplitudeninformation zu erzeugen.

Kurzbeschreibung der Figuren

[0009] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung werden nachfolgend Bezug nehmend auf die beiliegenden Figuren näher erläutert. Es zeigen:

[0010] [Fig. 1](#) ein Blockschaltbild eines Zweipunktpolar-Modulators gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0011] [Fig. 2a](#) ein Blockschaltbild eines Zweipunktpolar-Modulationsphasenregelkreises gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0012] [Fig. 2b](#) ein Blockschaltbild eines Störeinkopplungspfad mit einer Störeinkopplungsübertragungsfunktion und ein Blockschaltbild eines Kompensationspfades mit einer Kompensationsübertragungsfunktion, gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0013] [Fig. 3](#) ein Blockschaltbild eines Zweipunktpolar-Modulators ohne Kompensationspfad;

[0014] [Fig. 4](#) ein Blockschaltbild eines Zweipunktpolar-Modulators mit spannungsgesteuertem Oszillator, gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0015] [Fig. 5](#) ein Blockschaltbild eines Zweipunktpolar-Modulators mit spannungsgesteuertem Oszillator, gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0016] [Fig. 6](#) ein Blockschaltbild eines Zweipunktpolar-Modulators mit digital gesteuertem Oszillator, gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0017] [Fig. 7a](#) ein charakteristisches Frequenzspektrum eines EDGE-modulierten Ausgangssignals

eines Zweipunktpolar-Modulators ohne Kompensationspfad;

[0018] [Fig. 7b](#) ein charakteristisches Frequenzspektrum eines EDGE-modulierten Ausgangssignals eines Zweipunktpolar-Modulators mit Kompensationspfad gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0019] [Fig. 8a](#) ein charakteristisches Frequenzspektrum eines amplitudenmodulierten reinen Trägersignals eines Zweipunktpolar-Modulators ohne Kompensationspfad;

[0020] [Fig. 8b](#) ein charakteristisches Frequenzspektrum eines amplitudenmodulierten reinen Trägersignals eines Zweipunktpolar-Modulators mit Kompensationspfad gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0021] [Fig. 9a](#) ein charakteristisches Frequenzspektrum des frequenzdemodulierten reinen Trägersignals aus [Fig. 8a](#);

[0022] [Fig. 9b](#) ein charakteristisches Frequenzspektrum des frequenzdemodulierten reinen Trägersignals aus [Fig. 8b](#);

[0023] [Fig. 10](#) ein Flussdiagramm eines Verfahrens zum Erzeugen eines polar-Modulierten Signals; und

[0024] [Fig. 11](#) eine schematische Darstellung eines Mobiltelefons gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung.

Detaillierte Beschreibung der Erfindung

[0025] Im Nachfolgenden werden nun Bezug nehmend auf die beiliegenden [Fig. 1](#) bis [Fig. 11](#) Ausführungsbeispiele eines Zweipunktpolar-Modulators sowie eines Verfahrens zum Erzeugen eines polar-Modulierten Signals detailliert dargelegt.

[0026] Bezüglich der nachfolgenden Beschreibung der Ausführungsbeispiele gemäß der vorliegenden Erfindung sollte beachtet werden, dass in den Figuren und der Beschreibung für funktional identische bzw. gleichwirkende oder äquivalente Elemente zur Vereinfachung die gleichen Bezugszeichen verwendet werden.

[0027] Bezug nehmend auf [Fig. 1](#), in der ein Blockschaltbild eines Zweipunktpolar-Modulators gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung dargestellt ist, wird die Funktionsweise eines Zweipunktpolar-Modulators beschrieben. Ein Zweipunktpolar-Modulator **100** zum Erzeugen eines polar-Modulierten Signals **101** basierend auf einer Amplitudeninformation **102** und einer Phaseninformation **103** umfasst einen Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** zum

Einstellen einer Frequenz **105** in Abhängigkeit von einem ersten Stellwert **106**, um die Frequenz **105** über einen Rückkopplungsweig **107** des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises **104** einzustellen und in Abhängigkeit von einem zweiten Stellwert **108**, um die Frequenz **105** unmittelbar, unter Umgehung des Rückkopplungsweigs **107**, einzustellen. Der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung stellt dabei in Abhängigkeit der zwei Stellwerte **106**, **108** ein Phasenregelkreisausgangssignal **109** bereit. Der Zweipunktpolarmodulator **100** umfasst weiterhin eine Modulationseinrichtung **110** zum Kombinieren eines von der Amplitudeninformation **102** abgeleiteten Amplitudensignals **111** mit dem Phasenregelkreisausgangssignal **109**, um das polarmodulierte Signal **101** zu erzeugen. Ferner umfasst der Zweipunktpolarmodulator **100** einen Stellwerterzeuger **112**, der ausgelegt ist, um den ersten Stellwert **106** in Abhängigkeit nur der Phaseninformation **103**, also beispielsweise unabhängig von der Amplitudeninformation, zu erzeugen, und der ausgelegt ist, um den zweiten Stellwert **108** in Abhängigkeit der Amplitudeninformation **102** zu erzeugen.

[0028] Der zweite Stellwert **108** kann beispielsweise in Abhängigkeit von einem der Amplitudeninformation **102** entsprechenden Signal $\text{amp}(t)$ erzeugt werden. Alternativ kann der zweite Stellwert **108** in Abhängigkeit von einem auf der Amplitudeninformation **102** basierenden Signal $y(t)$ erzeugt werden. Beispielsweise einem unter Verwendung einer linearen oder nichtlinearen Funktion $f(\dots)$ aus dem der Amplitudeninformation **102** entsprechenden Signal $\text{amp}(t)$ erzeugten Signal $y(t) = \text{func}(\text{amp}(t))$. Die lineare Funktion kann beispielsweise einer Verstärkung entsprechen. Bei der nichtlinearen Funktion kann es sich beispielsweise um eine Taylorreihe oder um eine Potenzreihe handeln, z. B. um eine Funktion der Gestalt

$$y(t) = \sum_n K_n (\text{amp}(t))^{n/k}.$$

[0029] Für ein Senderkonzept mit RF-Oszillator (RF = Radio Frequency bzw. Funkfrequenz), der auf dem Doppelten der Endfrequenz beruht, können beispielsweise die drei im Folgenden beschriebenen Fälle eingesetzt werden:

1. $y(t) = K_1 \cdot \text{amp}(t)$,
2. $y(t) = K_2 \cdot \text{amp}(t)^2$,
3. $y(t) = K_1 \cdot \text{amp}(t) + K_2 \cdot \text{amp}(t)^2$.

[0030] Für ein Senderkonzept mit RF-Oszillator, der auf dem Vierfachen der Endfrequenz beruht, kann das Signal $y(t)$ beispielsweise wie folgt erzeugt werden:

4. $y(t) = K_1 \cdot \text{amp}(t)^4$.

[0031] Ausführungsbeispiele der Erfindung gemäß [Fig. 1](#) umfassen damit auch auf der Amplitudeninformation **102** basierende Signalwerte $y(t)$, die mittels einer nichtlinearen Vorverzerrung des der Amplitude-

ninformation **102** entsprechenden Signals $\text{amp}(t)$ gebildet werden.

[0032] [Fig. 2a](#) zeigt ein schematisches Blockschaltbild eines Zweipunktmodulationsphasenregelkreises **104** gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung. Der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** umfasst einen spannungsgesteuerten Oszillator bzw. VCO **408**, der einen ersten Eingang **409**, einen zweiten Eingang **410**, einen parasitären Einkoppelpfad **203** sowie einen Ausgang **204** aufweist. Der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** umfasst weiterhin einen Frequenzteiler **411** mit steuerbarem Teilerfaktor **210**, der in dem Rückkopplungsweig **107** des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises **104** liegt. Ferner umfasst der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** einen Phasenfrequenzdetektor **301**, eine Ladungspumpe **432** sowie ein Glättungsfilter **433**. Ein Phasenregelkreisausgangssignal **109** liegt in diesem Ausführungsbeispiel an dem Ausgang **204** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** an und weist eine Frequenz f_{out} auf. Das Phasenregelkreisausgangssignal **109** wird in den Rückkopplungsweig **107** des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises **104** eingeschleift und erfährt eine modulationsabhängige Teilung seiner Frequenz f_{out} durch den steuerbaren Teilerfaktor **210** in dem Frequenzteiler **411**. Die Frequenz f_{out} wird heruntergeteilt auf die modulierte Frequenz f_{div} , die zusammen mit einer Referenzfrequenz frei an zwei Eingängen des Phasenfrequenzdetektors **301** anliegt. Der Phasenfrequenzdetektor **301** erzeugt daraus ein Regelsignal **414**, das über die (optionale) Ladungspumpe **432** verstärkt und über das Glättungsfilter **433** geglättet wird und als ein erstes Spannungssignal **418** auf den ersten Eingang **409** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** gelangt. Auf den zweiten Eingang **410** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** wird in diesem Ausführungsbeispiel ein zweites Spannungssignal **419** geschaltet und auf den parasitären Einkoppelpfad **203** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** gelangt ein unerwünschtes parasitäres AM-Signal $\alpha_1 \cdot r(t)$ **305**. Der spannungsgesteuerte Oszillator **408** erzeugt aus den gewichteten Spannungssignalen **418**, **419**, **305** unter Berücksichtigung der Gewichtungsfaktoren K_1 für den ersten Steuereingang **409**, K_2 für den zweiten Steuereingang **410** und K_3 für den Einkoppelpfad **203** das Phasenregelkreisausgangssignal **109**, das die Frequenz f_{out} aufweist.

[0033] Der Frequenzteiler **411** mit steuerbarem Teilerfaktor **210** wird durch einen ersten Stellwert **106** in der Weise angesteuert, dass der erste Stellwert **106** eine Modulation des polarmodulierten, über den Rückkopplungsweig **107** rückgekoppelten Signals **109** mit dem steuerbaren Teilerfaktor N **210** bewirkt, so dass die geteilte Frequenz **412** aus der Frequenz f_{out} in Abhängigkeit des ersten Stellwerts **106** erhalten wird. Der erste Stellwert **106** wird erzeugt aus digitalen Daten **202**, die ein Gaußfilter **201** durchlaufen und

ein erstes Stellwertsignal **404** erzeugen, das über einen Sigma-Delta-Wandler **429** Sigma-Delta gewandelt wird, um den ersten Stellwert **106** darzustellen. Der zweite Stellwert **108** wird ebenfalls aus den digitalen Daten **202** erzeugt, indem diese den Gaußfilter **201** durchlaufen, um ein zweites Stellwertsignal **401** zu bilden, das mittels eines DA-Wandlers **416** und eines Glättungsfilters **417** digital-analog gewandelt und geglättet wird, um den zweiten Stellwert **108** zu erzeugen. Die Erzeugung des ersten Stellwerts **106** und des zweiten Stellwerts **108** geschieht in einem Stellwerterzeuger **211**, der das Gaußfilter **201**, den Sigma-Delta-Wandler **429**, den DA-Wandler **416** und das Glättungsfiler **417** umfasst.

[0034] Die digitalen Daten **202** werden gleichzeitig über zwei Stellwerte **106**, **108** auf den Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** aufmoduliert. Der erste Modulationspunkt liegt bei dem Frequenzteiler **411** mit steuerbarem Teilerfaktor **210**. Der erste Modulationspunkt repräsentiert einen „Langsammodulationspfad“, da eine Modulation in diesem Punkt erst nach Durchlaufen des Rückkopplungsziweigs **107** des Zweipunktphasenregelkreises **104** mit Phasenfrequenzdetektor **301**, Ladungspumpe **432** und Glättungsfiler **433** wirkt. Der Rückkopplungsziweig **107** weist Tiefpassverhalten auf, weshalb das erste Stellwertsignal **404** erst tiefpassgefiltert wird, bevor es den ersten Eingang **409** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** erreicht, um dort eine Beeinflussung der erzeugten Frequenz f_{out} zu bewirken.

[0035] Der zweite Stellwert **108** dagegen bewirkt eine direkte Einflussnahme des zweiten Stellwertsignals **401** an einem zweiten Modulationspunkt „Schnellmodulationspfad“ des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises **104**, der an dem zweiten Steuereingang **410** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** liegt. Der zweite Stellwert **108** braucht somit nicht den Rückkopplungsziweig **107** des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises **104** zu durchlaufen, sondern bewirkt an dem zweiten Steuereingang **410** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** eine direkte Einstellung der erzeugten Frequenz f_{out} . Die Frequenzerzeugung in dem spannungsgesteuerten Oszillator **408** wird durch einen parasitären Einkoppelpfad **203**, an dem in diesem Ausführungsbeispiel ein unerwünschtes parasitäres AM-Signal **305** anliegt, ebenfalls beeinflusst. Diese Beeinflussung entspricht einer Störung, die auf den Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** einwirkt, und ein unerwünschtes Störspektrum, das dem Phasenregelkreis Ausgangssignal **109** überlagert ist, zur Folge hat. Eine Darstellung des Frequenzspektrums des Phasenregelkreis Ausgangssignals **109** folgt in den [Fig. 7a](#), [Fig. 8a](#) und [Fig. 9a](#) und wird in der dort zugehörigen Figurenbeschreibung beschrieben.

[0036] [Fig. 2b](#) zeigt ein Blockschaltbild eines Stö-

reinkopplungspfad mit einer Störeinkopplungsübertragungsfunktion und ein Blockschaltbild eines Kompensationspfades mit einer Kompensationsübertragungsfunktion, gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung. In [Fig. 2b](#) sind die zwei Übertragungsfunktionen $H_{42}(j\omega)$ und $H_{43}(j\omega)$ dargestellt. Die Übertragungsfunktion $H_{43}(j\omega)$ repräsentiert eine Störeinkopplungsübertragungsfunktion und beschreibt die Übertragung des Störeinkopplungssignals **305** bzw. des parasitären AM-Signals **305** von dem parasitären Einkoppelpfad **203** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** auf den Ausgang **204** des Oszillators. Das Störeinkopplungssignal **305** entspricht dabei dem Signal $\varphi_3(\omega)$ und das Phasenregelkreis Ausgangssignal **109** entspricht dem Signal $\varphi_4(\omega)$. Der spannungsgesteuerte Oszillator **408** weist einen zweiten Steuereingang **410** auf, um mittels eines Kompensationssignals $\varphi_2(\omega)$ das Störeinkopplungssignal **305** zu kompensieren. Eine Kompensationsübertragungsfunktion $H_{42}(j\omega)$ beschreibt die Übertragung des zweiten Spannungssignals **419** bzw. Kompensationssignals $\varphi_2(\omega)$, das an dem zweiten Steuereingang **410** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** anliegt, auf das Phasenregelkreis Ausgangssignal $\varphi_4(\omega)$. Im Gegensatz zur Regelkreisübertragungsfunktion **207**, die ein Tiefpassverhalten aufweist, weisen die Störeinkopplungsübertragungsfunktion **206** und die Kompensationsübertragungsfunktion **205** ein Hochpassverhalten auf. Die Betragsfrequenzgänge beider Übertragungsfunktionen sind in [Fig. 2b](#) dargestellt.

[0037] Der Regelkreis **208** zur Übertragung des zweiten Spannungssignals $\varphi_2(\omega)$ auf das Phasenregelkreis Ausgangssignal $\varphi_4(\omega)$ ist in [Fig. 2b](#) dargestellt. Mit einer Regelkreisübertragungsfunktion $G_{o1}(j\omega)$ ergibt sich eine Übertragung von $\varphi_2(\omega)$ auf $\varphi_4(\omega)$ mit der Kompensationsübertragungsfunktion $H_{42}(j\omega) =$

$$\frac{1}{1 + G_{o1}(j\omega)}.$$

Die Übertragung des Störeinkopplungssignals $\varphi_3(\omega)$ auf das Phasenregelkreis Ausgangssignal $\varphi_4(\omega)$ **109** wird mittels des Störregelkreises **209** bewirkt, der die gleiche Regelkreisübertragungsfunktion **207** aufweist wie der Kompensationsregelkreis **208**. Die Störeinkopplungsübertragungsfunktion $H_{43}(j\omega)$ entspricht

$$\frac{1}{1 + G_{o1}(j\omega)}.$$

Aufgrund der gleichen Übertragungsfunktionen ist es möglich, die Einwirkung eines Störeinkopplungssignals **305** bzw. eines parasitären AM-Signals **305** mittels eines zweiten Spannungssignals **419** am spannungsgesteuerten Oszillator **408** zu kompensieren.

[0038] [Fig. 3](#) zeigt ein schematisches Blockschaltbild eines Zweipunktpolarmodulators ohne Kompen-

sationspfad. Der Zweipunktpolarmodulator **300** weist einen Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** auf, einen Stellwerterzeuger **312**, einen AM-Pfad **320** sowie eine Modulationseinrichtung **110**. Der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** entspricht dem Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** gemäß [Fig. 1](#) und gemäß [Fig. 2a](#). Die Modulationseinrichtung **110** entspricht der Modulationseinrichtung **110** gemäß [Fig. 1](#). Diese kombiniert ein Phasenregelkreisausgangssignal **109** mit einem von der Amplitudeninformation **102** abgeleiteten Amplitudensignal **111**, um das polarmodulierte Signal **101** zu erzeugen. Das polarmodulierte Signal **101** durchläuft in diesem Ausführungsbeispiel eine Leistungsendstufe **302**, die aus dem polarmodulierten Signal **101** ein Ausgangssignal $s_c(t)$ **303** erzeugt. Die Leistungsendstufe **302** ist in diesem Ausführungsbeispiel nicht Teil des Zweipunktpolarmodulators **300**, kann in anderen Ausführungsbeispielen jedoch Teil des Zweipunktpolarmodulators **300** sein. Von dem polarmodulierten Signal **101** und dem Ausgangssignal **303** wirkt über einen parasitären Kopplungspfad ein Störeinkopplungssignal **305** bzw. ein parasitäres AM-Signal **305** auf den spannungsgesteuerten Oszillator **408** ein. Dies bewirkt, wie oben beschrieben, eine unerwünschte Veränderung der von dem Oszillator **408** erzeugten Frequenz f_{vco} , so dass das polarmodulierte Signal **101** und ebenfalls das Ausgangssignal **303** ein unerwünschtes Störspektrum aufweisen.

[0039] Der Stellwerterzeuger **312** entspricht in diesem Ausführungsbeispiel dem Stellwerterzeuger **211** gemäß [Fig. 2a](#), weist jedoch statt des Gaußfilters **201** einen Differenzierer **430** und ein Formfilter **431** auf. Die digitalen Daten **202** gemäß [Fig. 2a](#) entsprechen in [Fig. 3](#) einem auf der Phaseninformation **103** basierenden Signal **405**, das über den Differenzierer **430** differenziert wird und über das Formfilter **431** formgefiltert wird, um das erste Stellwertsignal **404** bzw. das zweite Stellwertsignal **401** zu erzeugen.

[0040] Der Zweipunktpolarmodulator **300** weist weiterhin einen AM-Pfad **320** auf, der ein erstes Verzögerungsglied **421**, einen Überabtaster **422**, einen DA-Wandler **424** und ein Glättungsfilter **425** umfasst. Ein auf der Amplitudeninformation **102** basierendes Signal **407** wird unter Verwendung des ersten Verzögerungsglieds **421** verzögert, unter Verwendung des Überabstasters **422** überabgetastet, unter Verwendung des DA-Wandlers **424** digitalanalog gewandelt und unter Verwendung des Glättungsfilters **425** geglättet, um das von der Amplitudeninformation **102** abgeleitete Amplitudensignal **111** zu erzeugen. Die Amplitudeninformation r **102** und die Phaseninformation ϕ **103** liegen an den beiden Eingängen des Zweipunktpolarmodulators **300** an. Amplitudeninformation **102** und Phaseninformation **103** können beispielsweise in einem Codierer **304**, der z. B. einen Cordic-Algorithmus implementiert, aus zwei kartesischen Komponenten mit einer Inphasekomponente I **306**

und einer Quadraturkomponente Q **307** bestimmt werden. Der Codierer **304** ist in diesem Ausführungsbeispiel nicht Teil des Zweipunktpolarmodulators **300**. In weiteren Ausführungsbeispielen kann der Codierer **304** jedoch auch Teil des Zweipunktpolarmodulators **300** sein.

[0041] Die unerwünschte Einkopplung des Ausgangssignals **303** in den VCO **408** bewirkt eine Frequenzmodulation des VCO **408** durch das AM-Signal. Dies kann mathematisch ausgedrückt werden durch

$$f_{vco}(t) = f_{01} + K_3 \cdot \alpha_1 \cdot r(t - \tau), \quad (1)$$

wobei K_3 den VCO Sensitivitätsfaktor in MHz/Volt beschreibt, $r(t - \tau)$ die AM-Signalkomponente beschreibt und α_1 den Verstärkungsfaktor beschreibt, der die Verstärkung des Kopplungspfad mit berücksichtigt. Die zeitliche Verzögerung τ berücksichtigt die Verzögerung des Kopplungspfad in den VCO **408**. Der VCO Sensitivitätsfaktor K_3 ist abhängig von dem Kopplungseingang des Funkfrequenzträgersignals bzw. Ausgangssignals **303**. Im Falle der Einkopplung auf den Einstelleingang **409** des Oszillators **408** ist der Sensitivitätsfaktor K_3 identisch oder nahezu identisch mit dem Einstellsensitivitätsfaktor K_1 des VCO **408**. Die Phasenmodulations-Komponente bzw. PM-Komponente bewirkt eine Verschiebung der nominalen Oszillatorfrequenz f_0 , die durch die neue frei laufende Oszillatorfrequenz f_{01} mit berücksichtigt wird. Das Oszillatorausgangssignal **109** lautet wie folgt:

$$s_{vco}(t) = \cos(\omega t + \phi(t)) = \cos(2\pi f_{01} t + 2\pi K_3 \cdot \alpha_1 \cdot r(t - \tau) \cdot t) \quad (2)$$

[0042] Der Rückkopplungsmechanismus des phasengekoppelten Regelkreises **104** ist in der Lage, Frequenzkomponenten innerhalb der Schleifenbandbreite zu kompensieren. Modulationsfrequenzkomponenten, die jedoch größer sind als die Schleifenbandbreite können durch den Phasenregelkreis (PLL) **104** nicht unterdrückt werden, da die Schleife nicht in der Lage ist, schnellen Frequenzänderungen des VCO **408** zu folgen. Daher zeigt die Übertragungsfunktionscharakteristik des AM-Signals bezogen auf den Ausgang des VCO **408** eine Hochpasscharakteristik. Die Hochpasscharakteristik der zwei Übertragungsfunktionen $H_{42}(j\omega) = \phi_4(\omega)/\phi_2(\omega)$ und $H_{43}(j\omega) = \phi_4(\omega)/\phi_3(\omega)$ von dem zweiten Steuereingang **410** und dem parasitären Koppelpfad **203** auf den Ausgang **204** des VCO **408** wurde qualitativ in [Fig. 2b](#) aufgezeigt.

[0043] Der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** wird besonders für Systeme eingesetzt, bei denen die Modulationsbandbreite wesentlich höher ist als die PLL- bzw. Phasenregelkreisbandbreite. Das PM-Signal **405** wird gleichzeitig auf zwei Punkte der

PLL bzw. des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises **104** geschaltet. Der erste Eingang moduliert das Teilverhältnis **210** des Multimodulusteilers **411** bzw. des Frequenzteilers **411** mit steuerbarem Teilerfaktor **210**. Der zweite Eingang wird auf den Modulationseingang **410** des VCO **408** gegeben. Das AM-Signal wird in der Mischausgangsstufe bzw. der Modulationseinrichtung **110** kombiniert, kann jedoch auch direkt auf den Leistungsverstärker **302** geschaltet werden, beispielsweise unter Verwendung einer Speisespannungsmodulation.

[0044] Einige Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung basieren auf dem Konzept, eine Kompensation der parasitären AM/FM-Komponente **305** durch Hinzuzugabe des AM-Signals auf den zweiten Steuereingang **410** des VCO **408** zu erreichen, um so den VCO **408** zu modulieren. Da der zweite Steuereingang **410** die gleiche Eingangs/Ausgangshochpasscharakteristik aufweist wie die parasitäre AM/FM-Komponente, kann die AM/FM-Komponente perfekt oder nahezu perfekt ausgelöscht werden.

[0045] Im Falle einer optimalen Auslöschung der parasitären AM-Signalkomponente $\alpha_1 r(t - \tau)$ ist das Ausgangsfrequenzsignal **109** des VCO **408** gegeben durch:

$$f_{\text{VCO}}(t) = f_{01} + K_3 \cdot \alpha_1 r(t - \tau) - \tilde{K}_3 \tilde{\alpha}_1 \tilde{r}(t - \tau) \approx f_{01}. \quad (3)$$

[0046] \tilde{K}_3 und $\tilde{\alpha}_1 \tilde{r}(t - \tau)$ stellen Schätzwerte des VCO Sensitivitätsfaktors K_3 bzw. der AM-Signalkomponente dar. Obwohl das AM-Signal $r(t)$ exakt bekannt ist, können die Verstärkung α_1 und die Trägerphasenverzögerung $\varphi = \omega_0 \tau$ nur geschätzt werden, beispielsweise aufgrund des unbekanntes oder nicht vollkommen bekannten Funkfrequenzeinkopplungspfad. Dazu werden ein einstellbarer Verstärkungsblock $G = \hat{\alpha}_1$ und eine einstellbare Zeitverzögerung in den AM-Kompensationspfad eingefügt. Die Zeitverzögerungsschätzung $\hat{\tau}$ kann sehr präzise kontrolliert werden, beispielsweise im Bereich von wenigen Nanosekunden, um in der Lage zu sein, die Trägerphasenverzögerung $\varphi = \omega_0 \tau$ der parasitären Funkfrequenzeinkopplung zu kompensieren.

[0047] **Fig. 4** zeigt ein schematisches Blockschaltbild eines Zweipunktpolarmodulators mit spannungsgesteuertem Oszillator gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung. Der Zweipunktpolarmodulator **100** umfasst einen Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104**, einen Stellwerterzeuger **112**, einen AM-Pfad **420** und eine Modulationseinrichtung **110**. Gegenüber dem Ausführungsbeispiel gemäß **Fig. 3** weist der Stellwerterzeuger **112** zusätzlich einen AM-Kompensationspfad **426** auf. Der AM-Kompensationspfad **426** erzeugt ein von der Amplitudeninformation **102** abgeleitetes Signal **402** durch Verstärkung des auf der Amplitudeninformation **102** basierenden Signals **407** mittels einer Verstärkung **427**

und Verzögerung des auf der Amplitudeninformation **102** basierenden Signals **407** mittels einer Verzögerung **428**. Das von der Amplitudeninformation **102** abgeleitete Signal **402** wird von einem von der Phaseninformation **103** abgeleiteten Signal **403** subtrahiert, um das zweite Stellwertsignal **401** zu bilden. Das zweite Stellwertsignal **401** gelangt über eine Digital-Analogwandlungseinrichtung **415** auf den zweiten Ausgang des Stellwerterzeugers **112**, um den zweiten Stellwert **108** zu repräsentieren. Der erste Stellwert **106** des Stellwerterzeugers **112** entspricht der Darstellung gemäß **Fig. 3**.

[0048] Das auf der Amplitudeninformation **102** basierende Signal **407** kann ein der Amplitudeninformation **102** entsprechendes Signal sein oder ein unter Verwendung einer linearen oder nichtlinearen Funktion, entsprechend dem Ausführungsbeispiel der **Fig. 1**, aus dem der Amplitudeninformation **102** entsprechenden Signal erzeugtes Signal.

[0049] Der AM-Pfad **420** des Zweipunktpolarmodulators **100** weist zusätzlich zu dem AM-Pfad **320** gemäß **Fig. 3** noch ein zweites Verzögerungsglied **423** auf, um das auf der Amplitudeninformation **102** basierende Signal **407** mit einer zweiten Verzögerung zu verzögern. Das auf der Amplitudeninformation **102** basierende Signal **407** durchläuft ein erstes Verzögerungsglied **421**, einen Überabtaster **422**, ein zweites Verzögerungsglied **423**, einen DA-Wandler **424** und ein Glättungsfilter **425**, um aus dem auf der Amplitudeninformation **102** basierenden Signal **407** das von der Amplitudeninformation **102** abgeleitete Amplitudensignal **111** zu erzeugen.

[0050] Die Modulationseinrichtung **110** entspricht der Modulationseinrichtung **110** gemäß **Fig. 3** und **Fig. 1**. Der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** weist zusätzlich zu dem Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** gemäß **Fig. 3** und **Fig. 1** noch einen Frequenzteiler **434** mit festem oder einstellbarem Teilerfaktor **435** auf. Der Frequenzteiler **434** mit festem oder einstellbarem Teilerfaktor **435** teilt die von dem VCO **408** erzeugte Frequenz f_{VCO} durch einen festen oder einstellbaren Teilerfaktor **435**, um so ein Phasenregelkreisausgangssignal **109** mit einer um den festen Teilerfaktor **435** geteilten Frequenz zu erzeugen.

[0051] Die Subtraktion des von der Amplitudeninformation **102** abgeleiteten Signals **402** von dem von der Phaseninformation **103** abgeleiteten Signal **403** bewirkt, dass das zweite Stellwertsignal **401** und damit der zweite Stellwert **108** ebenfalls eine Signalkomponente aufweisen, die von der Amplitudeninformation **102** abhängig ist. Damit gelangt eine von der Amplitudeninformation **102** abhängige Signalkomponente auf den zweiten Steuereingang **410** des spannungsgesteuerten Oszillators **408** und bietet damit die Möglichkeit, in Abhängigkeit der Verstärkung **427**

und der Verzögerung **428** des AM-Kompensationspfads **426** ein auf den VCO **408** einwirkendes Störeinkopplungssignal **305** bzw. parasitäres AM-Signal **305** zu kompensieren. Die Verstärkung **427** und die Verzögerung **428** können beispielsweise einstellbar sein, um beispielsweise in dem Ausgangssignal $s_c(t)$ **303** oder in dem polarmodulierten Signal **101** ein auftretendes Störspektrum aufgrund der parasitären AM/FM-Einkopplung möglichst vollständig zu unterdrücken.

[0052] Der Zweipunktpolarmodulator **100** gemäß dem Ausführungsbeispiel kann z. B. in GSM 850/900 Übertragern eingesetzt werden, wobei der (feste bzw. nicht-modulierte) Teilerfaktor **435** des Frequenzteilers **434** auf vier eingestellt werden kann. Der Zweipunktpolarmodulator **100** kann auch in GSM 1800/1900 Übertragern eingesetzt werden, wenn der (feste bzw. nicht-modulierte) Teilerfaktor **435** beispielsweise auf zwei gesetzt wird.

[0053] [Fig. 5](#) zeigt ein schematisches Blockschaltbild eines Zweipunktpolarmodulators mit spannungsgesteuerten Oszillator, gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel der Erfindung. Der Zweipunktpolarmodulator **100** gemäß dem weiteren Ausführungsbeispiel der Erfindung unterscheidet sich von dem Zweipunktpolarmodulator **100** gemäß dem Ausführungsbeispiel nach [Fig. 4](#) darin, dass der AM-Kompensationspfad **426** zusätzlich zu der Verstärkung **427** und der Verzögerung **428** ein Vorfilter **613** aufweist, um das auf der Amplitudeninformation **102** basierende Signal **407** zusätzlich zu einer Verstärkung unter Verwendung der Verstärkung **427** und einer Verzögerung unter Verwendung der Verzögerung **428** vorzufiltern, um aus dem auf der Amplitudeninformation **102** basierenden Signal **407** das von der Amplitudeninformation **102** abgeleitete Signal **402** zu erzeugen. Das von der Amplitudeninformation **102** abgeleitete Signal **402** wird in diesem Ausführungsbeispiel von dem von der Phaseninformation **103** abgeleiteten Signal **403** abgezogen, um das zweite Stellwertsignal **401** zu erhalten. Das zweite Stellwertsignal **401** wird über die D/A-Wandlungseinrichtung **415** digital-analog gewandelt und geglättet, um den zweiten Stellwert **108** darzustellen. In diesem Ausführungsbeispiel umfasst der PM-Pfad **536**, der die Übertragung der Phaseninformation **103** zu dem ersten Stellwert **106** bewirkt, kein Formfilter **431**, wie es das Ausführungsbeispiel gemäß [Fig. 4](#) aufweist. Das auf der Phaseninformation **103** basierende Signal **405** wird unter Verwendung des Differenzierers **430** differenziert, um ein Frequenzsignal zu erhalten, das dem ersten Stellwertsignal **404** entspricht und das unter Verwendung des Sigma-Delta-Wandlers **429** Sigma-Delta gewandelt wird, um den ersten Stellwert **106** zu repräsentieren. Das Frequenzsignal bzw. das erste Stellwertsignal **404** entspricht in diesem Ausführungsbeispiel auch dem von der Phaseninformation **103** abgeleiteten Signal **403**, von dem das von der

Amplitudeninformation **102** abgeleitete Signal **402** subtrahiert wird. Der erste Stellwert **106** entspricht somit einer Frequenz bzw. beschreibt eine Frequenzänderung, mit welcher der Frequenzteiler **411** mit steuerbarem Teilerfaktor **210** bzw. der Multimodulusteiler **411** das Phasenregelkreis Ausgangssignal **109** moduliert.

[0054] Durch das Vorfilter **613** in dem AM-Kompensationspfad **426** erhält man einen Freiheitsgrad mehr, um das auf der Amplitudeninformation **102** basierende Signal **407** optimal einzustellen bzw. anzupassen, um ein Störeinkopplungssignal bzw. ein parasitäres AM-Signal **305** zu kompensieren. Auch wenn mittels des zweiten Stellwerts **108** eine direkte Übertragung der Amplitudeninformation **102** bzw. des auf der Amplitudeninformation **102** basierenden Signals **407** auf den spannungsgesteuerten Oszillator **408** erfolgt, so kann dieser Übertragungsweg unter Umständen eine leicht veränderte Frequenzcharakteristik gegenüber dem Störeinkopplungs-Übertragungsweg des auf der Amplitudeninformation **102** basierenden Signals **407** über den AM-Pfad **420**, die Modulationseinrichtung **110**, die Leistungsendstufe **302** auf den VCO **408** aufweisen. Um einen Abgleich des ersteren Übertragungswegs zu ermöglichen, bietet das Vorfilter **613** die Möglichkeit, beispielsweise über einstellbare Koeffizienten, Unterschiede im Frequenzgang beider Übertragungswege auszugleichen.

[0055] Ein weiteres Ausführungsbeispiel weist einen AM-Kompensationspfad **426** entsprechend der Abbildung in [Fig. 5](#) und einen PM-Pfad **436** entsprechend der Abbildung in [Fig. 4](#) auf. Das heißt, das weitere Ausführungsbeispiel kann ein Vorfilter **613** im AM-Kompensationspfad **426** und ein Formfilter **431** im PM-Pfad **436** aufweisen. Auch ist es in den genannten Ausführungsbeispielen nicht notwendigerweise erforderlich, dass das zweite Stellwertsignal **401** auf einer Subtraktion des von der Amplitudeninformation **102** abgeleiteten Signals **402** von dem von der Phaseninformation **103** abgeleiteten Signal **403** erzeugt wird. Es kann beispielsweise auch eine Addition der genannten Signale verwendet werden, wobei dann die Verstärkung **427** oder die Filterkoeffizienten des Vorfilters **613** beispielsweise negativ gewählt sein können. Da die Komponenten des AM-Kompensationspfades **426** so gewählt bzw. eingestellt werden können, dass das Störspektrum in dem Ausgangssignal **303** möglichst unterdrückt wird, ist das Vorzeichen der Kompensationsübertragungsfunktion wählbar bzw. einstellbar.

[0056] [Fig. 6](#) zeigt ein Blockschaltbild eines Zweipunktpolarmodulators mit digital gesteuertem Oszillator, gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung. Das Ausführungsbeispiel gemäß [Fig. 6](#) unterscheidet sich von dem Ausführungsbeispiel gemäß [Fig. 5](#) in dem Zweipunktphasenregelkreis **104** sowie

in dem Stellwerterzeuger **112**.

[0057] Der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** weist statt eines spannungsgesteuerten Oszillators **408** einen digital gesteuerten Oszillator (DCO) **608** auf. Der digital gesteuerte Oszillator **608** weist einen Steuereingang auf, um in Abhängigkeit von einem an dem Steuereingang anliegenden Steuersignal **611** die Frequenz f_{VCO} **105** zu erzeugen. Das Steuersignal **611** kann eine digitale Wertefolge sein, die in Abhängigkeit des jeweiligen digitalen Eingangswerts ein Ausgangssignal mit der Frequenz f_{VCO} generiert. Der digital gesteuerte Oszillator **608** weist in diesem Ausführungsbeispiel nur einen Eingang auf, über den mittels eines Additionsglieds **612** zwei Eingangssignale **609**, **610** geführt werden. Es ist auch vorstellbar, dass sich das Additionsglied **612** in dem digital gesteuerten Oszillator **608** befindet, so dass der digital gesteuerte Oszillator **608** zwei Eingänge aufweist, an denen dann die zwei Eingangssignale **609**, **610** anliegen.

[0058] Das zweite Eingangssignal **610** entspricht dem auf dem zweiten Stellwert **108** basierenden Signal **610**. Das erste Eingangssignal **609** entspricht einem von dem Regelsignal **414** abgeleiteten Signal. Gegenüber dem Zweipunktpolarmodulator **100** aus dem Ausführungsbeispiel gemäß [Fig. 5](#) weist der Zweipunktpolarmodulator **100** in diesem Ausführungsbeispiel keine Ladungspumpe **432** und kein Glättungsfilter **433** auf. Die Funktionalität dieser beiden Komponenten kann beispielsweise durch ein digitales Filter **614** mit einer Übertragungsfunktion $H(z)$ ersetzt werden, um aus dem Regelsignal **414**, das ebenfalls in digitaler Form vorliegt, unter Verwendung des digitalen Filters **614** das von dem Regelsignal **414** abgeleitete Signal **609** zu erzeugen. Anstelle des Phasenfrequenzdetektors **301** gemäß den Ausführungsbeispielen, die einen spannungsgesteuerten Oszillator **408** aufweisen, umfasst der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** mit digital gesteuertem Oszillator **608** einen Zeit-Digitalwandler (TDC) **601**, um die Referenzfrequenz **413** mit der modulierten Frequenz bzw. geteilten Frequenz **412** zu vergleichen, und basierend auf dem Frequenzunterschied das Regelsignal **414** zu erzeugen, das ein digitales Regelsignal darstellt. Der digital gesteuerte Oszillator **608** kann beispielsweise eine Bank von Kondensatoren aufweisen bzw. ansteuern, um das analoge Phasenregelkreisausgangssignal **109** zu erzeugen. In diesem Ausführungsbeispiel wird die von dem digital gesteuerten Oszillator **608** erzeugte Frequenz f_{VCO} unter Verwendung des Frequenzteilers **434** mit festem bzw. nicht-moduliertem Teilerfaktor **435** durch den festen bzw. nicht-modulierten Teilerfaktor **435** geteilt, um das Phasenregelkreisausgangssignal **109** zu erzeugen, das die um den festen Teilerfaktor **435** geteilte Frequenz **105** aufweist. Alternative Ausführungsbeispiele weisen einen digital gesteuerten Oszillator **608** auf, der direkt das Phasenregelkreisaus-

gangssignal **109** erzeugt, ohne dasselbe durch einen festen bzw. nicht-modulierten Teilerfaktor **435** unter Verwendung des Frequenzteilers **434** zu teilen.

[0059] Der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** mit digital gesteuertem Oszillator **608** weist zwei Stelleingänge auf, wobei der erste Stelleingang den Frequenzteiler **411** mit steuerbarem Teilerfaktor **10** mittels des ersten Stellwerts **106** einstellt, und wobei der zweite Stelleingang den digital gesteuerten Oszillator **608** über das Additionsglied **612** direkt einstellt, beispielsweise mittels des zweiten Stellwerts **108** unter Umgehung des Rückkopplungszweigs **107** des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises **104**. In diesem Ausführungsbeispiel weisen der erste Stellwert **106** und der zweite Stellwert **108** keine Kopplung (zumindest keine direkte Kopplung) auf. Der Stellwerterzeuger **112** weist einen PM-Pfad **536** zur Erzeugung des ersten Stellwerts **106** und einen von dem PM-Pfad **536** unabhängigen AM-Kompensationspfad **426** zur Erzeugung des zweiten Stellwerts **108** auf. Das zweite Stellwertsignal **401** wird aus dem auf der Amplitudeninformation **102** basierenden Signal **407** unter Verwendung der Verstärkung **427**, der Verzögerung **428** und des Vorfilters **613** des AM-Kompensationspfades **426** erzeugt. Das erste Stellwertsignal **404** wird aus dem auf der Phaseninformation **103** basierenden Signal **405** unter Verwendung des Differenzierers **430** erzeugt und repräsentiert, beispielsweise nach Sigma-Delta Wandlung unter Verwendung des Sigma-Delta Wandlers **429**, den ersten Stellwert **106**. Da in diesem Ausführungsbeispiel der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis **104** einen digital gesteuerten Oszillator **608** aufweist, ist kein D/A-Wandler **416** mehr erforderlich, um die Einkopplung des von der Amplitudeninformation **102** abgeleiteten Signals **402** auf den Steuereingang des digital gesteuerten Oszillators **608** zu bewirken.

[0060] Als weitere Variante wäre denkbar, das erste Stellwertsignal **404**, das in digitaler Form vorliegt, mit dem zweiten Stellwertsignal **401** zu kombinieren, beispielsweise über einen Addierer oder Subtrahierer, wobei das kombinierte Signal dann dem zweiten Stellwert **108** entspricht, ohne einen D/A-Wandler **416** mit Glättungsfilter **417** zu durchlaufen.

[0061] Daneben wäre eine Variante denkbar, in der der AM-Kompensationspfad **426** kein Vorfilter **613** aufweist, sondern nur eine Verstärkung **427** und eine Verzögerung **428**.

[0062] In einer weiteren Variante kann der PM-Pfad **536** auch ein Formfilter **431** gemäß Darstellung in [Fig. 4](#) aufweisen.

[0063] Der digital gesteuerte Oszillator **608** wird bei einigen Ausführungsbeispielen mittels des zweiten Stellwerts **108** digital moduliert, ohne die Notwendigkeit eines Digital-Analogwandlers.

[0064] [Fig. 7a](#) zeigt ein charakteristisches Frequenzspektrum eines EDGE-modulierten Ausgangssignals eines Zweipunktpolarmodulators ohne Kompensationspfad. Das Frequenzspektrum weist um eine Mittenfrequenz, die bei etwa 1,71 Gigahertz liegt, eine unsymmetrische linke Flanke **701** auf, welche eine Verletzung der GSM-EDGE-Spektralmaske bewirkt. Die linke Flanke **701** tritt auf aufgrund einer unerwünschten AM/FM-Einkopplung des Ausgangssignals **303** in den spannungsgesteuerten bzw. digital gesteuerten Oszillator **408** bzw. **608**.

[0065] [Fig. 7b](#) zeigt ein charakteristisches Frequenzspektrum eines EDGE-modulierten Ausgangssignals eines Zweipunktpolarmodulators mit Kompensationspfad, gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung. Das Eingangssignal, d. h. die Amplitudeninformation **102** und die Phaseninformation **103**, ist gleich der zur Erzeugung des Frequenzspektrums gemäß [Fig. 7a](#) verwendeten. Jedoch weist der Zweipunktpolarmodulator **100**, durch den das Spektrum nach [Fig. 7b](#) erzeugt wird, einen AM-Kompensationspfad **426** auf. Dessen Komponenten (Verstärkung **427**, Verzögerung **428** und Vorfilter **613**) sind so eingestellt, dass ein Störspektrum in dem Ausgangssignal **303**, das in [Fig. 7b](#) dargestellt ist, möglichst unterdrückt ist. Dies ist daran zu erkennen, dass das Frequenzspektrum keine unsymmetrische linke Flanke **701** mehr aufweist, sondern zwei symmetrische Flanken **702**, **703**, die gegenüber der unsymmetrischen Flanke **701** gemäß [Fig. 7a](#) um zusätzlich etwa 10 dB gedämpft sind. Das Frequenzspektrum ermöglicht es somit, die GSM-EDGE-Frequenzmaske einzuhalten.

[0066] [Fig. 8a](#) zeigt ein charakteristisches Frequenzspektrum eines amplitudenmodulierten reinen Trägersignals eines Zweipunktpolarmodulators ohne Kompensationspfad. Um eine genauere Analyse des Effekts der AM/FM-Konversion ausführen zu können, wird ein reines Kosinussignal bzw. ein Signal mit einer kontinuierlichen Wellenform, das amplitudenmoduliert ist, und den Signalverlauf $r(t) = A \cos(\omega_m t)$ mit $\omega_m = 135$ Kilohertz aufweist, verwendet. Die phasenmodulierte Signalkomponente wird zu Null gesetzt. [Fig. 8a](#) zeigt ein gemessenes Spektrum, das das AM-Signal ohne PM-Signalkomponente zeigt. Die Asymmetrie in dem Spektrum wird verursacht durch die Überlagerung der AM nach FM konvertierten Komponente und der gewünschten AM-Signalkomponente. Auf dem unteren Seitenband **801** addieren sich die AM nach FM konvertierte Komponente und das amplitudenmodulierte untere Seitenband unvorteilhaft bzw. destruktiv, so dass eine Auslöschung der Seitenbandenergie erfolgt. Auf dem oberen Seitenband **802** addieren sich die AM nach FM konvertierte Komponente und das amplitudenmodulierte obere Seitenband vorteilhaft bzw. konstruktiv, so dass eine Summierung der Signalenergie erfolgt.

[0067] [Fig. 8b](#) zeigt ein charakteristisches Frequenzspektrum eines amplitudenmodulierten reinen Trägersignals eines Zweipunktpolarmodulators mit Kompensationspfad gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung. Das Eingangssignal, d. h. das amplitudenmodulierte reine Trägersignal, entspricht dem Eingangssignal gemäß [Fig. 8a](#). Der Zweipunktpolarmodulator mit Kompensationspfad bewirkt bei entsprechend optimal eingestelltem Kompensationspfad **426** eine Reduktion der unvorteilhaften Störsignalenergie der parasitären Einkopplung. Unteres Seitenband **803** und oberes Seitenband **804** weisen in etwa gleiche Signalleistung auf. Es ist klar zu erkennen, dass die AM nach FM konvertierten Komponenten effektiv unterdrückt werden.

[0068] [Fig. 9a](#) zeigt ein charakteristisches Frequenzspektrum des frequenzdemodulierten reinen Trägersignals aus [Fig. 8a](#). Um die verbleibende FM-Komponente zu quantifizieren, kann das Trägersignal frequenzdemoduliert werden. [Fig. 9a](#) zeigt ein Spektrum des frequenzdemodulierten Trägersignals, das in [Abb. 8a](#) dargestellt ist. Aus dem frequenzdemodulierten Spektrum ist klar zu erkennen, dass eine signifikante Spektralkomponente bei der AM-Modulationsfrequenz $\omega_m = 135$ Kilohertz auftritt. In der Abbildung gemäß [Fig. 9a](#) ist diese Spektralkomponente mit dem Merker 1 bei Bezugszeichen **901** dargestellt. Weiterhin existiert eine signifikante Spektralkomponente bei der doppelten AM-Modulationsfrequenz von **270** Kilohertz. Diese ist durch den Merker 2 bei Bezugszeichen **902** dargestellt. Bei Ausführungsbeispielen der Erfindung werden diese Spektralkomponenten der parasitären AM/FM-Einkopplung kompensiert. Eine entsprechende Darstellung folgt in [Fig. 9b](#).

[0069] [Fig. 9b](#) zeigt ein charakteristisches Frequenzspektrum des frequenzdemodulierten reinen Trägersignals aus [Fig. 8b](#). Die erste Spektralkomponente bei der AM-Modulationsfrequenz $\omega_m = 135$ Kilohertz ist nicht mehr erkennbar. Der Merker 1 bei Bezugszeichen **903** zeigt auf diese Komponente. Die zweite Spektralkomponente bei der doppelten Amplitudenmodulationsfrequenz von 270 Kilohertz dagegen ist kaum unterdrückt. Merker 2 bei Bezugszeichen **904** deutet den Signalleistungswert an. Weist der AM-Kompensationspfad **426** neben der Verstärkung **427** und der Verzögerung **428** ebenfalls ein Vorfilter **613** auf, so kann bei optimaler Einstellung der Verstärkung **427**, der Verzögerung **428** und des Vorfilters **613** auch die zweite Spektralkomponente **904** vollständig bzw. fast vollständig unterdrückt werden.

[0070] [Fig. 10](#) zeigt ein Flussdiagramm zu dem Verfahren zum Erzeugen eines polarmodulierten Signals. Das Verfahren **1000** umfasst einen ersten Schritt **1001**, einen zweiten Schritt **1002** und einen dritten Schritt **1003**. Der erste Schritt **1001** umfasst ein „Bereitstellen eines Ausgangssignals unter Ver-

wendung einer Zweipunktmodulationsphasenregelung, wobei eine Frequenz des Ausgangssignals in Abhängigkeit von einem ersten Stellwert über eine Rückkopplung der Zweipunktmodulationsphasenregelung und in Abhängigkeit von einem zweiten Stellwert, unmittelbar, unter Umgehung der Rückkopplung, einstellbar ist." Der zweite Schritt **1002** umfasst ein „Kombinieren eines von der Amplitudeninformation abgeleiteten Amplitudensignals mit dem Ausgangssignal, um das polarmodulierte Signal zu erhalten." Der dritte Schritt **1003** umfasst ein „Erzeugen des ersten Stellwerts in Abhängigkeit von der Phaseninformation und unabhängig von der Amplitudeninformation; und Erzeugen des zweiten Stellwerts in Abhängigkeit von der Amplitudeninformation."

[0071] [Fig. 11](#) zeigt eine schematische Darstellung eines Mobiltelefons gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung. Ein Mobiltelefon **1100** umfasst einen Zweipunktpolarmodulator **100** zum Erzeugen eines polarmodulierten Signals **101**, einen Leistungsverstärker **302** zum Verstärken des polarmodulierten Signals **101** und eine Leiterplatte **1101**, wobei der Zweipunktpolarmodulator **100** und der Leistungsverstärker **302** zusammen auf der Leiterplatte **1101** angeordnet sind. Der Leistungsverstärker **302** kann basierend auf dem polarmodulierten Signal **101** ein Leistungsausgangssignal **303** erzeugen, das beispielsweise mit einer Antenne des Mobiltelefons **1100** gekoppelt ist, um das Leistungsausgangssignal **303** dem Gesprächspartner zu übermitteln.

[0072] Der Polarmodulator **100** kann gemäß einem der Ausführungsbeispiele in den [Fig. 1](#), [Fig. 3](#), [Fig. 4](#), [Fig. 5](#), [Fig. 6](#) ausgeführt sein, so dass der Polarmodulator **100** aus einer Phaseninformation **103** und einer Amplitudeninformation **102** ein polarmoduliertes Signal **101** erzeugt. Der Zweipunktpolarmodulator **100** ist ausgelegt, um einer Störeinwirkung des Leistungsausgangssignals **303** auf den Zweipunktpolarmodulator **100** unter Verwendung einer Zweipunktmodulationsphasenregelung entgegenzuwirken.

[0073] Aufgrund dieser Störkompensation des Zweipunktpolarmodulators **100** braucht das Mobiltelefon **1100** keine getrennten Abschirmkammern für den Zweipunktpolarmodulator **100** und den Leistungsverstärker **302** aufweisen. Eine Rückkopplung des Leistungsausgangssignals **303** auf den Zweipunktpolarmodulator **100**, die beispielsweise durch Ausführung von getrennten Abschirmkammern für den Zweipunktpolarmodulator **100** und den Leistungsverstärker **302** abgemildert werden kann, kann bei dem Mobiltelefon **1100** gemäß diesem Ausführungsbeispiel der Erfindung durch eine Zweipunktmodulationsphasenregelung in dem Zweipunktpolarmodulator **100** kompensiert werden. Aufgrund dieses Merkmals des Zweipunktpolarmodulators **100** sind keine getrennten Abschirmkammern auf der Leiter-

platte **1101** erforderlich. Das Mobiltelefon **1100** kann günstiger hergestellt werden und leichter ausgeführt sein, d. h. das Gewicht des Mobiltelefons **1100** kann sich erheblich reduzieren.

[0074] Abhängig von den Gegebenheiten kann das erfindungsgemäße Verfahren **1000** in Hardware oder in Software implementiert werden. Die Implementierung kann auf einem digitalen Speichermedium, insbesondere einer Diskette oder einer CD mit elektronisch auslesbaren Steuersignalen erfolgen, die so mit einem programmierbaren Computersystem zusammenwirken können, dass das entsprechende Verfahren ausgeführt wird. Allgemein besteht die Erfindung somit auch in einem Computerprogrammprodukt mit auf einem maschinenlesbaren Träger gespeicherten Programmcode zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens, wenn das Computerprogrammprodukt auf einem Rechner abläuft. In anderen Worten ausgedrückt kann die Erfindung somit als ein Computerprogramm mit einem Programmcode zur Durchführung des Verfahrens realisiert werden, wenn das Computerprogramm auf einem Computer abläuft.

[0075] Bei einigen Ausführungsbeispielen der vorliegenden Erfindung kann damit eine aufwändige Entkopplung oder Abschirmung des Ausgangssignals der Leistungsstufe von dem VCO entfallen. Damit entfallen Herstellungskosten und das Mobiltelefon kann wesentlich preisgünstiger hergestellt werden. Es brauchen beispielsweise keine separaten Mobilfunkabschirmkammern auf dem PCB (PCB = printed circuit board bzw. gedruckter Schaltkreis oder auch Leiterplatte) des Mobilfunktelefons mehr untergebracht werden.

[0076] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung können beispielsweise bei Mobilfunktelefonen der nächsten Generation, die mittels EDGE-Modulationsverfahren arbeiten, und damit wesentlich höhere Datenraten erzielen als Modulationsverfahren, die nach dem bisherigen GSM-Standard arbeiten, eingesetzt werden.

[0077] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung weisen Ausgangssignale der Leistungsendstufe auf, deren spektrale Maske den Anforderungen des EDGE-Standards entspricht, d. h. deren Leistungsspektrum sich innerhalb des vorgegebenen Toleranzbereichs befindet. Das Leistungsspektrum des Ausgangssignals der Leistungsendstufe ist zumindest näherungsweise symmetrisch und weist Störsignaleinkopplungen erst bei einer wesentlich geringeren Signalleistung auf, als dies bei herkömmlichen Polarmodulatorausgangssignalspektren mit EDGE modulierten Signalen der Fall ist.

[0078] Aufgrund des besseren Signalleistungs- und Störleistungsabstands bei Ausführungsbeispielen

gemäß der Erfindung kann das Mobiltelefon beispielsweise mit geringerer Signalleistung senden, so dass der Akku beispielsweise länger hält, d. h. die Sprechzeiten sich den Standbyzeiten annähern lassen. Weiterhin besteht die Möglichkeit, dass sich bei Ausführungsbeispielen gemäß der Erfindung mehr Mobiltelefone innerhalb einer Zelle befinden können oder dass sich die Zellgröße vergrößern kann, d. h. weniger Basisstationen zum Empfangen des Mobiltelefonsignals benötigt werden. Alle vorgenannten Eigenschaften führen zu einer Kostenreduktion. Das heißt, Akkukosten des Mobiltelefons reduzieren sich, Hardwarekosten des Mobiltelefons für vorher notwendige Abschirmmaßnahmen reduzieren sich und Kosten zur Aufstellung notwendiger Basisstationen reduzieren sich.

[0079] Im Folgenden werden weitere Ausführungsbeispiele beschrieben und weitere Merkmale erläutert.

[0080] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung beziehen sich auf die Kompensation einer unerwünschten Amplituden-Frequenzkonversion in einer polaren Übertragerarchitektur, welche einen Zweipunktmodulationsphasenregelkreis einsetzt. Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung können im zellulären Telefonmarkt bzw. im Mobilfunktelefonmarkt eingesetzt werden, insbesondere zum Entwurf von leistungseffizienten RF-Übertragungsarchitekturen (RF = radio frequency bzw. Funkfrequenz). Der Entwurf solcher leistungseffizienten Sender ist ein wichtiges Kriterium geworden für tragbare Geräte bzw. tragbare Geräte, die in der Hand gehalten werden können. Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung können in digitalen zellulären Telefonsystemen eingesetzt werden, beispielsweise in Mobilfunktelefonen, die nach dem GSM-Standard bzw. dem GSM-EDGE-Standard arbeiten. Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung können auch dort eingesetzt werden, wo Modulationsarten zum Einsatz kommen, die mit nicht konstanten Einhüllenden arbeiten, um höhere Datenraten zu erzielen. Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung ermöglichen ähnliche Sprech- und Standbyzeiten für den GSM-Standard der nächsten Generation. Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung können auch dort eingesetzt werden, wo der Signalpfad beispielsweise nicht vollständig linear sein kann. Bei Ausführungsbeispielen gemäß der Erfindung braucht beispielsweise keine Trennung des Sendepfads von dem Verstärkerpfad des Leistungsverstärkers auf dem gedruckten Schaltkreis (PCB = printed circuit board) des Mobilfunktelefons gefordert werden. Bei Ausführungsbeispielen gemäß der Erfindung kann eine parasitäre Kopplung des Ausgangssignals in den VCO unterdrückt bzw. vermieden werden, ohne eine Trennung des Übertragers von dem Leistungsverstärker zu benötigen.

[0081] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung arbeiten mit einem Polarmodulatorkonzept. Das Polarmodulatorkonzept trennt das Modulationssignal in ein Amplitudenmodulations-(AM-)Signal und ein Phasenmodulations-(PM-)Signal. Bei Ausführungsbeispielen gemäß der Erfindung kann sowohl mit kartesischen Koordinaten, d. h. einem reellen Anteil und einem Quadraturanteil als auch mit Polarkoordinaten, d. h. einem Phasenanteil und einem Amplitudenanteil gearbeitet werden. Bei Ausführungsbeispielen gemäß der Erfindung können beide Koordinatensysteme ineinander transformiert werden. Das PM-Signal wird direkt in die phasengerastete Schleife (PLL) bzw. den Phasenregelkreis eingespeist, dessen Ausgang dabei das phasenmodulierte Trägersignal repräsentiert. Das AM-Signal kann in einer Ausgangsstufe kombiniert werden.

[0082] Es gibt verschiedene Methoden, um PM-Signal und AM-Signal zu kombinieren. Beispielsweise kann die Ausgangsstufe einen linearen Mischer aufweisen. Das AM-Signal kann alternativ auch auf die Spannungsversorgung der Ausgangstreiberstufe aufmoduliert werden. Die Ausgangsstufe kann eine Pulsweitenmodulation durchführen, um beispielsweise in Abhängigkeit von der Pulsweite verschiedene Amplitudenwerte der Grundschwingung zu erzeugen. Es existieren also verschiedene Methoden, um die PM-Information und die AM-Information zu kombinieren. Eine weitere Methode ist beispielsweise eine Speisespannungsmodulation der Ausgangstreiberstufe oder auch direkt der Leistungsverstärkerstufe. Diese Verfahren erreichen eine sehr hohe Leistungseffizienz.

[0083] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung zeigen eine besondere Robustheit gegenüber parasitären Einkopplungen des Leistungsverstärker Ausgangssignals in den VCO und benötigen damit beispielsweise keine Abschirmkammern zwischen dem Leistungsverstärker (PA) und dem Übertrager auf dem „PCB“ bzw. auf dem gedruckten Schaltkreis des Mobilfunktelefons. Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung unterdrücken die Kopplung des Ausgangssignals in den VCO und damit die Erzeugung eines unerwünschten AM/FM-Konversionssignals und wirken damit einer signifikanten Verschlechterung des Modulationsspektrums bzw. einer Erhöhung der Fehlervektorgroße entgegen.

[0084] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung umfassen eine Polarmodulatorübertragerarchitektur mit einem Zweipunktmodulationsphasenregelkreis mit gebrochenem Teilerfaktor N.

[0085] Bei einigen Ausführungsbeispielen gemäß der Erfindung kann das asymmetrische Frequenzspektrum eines Polarmodulators, der keinen AM-Kompensationspfad aufweist, in ein symmetrisches Frequenzspektrum transformiert werden, das

die GSM-EDGE spektrale Modulationsmaske einhält. Die Überlagerung in dem Spektrum der AM-nach-FM konvertierten Komponente mit der gewünschten AM-Signalkomponente kann in Ausführungsbeispielen gemäß der Erfindung in der Weise beeinflusst werden, dass das aus der Überlagerung entstehende Frequenzspektrum des Ausgangssignals nur noch die gewünschte AM-Signalkomponente aufweist, und die AM-nach-FM konvertierte Komponente in dem Frequenzspektrum des Ausgangssignals unterdrückt ist. Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung schaffen eine Möglichkeit, um diese parasitäre AM/FM-Komponente zu kompensieren. Der Aufwand für ein aufwändiges Abschirmen und Entkoppeln des Ausgangssignals von dem VCO kann bei Ausführungsbeispielen gemäß der Erfindung eingespart werden. Es brauchen auch keine separaten RF-Abschirmkammern auf der gedruckten Schaltung (PCB) des Mobilfunktelefons verwendet werden.

[0086] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung beschreiben eine Methode, um parasitäre AM/FM-Konversionen aufgrund parasitärer Einkopplung des Trägersignals in den VCO zu kompensieren. Die Einkopplung des Trägersignals in den VCO verursacht eine Frequenzmodulation des VCO durch das AM-Signal. Dies kann mathematisch ausgedrückt werden durch die Gleichung:

$$f_{\text{VCO}}(t) = f_{01} + K_3 \cdot \alpha_1 \cdot r(t - \tau),$$

wobei K_3 den VCO Sensitivitätsfaktor bzw. VCO-Empfindlichkeitsfaktor in MHz/V beschreibt, $r(t - \tau)$ die AM-Signalkomponente beschreibt und α_1 den Verstärkungsfaktor beschreibt, der die Verstärkung des Kopplungspfades berücksichtigt. Der Zeitverzögerungswert τ berücksichtigt die Verzögerung des Kopplungspfades in den VCO. Der VCO Sensitivitätsfaktor K_3 hängt ab von dem Kopplungseingang des RF-Trägersignals. Für den Fall der Einkopplung auf den Einstelleingang ist der Sensitivitätsfaktor identisch mit dem Einstellsensitivitätsfaktor K_1 des VCO. Die PM-Komponente bewirkt eine Verschiebung der nominalen Oszillatorfrequenz f_0 , die durch die neue frei laufende Oszillatorfrequenz f_{01} berücksichtigt wird. Das Oszillatorausgangssignal kann umgeschrieben werden in:

$$s_{\text{VCO}}(t) = \cos(\omega t + \varphi(t)) = \cos(2\pi f_{01}t + 2\pi K_3 \cdot \alpha_1 \cdot r(t - \tau) \cdot t)$$

[0087] Der Rückkopplungsmechanismus des phasengekoppelten Regelkreises bzw. der PLL ist in der Lage, Frequenzkomponenten innerhalb der Schleifenbandbreite zu kompensieren. Frequenzkomponenten höher als die Schleifenbandbreite können dagegen nicht von der PLL unterdrückt werden, da die Schleife nicht in der Lage ist, schnellen Frequenzänderungen des VCO zu folgen. Deshalb zeigt die Übertragungsfunktionscharakteristik des AM-Signals

bezogen auf den Ausgang eine Hochpasscharakteristik. Die Hochpasscharakteristik der zwei Übertragungsfunktionen $H_{42}(j\omega) = \varphi_4(\omega)/\varphi_2(\omega)$ und $H_{43}(j\omega) = \varphi_4(\omega)/\varphi_3(\omega)$ von „Eingängen“ 2 und 3 des VCO zu dem Ausgang 4 des VCO ist qualitativ in [Fig. 2b](#) aufgezeigt. Der „Eingang 3“ des VCO beschreibt dabei einen Pfad für eine parasitäre Einkopplung.

[0088] [Fig. 2a](#) zeigt einen Zweipunktmodulationsphasenregelkreis mit gebrochenen Teilerfaktor N. Dieser Zweipunktmodulationsphasenregelkreis wird besonders bei Systemen eingesetzt, bei denen die Modulationsbandbreite viel höher als die Phasenregelkreisbandbreite ist. Das PM-Signal wird zugleich an zwei Punkten des Phasenregelkreises eingekoppelt. Der erste Eingang moduliert das Teilverhältnis eines Multimodulusteilers (bzw. Mehrteilerfaktor-Teilers) und der zweite Eingang wird auf den Modulationseingang des VCO gelegt. Das AM-Signal wird in der Mischerausgangsstufe kombiniert, kann aber auch direkt auf den Leistungsverstärker gegeben werden, beispielsweise unter Nutzung einer Speisenspannungsmodulation. Die Kernidee einiger Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung besteht in der Kompensation der parasitären AM/FM-Komponente durch Addieren des AM-Signals auf den zweiten Eingang des VCO, wobei das AM-Signal den VCO moduliert. Da dieser Eingang die gleiche Eingangs-Ausgangs-Hochpasscharakteristik wie die parasitäre AM/FM-Komponente aufweist, kann die AM/FM-Komponente perfekt oder nahezu perfekt ausgelöscht werden. Im Falle einer optimalen Auslöschung des parasitären AM-Signalkomponentenanteils $\alpha_1 r(t - \tau)$ ist die Ausgangsfrequenz des VCO-Ausgangssignals gegeben durch:

$$f_{\text{VCO}}(t) = f_{01} + K_3 \cdot \alpha_1 r(t - \tau) - \tilde{K}_3 \tilde{\alpha}_1 \tilde{r}(t - \tau) \approx f_{01}$$

[0089] \tilde{K}_3 und $\tilde{\alpha}_1 \tilde{r}(t - \tau)$ stellen Schätzwerte des VCO Sensitivitätsfaktors K_3 bzw. der AM-Signalkomponente dar. Obwohl das AM-Signal $r(t)$ exakt bekannt ist, kann die Verstärkung α_1 und die Trägerphasenverzögerung $\varphi = \omega_0 \cdot \tau$ aufgrund des unbekanntenen RF-Kopplungspfades nur geschätzt werden. Dafür werden beispielsweise ein einstellbarer Verstärkungsblock $G = \hat{\alpha}_1$ und eine einstellbare Zeitverzögerung in den AM-Kompensationspfad eingefügt. Der Zeitverzögerungsschätzwert $\hat{\tau}$ kann sehr präzise im Bereich von wenigen Nanosekunden gesteuert werden, um in der Lage zu sein, die Trägerphasenverzögerung $\varphi = \omega_0 \tau$ des parasitären RF-Kopplungspfades zu kompensieren.

[0090] Ein Kernaspekt einiger Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung ist eine Methode, um parasitäre AM/FM-Konversionen in Polarmodulatorübertragerarchitekturen in Verbindung mit einem Zweipunktmodulationsphasenregelkreis mit gebrochenem Teilerverhältnis N zu kompensieren, wobei das PLL bzw. der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis zur Pha-

senmodulation verwendet wird.

[0091] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung können ebenfalls digitale phasengekoppelte Regelkreise (DPLL) umfassen, mit digital gesteuerten Oszillatoren (DCO). In solchen Ausführungsbeispielen kann der Oszillator beispielsweise durch einen digitalen Eingang, der eine Bank von Kondensatoren ansteuert, eingestellt werden. Der DCO kann digital moduliert werden ohne dabei Digital-Analog-Wandler zu benötigen.

[0092] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung können für den GSM-EDGE-Standard genutzt werden. Beispielsweise kann der VCO mit Frequenzen im Bereich von 3,8 Gigahertz arbeiten. Im Falle von GSM 850/900 kann der Teiler am Ausgang des VCO einen Teilfaktor von 4 aufweisen, wohingegen bei GSM 1800/1900 der Teiler ein Teilverhältnis von 2 aufweisen kann. Der AM-Kompensationspfad kann eine programmierbare Verstärkung und einen Verzögerungsblock aufweisen. Er kann zusätzlich oder alternativ ein Vorfilter oder ein Vorverzerrungsfilter aufweisen. Der Verstärkungsblock kann beispielsweise durch einen Multiplizierer oder alternativ durch eine Schiebearithmetikoperation realisiert werden. Die digitale Zeitverzögerung kann beispielsweise im Bereich von einigen Nanosekunden einstellbar sein, um die Trägerphasenverzögerung kompensieren zu können. Beispielsweise können dafür Allpassfilter oder Polyphasenfilterentwurfverfahren verwendet werden, die beispielsweise Zeitverzögerungen im Bereich von Bruchteilen der Abtastrate gewährleisten.

[0093] [Fig. 7b](#) zeigt ein EDGE-moduliertes Spektrum mit perfekter Kompensation des parasitären AM/FM-Anteils. Das Spektrum zeigt eine symmetrische Charakteristik und erfüllt die GSM-Modulationsmaskenanforderungen des Frequenzbereichs. Das heißt, das Spektrum gemäß [Fig. 7b](#) liegt innerhalb des vorgegebenen, von dem GSM-Standard geforderten Toleranzbereichs.

[0094] [Fig. 8b](#) zeigt ein Spektrum eines reinen AM-Trägersignals mit AM/FM-Kompensation und [Fig. 9b](#) zeigt das zugehörige FM demodulierte Trägersignal. Es kann klar erkannt werden, dass die AM nach FM konvertierten Komponenten effektiv ausgelöscht werden.

[0095] Im Falle eines digitalen PLL können die Blöcke zur Bildung des Kompensationspfads komplett durch digitale Logikschaltkreise realisiert sein.

[0096] Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung können beispielsweise angewendet werden bei GSM, UMTS, Bluetooth, sowie bei Übertragungskonzepten für Mobilkommunikation.

[0097] Der AM-Kompensationspfad kann sowohl

mit positiven als auch mit negativen Vorzeichen in den Summationspunkt vor dem DCO entsprechend [Fig. 6](#) eingebracht werden. Eine Kompensation kann bei positivem Vorzeichen am Summationspunkt auch durch eine negative Verstärkung im AM-Kompensationspfad erreicht werden.

Patentansprüche

1. Zweipunktpolarmodulator (**100**) zum Erzeugen eines polarmodulierten Signals (**101**) basierend auf einer Amplitudeninformation (**102**) und einer Phaseninformation (**103**), mit folgenden Merkmalen:

einem Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (**104**), der ausgelegt ist, um eine Frequenzeinstellung in Abhängigkeit von einem ersten Stellwert (**106**) über einen Rückkopplungszweig (**107**) des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises (**104**) zu ermöglichen, und um eine Frequenzeinstellung in Abhängigkeit von einem zweiten Stellwert (**108**) unmittelbar, unter Umgehung des Rückkopplungszweiges (**107**), zu ermöglichen, wobei der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (**104**) ausgelegt ist, um in Abhängigkeit der zwei Stellwerte (**106**, **108**) ein Phasenregelkreisgangssignal (**109**) bereitzustellen; einer Modulationseinrichtung (**110**), die ausgelegt ist, um ein von der Amplitudeninformation (**102**) abgeleitetes Amplitudensignal (**111**) mit dem Phasenregelkreisgangssignal (**109**) zu kombinieren, um das polarmodulierte Signal (**101**) zu erzeugen; und einem Stellwerterzeuger (**112**), der ausgelegt ist, um den ersten Stellwert (**106**) in Abhängigkeit von der Phaseninformation (**103**) und unabhängig von der Amplitudeninformation (**102**) zu erzeugen, und der ausgelegt ist, um den zweiten Stellwert (**108**) in Abhängigkeit von der Amplitudeninformation (**102**) zu erzeugen.

2. Zweipunktpolarmodulator (**100**) gemäß Anspruch 1, bei dem der Stellwerterzeuger (**112**) ausgelegt ist, um den zweiten Stellwert (**108**) so zu erzeugen, dass der zweite Stellwert (**108**) einer Störeinwirkung auf den Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (**104**) entgegenwirkt.

3. Zweipunktpolarmodulator (**100**) gemäß Anspruch 2, bei dem die Störeinwirkung auf den Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (**104**) einer parasitären AM/FM-Einkopplung des polarmodulierten Signals (**101**) oder eines von dem polarmodulierten Signal (**101**) abgeleiteten Signals oder eines durch die Modulationseinrichtung (**110**) erzeugten Signals entspricht.

4. Zweipunktpolarmodulator (**100**) gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Stellwerterzeuger (**112**) ausgelegt ist, um den zweiten Stellwert (**108**) in Abhängigkeit der Amplitudeninformation (**102**) und der Phaseninformation (**103**) zu erzeugen.

5. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Stellwerterzeuger (112) ausgelegt ist, um aus einem auf der Phaseninformation (103) basierenden Signal (405) oder aus einem von der Phaseninformation (103) abgeleiteten Signal (403) ein erstes Stellwertsignal (404) zu erzeugen, das den ersten Stellwert (106) darstellt.

6. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Stellwerterzeuger (112) ausgelegt ist, um aus einem auf der Amplitudeninformation (102) basierenden Signal (407) oder aus einem von der Amplitudeninformation (102) abgeleiteten Signal (402) ein zweites Stellwertsignal (401) zu erzeugen, das den zweiten Stellwert (108) darstellt;
wobei das auf der Amplitudeninformation (102) basierende Signal (407) ein unter Verwendung einer linearen oder nichtlinearen Funktion aus einem der Amplitudeninformation (102) entsprechenden Signal erzeugtes Signal ist;
wobei die lineare Funktion einer Verstärkung entspricht;
wobei die nichtlineare Funktion einer Taylorreihe oder einer Potenzreihe entspricht.

7. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Stellwerterzeuger (112) ausgelegt ist, um ein auf der Amplitudeninformation (102) basierendes Signal (407) oder ein von der Amplitudeninformation (102) abgeleitetes Signal (402) mit einem auf der Phaseninformation (103) basierenden Signal (405) oder mit einem von der Phaseninformation (103) abgeleiteten Signal (403) zu kombinieren, um ein zweites Stellwertsignal (401) zu erzeugen, das den zweiten Stellwert (108) darstellt.

8. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Stellwerterzeuger (112) ausgelegt ist, um ein auf der Amplitudeninformation (102) basierendes Signal (407) oder von der Amplitudeninformation (102) abgeleitetes Signal (402) mit einem auf der Phaseninformation (103) basierenden Signal (405) oder mit einem von der Phaseninformation (103) abgeleiteten Signal (403) additiv oder subtraktiv zu überlagern, um ein zweites Stellwertsignal (401) zu erzeugen, das den zweiten Stellwert (108) darstellt.

9. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Stellwerterzeuger (112) einen Differenzierer (430) aufweist, der ausgelegt ist, um ein auf der Phaseninformation (103) basierendes Phasensignal (405) zu differenzieren, um ein Frequenzsignal (406) zu erzeugen, wobei das Frequenzsignal (406) oder ein von dem Frequenzsignal (406) abgeleitetes Signal (404) dem ersten Stellwertsignal (404) entspricht.

10. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) ferner einen steuerbaren Frequenzteiler (411) aufweist, der ausgelegt ist, um abhängig von dem ersten Stellwert (106) eine Ausgangsfrequenz (105) des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises (104) zu modulieren; wobei der steuerbare Frequenzteiler (411) in dem Rückkopplungszweig (107) des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises (104) eingeschaltet ist, um ein Rückkopplungssignal basierend auf einem Ausgangssignal eines gesteuerten Oszillators zu erzeugen; und wobei der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) ausgelegt ist, um in Abhängigkeit des Rückkopplungssignals und einer Referenzfrequenz (413) ein Regelsignal (414) für den gesteuerten Oszillator zu erzeugen.

11. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß Anspruch 10, bei dem der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) einen spannungsgesteuerten Oszillator (408) aufweist; wobei der spannungsgesteuerte Oszillator (408) einen ersten Steuereingang (409) und einen zweiten Steuereingang (410) aufweist, und ausgelegt ist, um in Abhängigkeit von einer Kombination eines an dem ersten Steuereingang (409) anliegenden ersten Spannungssignals (418) und eines an dem zweiten Steuereingang (410) anliegenden zweiten Spannungssignals (419) das Ausgangssignal (105) zu erzeugen; wobei das erste Spannungssignal (418) von dem Regelsignal (414) abgeleitet ist, und wobei das zweite Spannungssignal (419) auf dem zweiten Stellwert (108) basiert.

12. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß Anspruch 11, bei dem der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) ferner eine Ladungspumpe (432) und ein Glättungsfilter (433) aufweist, um das Regelsignal (414) unter Verwendung der Ladungspumpe (432) zu verstärken und unter Verwendung des Glättungsfilters (433) zu glätten, um aus dem Regelsignal (414) das erste Spannungssignal (418) zu erzeugen.

13. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß Anspruch 10, bei dem der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) einen digital gesteuerten Oszillator (608) aufweist; wobei der digital gesteuerte Oszillator (608) einen Steuereingang aufweist, um in Abhängigkeit von einem an dem Steuereingang anliegenden Steuersignal (611) die Ausgangsfrequenz (105) zu erzeugen, und wobei der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) ferner ein Additionsglied (612) aufweist, um das Steuersignal (611) aus einer additiven Überlagerung eines von dem Regelsignal (414) abgeleiteten Signals (609) und eines auf dem zweiten Stellwert (108) basierenden Signals (610) zu erzeugen.

14. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß Anspruch 13, bei dem der Zweipunktmodulationspha-

senregelkreis (104) ferner folgende Merkmale aufweist:

einen Zeitdigitalwandler (601); und ein digitales Filter (614), wobei der Zeitdigitalwandler (601) ausgelegt ist, um in Abhängigkeit der modulierten Frequenz (412) und der Referenzfrequenz (413) ein digitales Regelsignal zu erzeugen, das das Regelsignal (414) darstellt; wobei das digitale Filter (614) ausgelegt ist, um aus dem digitalen Regelsignal das von dem Regelsignal (414) abgeleitete Signal (609) zu erzeugen.

15. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Stellwerterzeuger (112) ferner folgendes Merkmal aufweist:

einen AM-Kompensationspfad (426), wobei der AM-Kompensationspfad (426) eine Verstärkung (427), eine Verzögerung (428) und ein Vorfilter (613) aufweist, um ein auf der Amplitudeninformation (102) basierendes Signal (407) unter Verwendung der Verstärkung (427) zu verstärken, unter Verwendung der Verzögerung (428) zu verzögern und unter Verwendung des Vorfilters (613) vorzufiltern, um aus dem auf der Amplitudeninformation (102) basierenden Signal (407) das von der Amplitudeninformation (102) abgeleitete Signal (402) zu erzeugen.

16. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß Anspruch 15, bei dem die Verstärkung (427) und die Verzögerung (428) einstellbar sind, und das Vorfilter (613) einstellbare Vorfilterkoeffizienten aufweist.

17. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß Anspruch 15 oder 16, bei dem der Stellwerterzeuger (112) ausgelegt ist, um das von der Amplitudeninformation (102) abgeleitete Signal (402) so zu erzeugen, dass es nahezu den gleichen Frequenzgang aufweist, wie die auf den Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) einwirkende Störeinwirkung.

18. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) ferner einen Frequenzteiler (434) mit festem Teilerfaktor (435) aufweist, um die Frequenz (105) unter Verwendung des Frequenzteilers (434) mit festem Teilerfaktor (435) um den festen Teilerfaktor (435) zu teilen, um eine fest geteilte Frequenz zu erzeugen, und wobei der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) ausgelegt ist, um das Phasenregelkreisgangssignal (109) in Abhängigkeit der fest geteilten Frequenz bereitzustellen.

19. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß Anspruch 18, bei dem der feste Teilerfaktor (435) den Wert 2 oder 4 einnimmt.

20. Zweipunktpolarmodulator (100) gemäß einem der Ansprüche 1 bis 12, wobei der Zweipunktpo-

larmodulator (100) ferner folgende Merkmale aufweist:

ein Formfilter (431); einen Sigma-Delta-Wandler (429); eine D/A-Wandlungseinrichtung (415); und ein AM-Pfadfilter (420), wobei das Formfilter (431) ausgelegt ist, um das Frequenzsignal (406) unter Verwendung des Formfilters (431) formzufiltern, um aus dem Frequenzsignal (406) das von dem Frequenzsignal (406) abgeleitete Signal (404) zu erzeugen; wobei der Sigma-Delta-Wandler (429) ausgelegt ist, um das erste Stellwertsignal (404) unter Verwendung des Sigma-Delta-Wandlers (429) Sigma-Delta zu wandeln, um aus dem ersten Stellwertsignal (404) den ersten Stellwert (106) zu erzeugen; wobei die D/A-Wandlungseinrichtung (415) einen D/A-Wandler (416) und ein Glättungsfilter (417) aufweist und ausgelegt ist, um das zweite Stellwertsignal (401) digital-analog zu wandeln und zu glätten, um aus dem zweiten Stellwertsignal (401) das zweite Spannungssignal (419) zu erzeugen; wobei das AM-Pfadfilter (420) ein erstes Verzögerungsglied (421), einen Überabtaster (422), ein zweites Verzögerungsglied (423), einen D/A-Wandler (424) und ein Glättungsfilter (425) aufweist und wobei das AM-Pfadfilter (420) ausgelegt ist, um ein auf der Amplitudeninformation (102) basierendes Signal (407) unter Verwendung des ersten Verzögerungsglieds (421) zu verzögern, unter Verwendung des Überabtasters (422) überabzutasten, unter Verwendung des zweiten Verzögerungsglieds (423) zu verzögern, unter Verwendung des D/A-Wandlers (424) digital-analog zu wandeln und unter Verwendung des Glättungsfilters (425) zu glätten, um aus dem auf der Amplitudeninformation (102) basierenden Signal (407) das Amplitudensignal (111) abzuleiten.

21. Zweipunktpolarmodulator (100) zum Erzeugen eines polarmodulierten Signals (101) basierend auf einer Amplitudeninformation (102) und einer Phaseninformation (103), mit folgenden Merkmalen: einem Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104), der ausgelegt ist, um eine Frequenzeinstellung in Abhängigkeit von einem ersten Stellwert (106) über einen Rückkopplungszweig (107) des Zweipunktmodulationsphasenregelkreises (104) zu ermöglichen, und um eine Frequenzeinstellung in Abhängigkeit von einem zweiten Stellwert (108) unmittelbar, unter Umgehung des Rückkopplungszweiges (107), zu ermöglichen, wobei der Zweipunktmodulationsphasenregelkreis (104) ausgelegt ist, um in Abhängigkeit der zwei Stellwerte (106, 108) ein Phasenregelkreisgangssignal (109) bereitzustellen; einer Modulationseinrichtung (110), die ausgelegt ist, um ein von der Amplitudeninformation (102) abgeleitetes Amplitudensignal (111) mit dem Phasenregelkreisgangssignal (109) zu kombinieren, um das polarmodulierte Signal (101) zu erzeugen; und einem Stellwerterzeuger (112), der ausgelegt ist, um

den ersten Stellwert (**106**) in Abhängigkeit von der Phaseninformation (**103**) und unabhängig von der Amplitudeninformation (**102**) zu erzeugen, und der ausgelegt ist, um den zweiten Stellwert (**108**) in Abhängigkeit von einem von der Amplitudeninformation (**102**) abgeleiteten Signal (**402**) zu erzeugen, wobei der Stellwerterzeuger (**112**) eine Verstärkung (**427**), eine Verzögerung (**428**) und ein Vorfilter (**613**) aufweist, um ein auf der Amplitudeninformation (**102**) basierendes Signal (**407**) unter Verwendung der Verstärkung (**427**) zu verstärken, unter Verwendung der Verzögerung (**428**) zu verzögern und unter Verwendung des Vorfilters (**613**) vorzufiltern, um aus dem auf der Amplitudeninformation (**102**) basierenden Signal (**407**) das von der Amplitudeninformation (**102**) abgeleitete Signal (**402**) zu bestimmen.

22. Mobiltelefon (**1100**) mit folgenden Merkmalen:

einem Zweipunktpolarmodulator (**100**) gemäß einem der Ansprüche 1 bis 21 zum Erzeugen eines polar modulierten Signals (**101**);
einem Leistungsverstärker (**302**) zum Verstärken des polar modulierten Signals (**101**); und
einer Leiterplatine (**1101**),
wobei der Zweipunktpolarmodulator (**100**) und der Leistungsverstärker (**302**) zusammen auf der Leiterplatine (**1101**) angeordnet sind; wobei der Leistungsverstärker (**302**) ausgelegt ist, um basierend auf dem polar modulierten Signal (**101**) ein Leistungsausgangssignal (**303**) zu erzeugen.

23. Mobiltelefon (**1100**) gemäß Anspruch 22, bei dem die Leiterplatine (**1101**) keine getrennten Abschirmkammern für den Zweipunktpolarmodulator (**100**) und den Leistungsverstärker (**302**) aufweist; wobei der Zweipunktpolarmodulator (**100**) ausgelegt ist, um einer Störeinwirkung des Leistungsausgangssignals (**303**) auf den Zweipunktpolarmodulator (**100**) unter Verwendung einer Zweipunktmodulationsphasenregelung entgegenzuwirken.

24. Verfahren (**1000**) zum Erzeugen eines polar modulierten Signals (**101**) basierend auf einer Amplitudeninformation (**102**) und einer Phaseninformation (**103**), wobei das Verfahren (**1000**) folgende Schritte aufweist:

Bereitstellen eines Ausgangssignals unter Verwendung einer Zweipunktmodulationsphasenregelung, wobei eine Frequenz des Ausgangssignals in Abhängigkeit von einem ersten Stellwert über eine Rückkopplung der Zweipunktmodulationsphasenregelung und in Abhängigkeit von einem zweiten Stellwert, unmittelbar, unter Umgehung der Rückkopplung, einstellbar ist (**1001**);

Kombinieren eines von der Amplitudeninformation abgeleiteten Amplitudensignals mit dem Ausgangssignal, um das polar modulierte Signal zu erhalten (**1002**); und

Erzeugen des ersten Stellwerts in Abhängigkeit von

der Phaseninformation und unabhängig von der Amplitudeninformation; und Erzeugen des zweiten Stellwerts in Abhängigkeit von der Amplitudeninformation (**1003**).

25. Zweipunktpolarmodulationseinrichtung zum Erzeugen eines polar modulierten Signals (**101**) basierend auf einer Amplitudeninformation (**102**) und einer Phaseninformation (**103**), mit folgenden Merkmalen:

eine Einrichtung zum Bereitstellen eines Ausgangssignals unter Verwendung einer Zweipunktmodulationsphasenregelung, wobei eine Frequenz des Ausgangssignals in Abhängigkeit von einem ersten Stellwert über eine Rückkopplung der Zweipunktmodulationsphasenregelung und in Abhängigkeit von einem zweiten Stellwert, unmittelbar, unter Umgehung der Rückkopplung, einstellbar ist;

eine Einrichtung zum Kombinieren eines von der Amplitudeninformation abgeleiteten Amplitudensignals mit dem Ausgangssignal, um das polar modulierte Signal zu erhalten; und

eine Einrichtung zum Erzeugen des ersten Stellwerts in Abhängigkeit von der Phaseninformation und unabhängig von der Amplitudeninformation; und zum Erzeugen des zweiten Stellwerts in Abhängigkeit von der Amplitudeninformation.

26. Computerprogramm mit einem Programmcode zum Ausführen des Verfahrens gemäß Anspruch 24, wenn das Computerprogramm auf einem Rechner läuft.

Es folgen 15 Blatt Zeichnungen

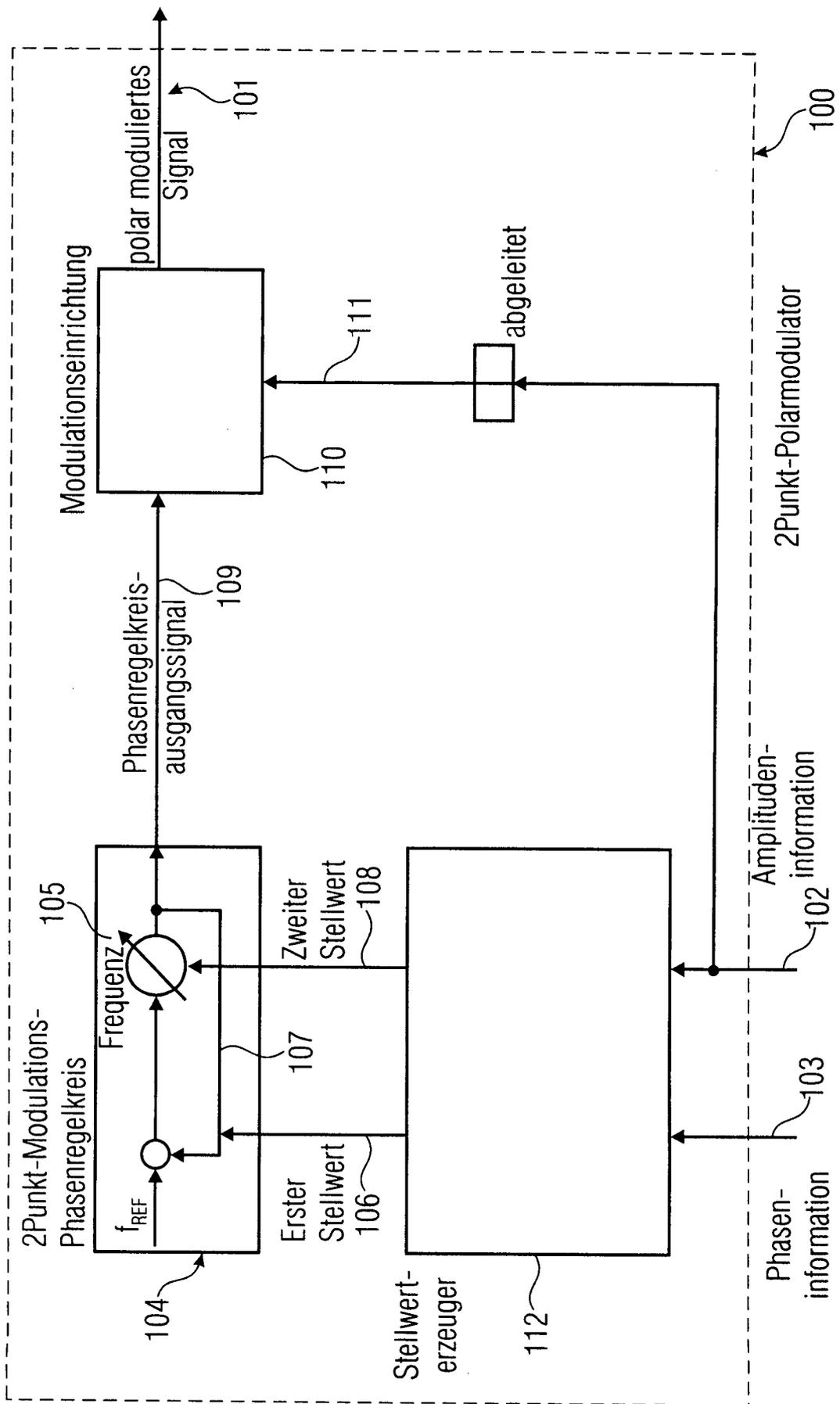


FIG 1

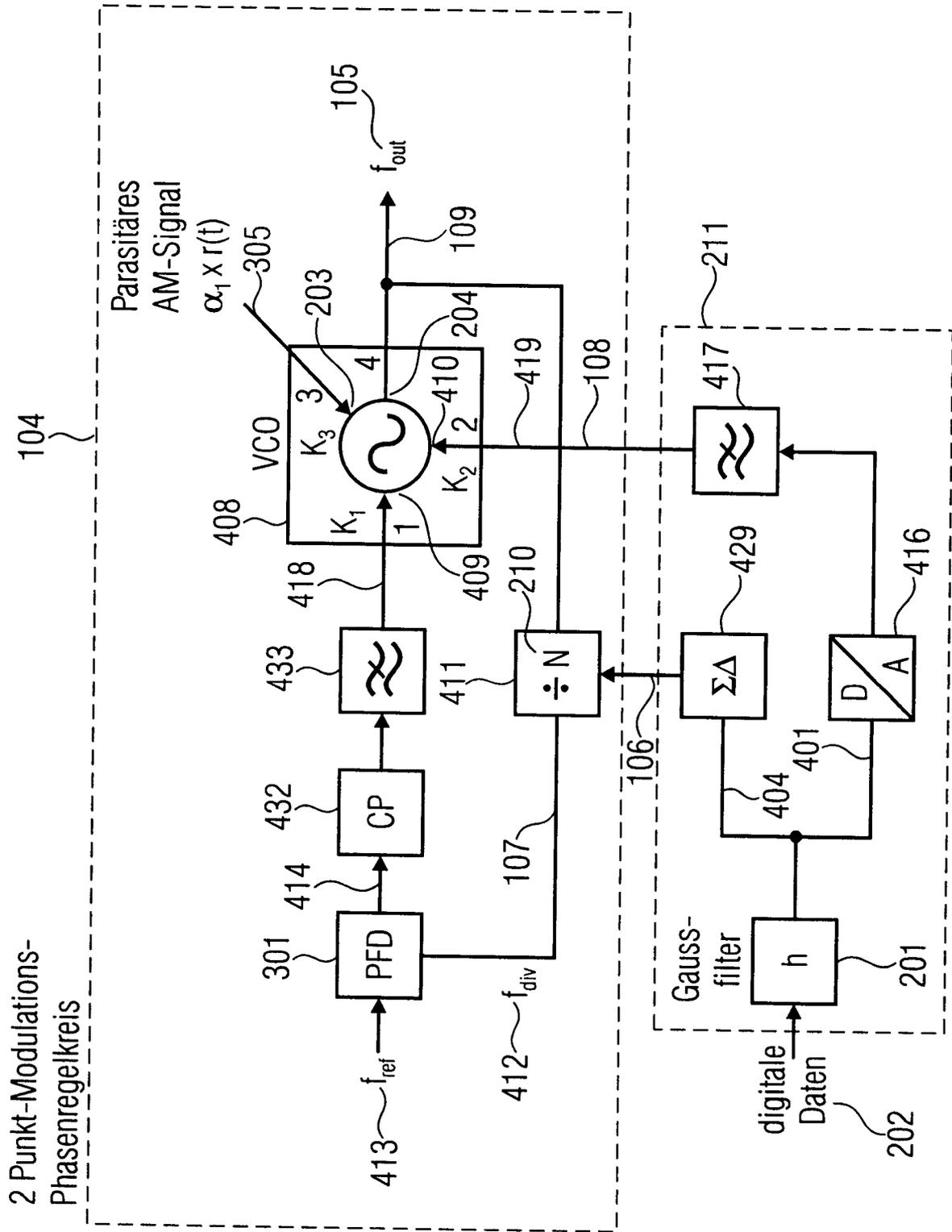
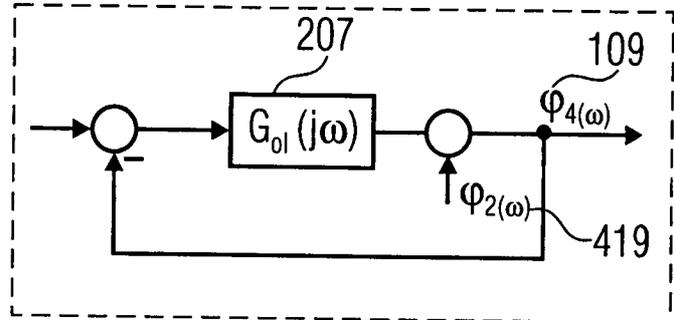


FIG 2A

Übertragungsfunktion:

$H_{42}(j\omega), H_{43}(j\omega)$



$$H_{42}(j\omega) = \frac{\phi_{4(\omega)}}{\phi_{2(\omega)}} = 1 - \frac{G_{ol}(j\omega)}{1 + G_{ol}(j\omega)} = \frac{1}{1 + G_{ol}(j\omega)}$$

$$H_{43}(j\omega) = \frac{\phi_{4(\omega)}}{\phi_{3(\omega)}} = 1 - \frac{G_{ol}(j\omega)}{1 + G_{ol}(j\omega)} = \frac{1}{1 + G_{ol}(j\omega)}$$

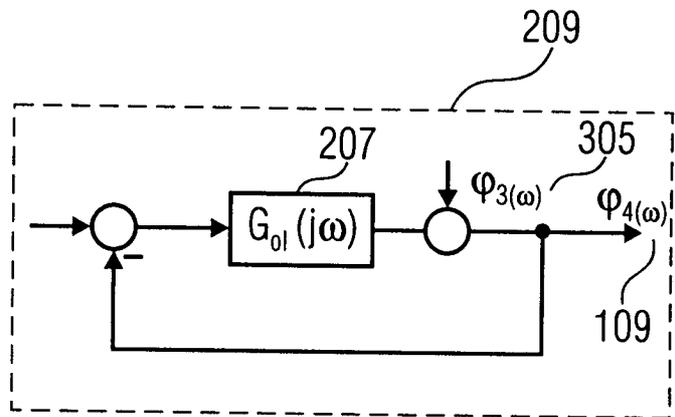
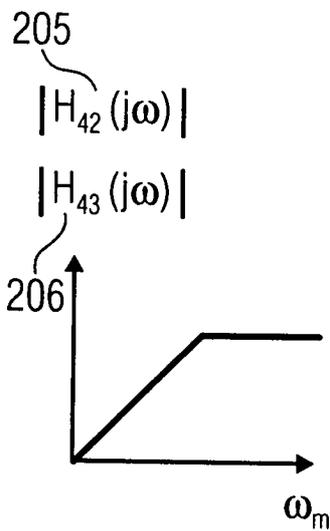


FIG 2B

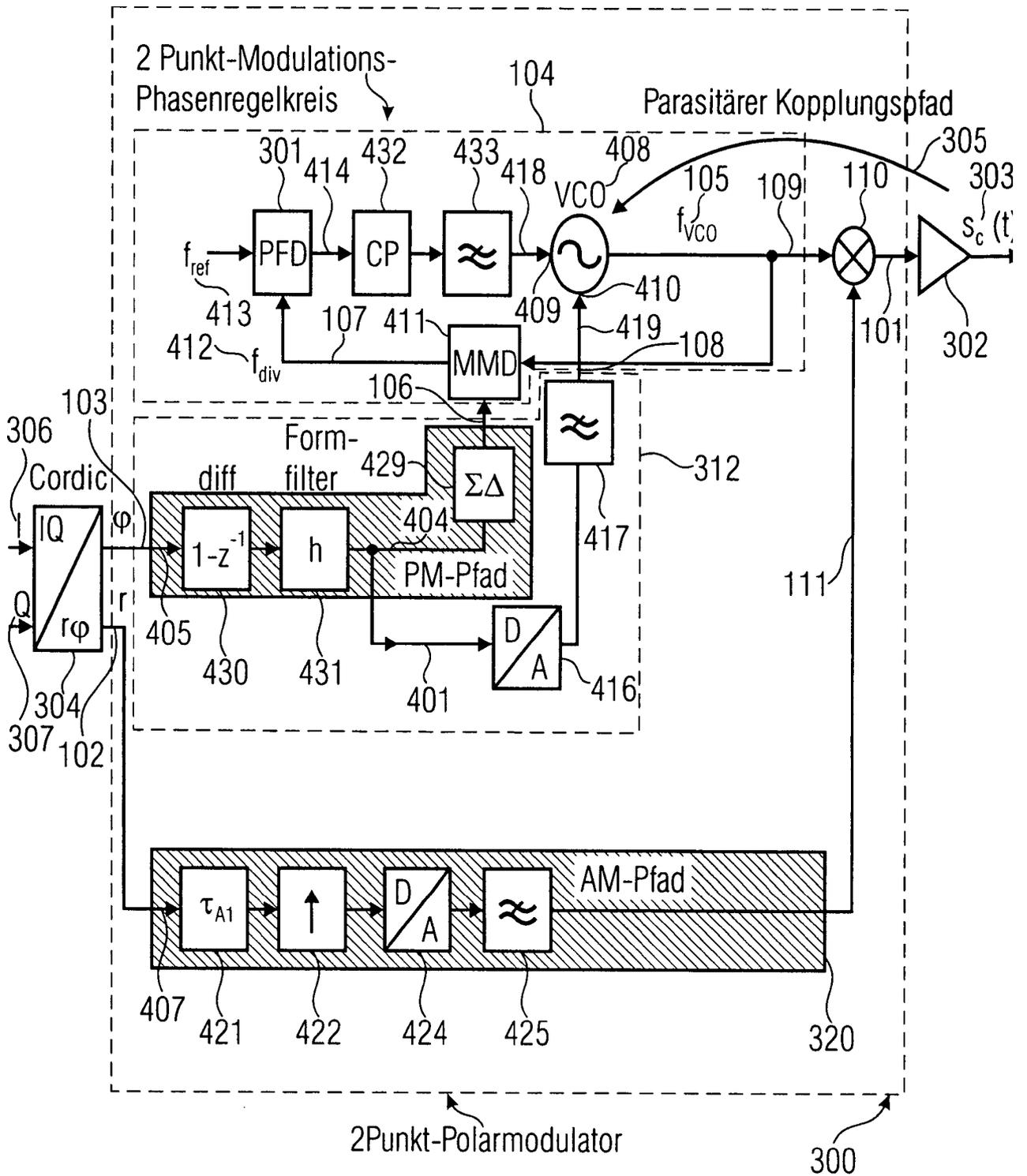


FIG 3

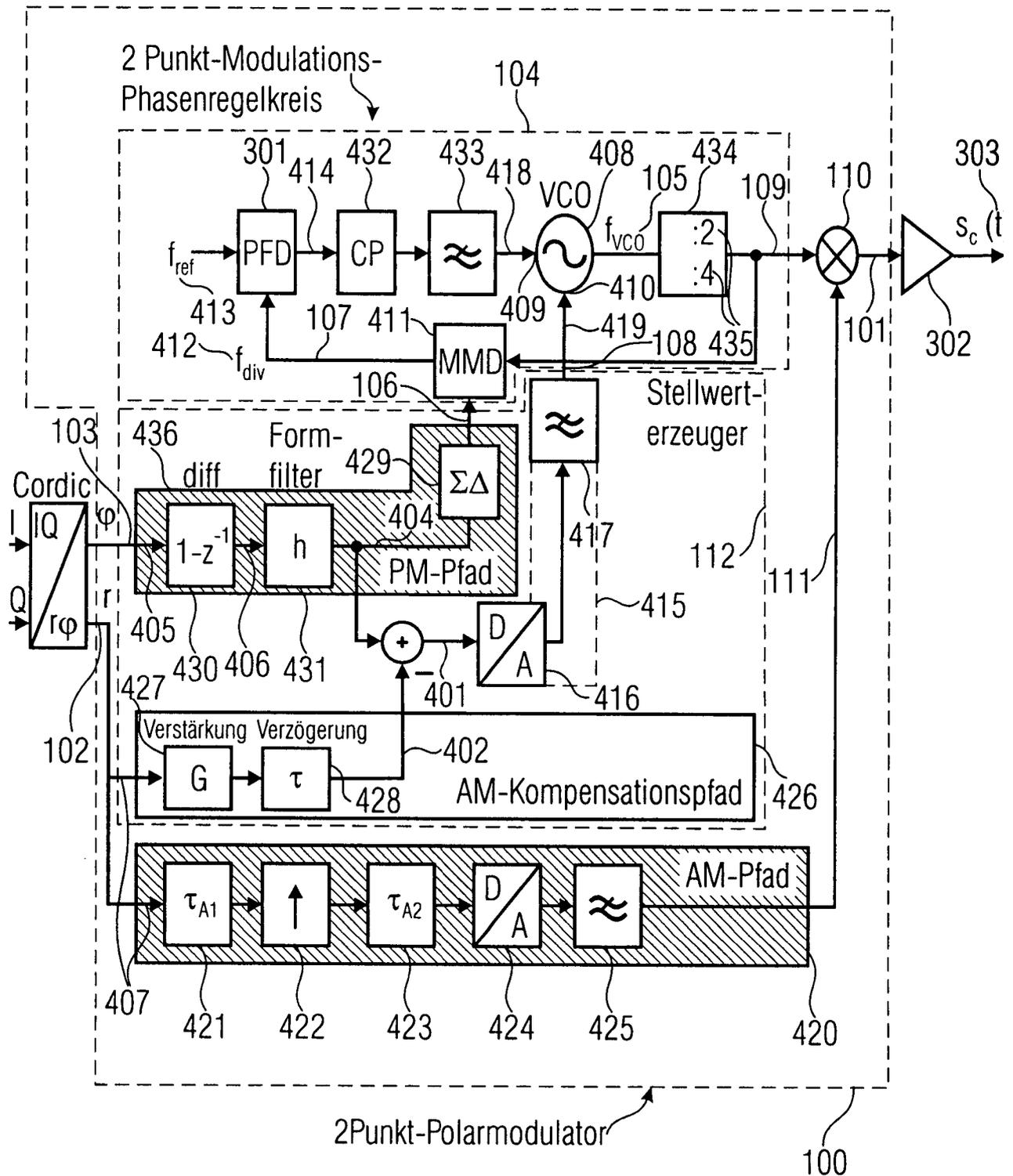


FIG 4

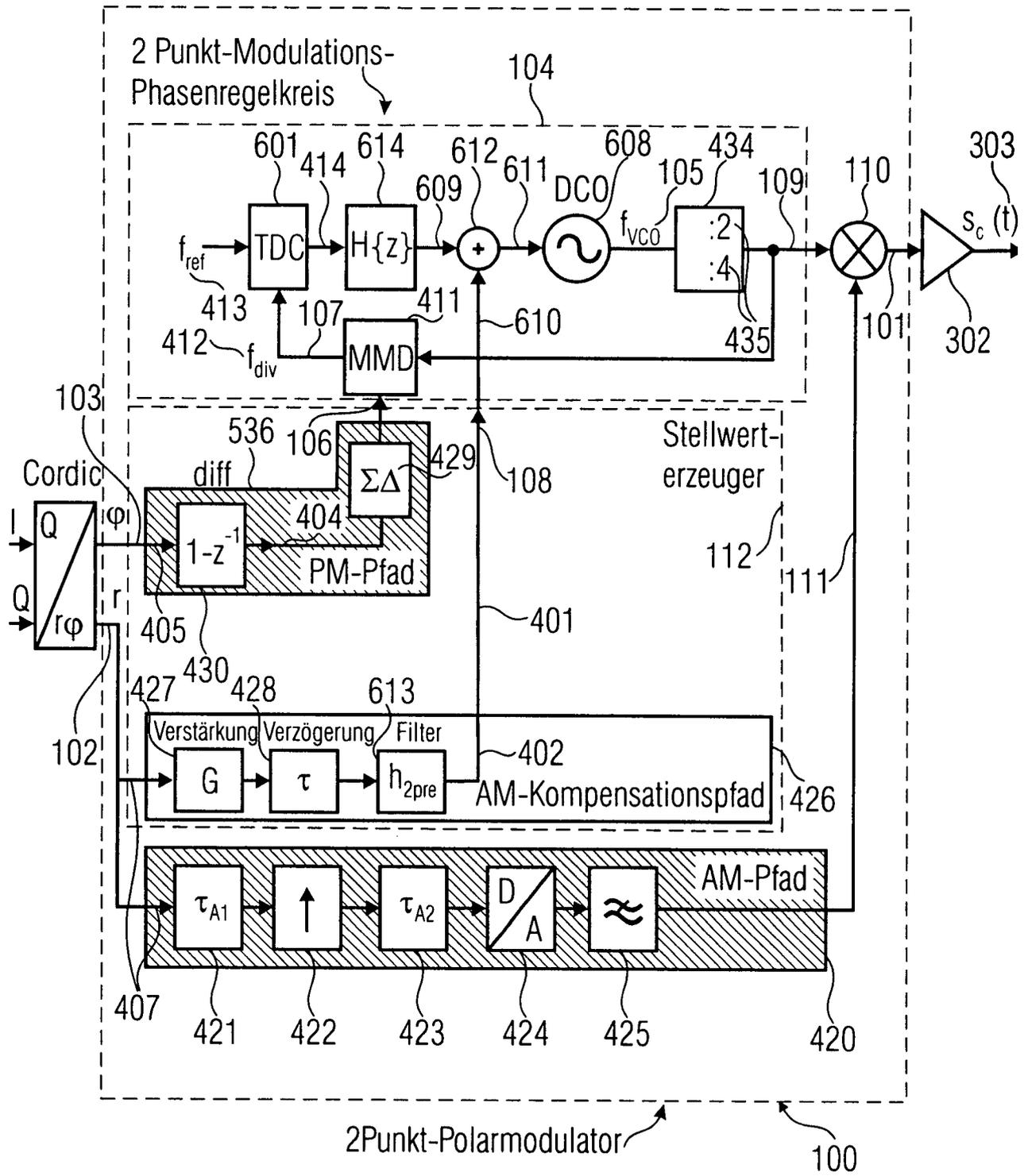


FIG 6

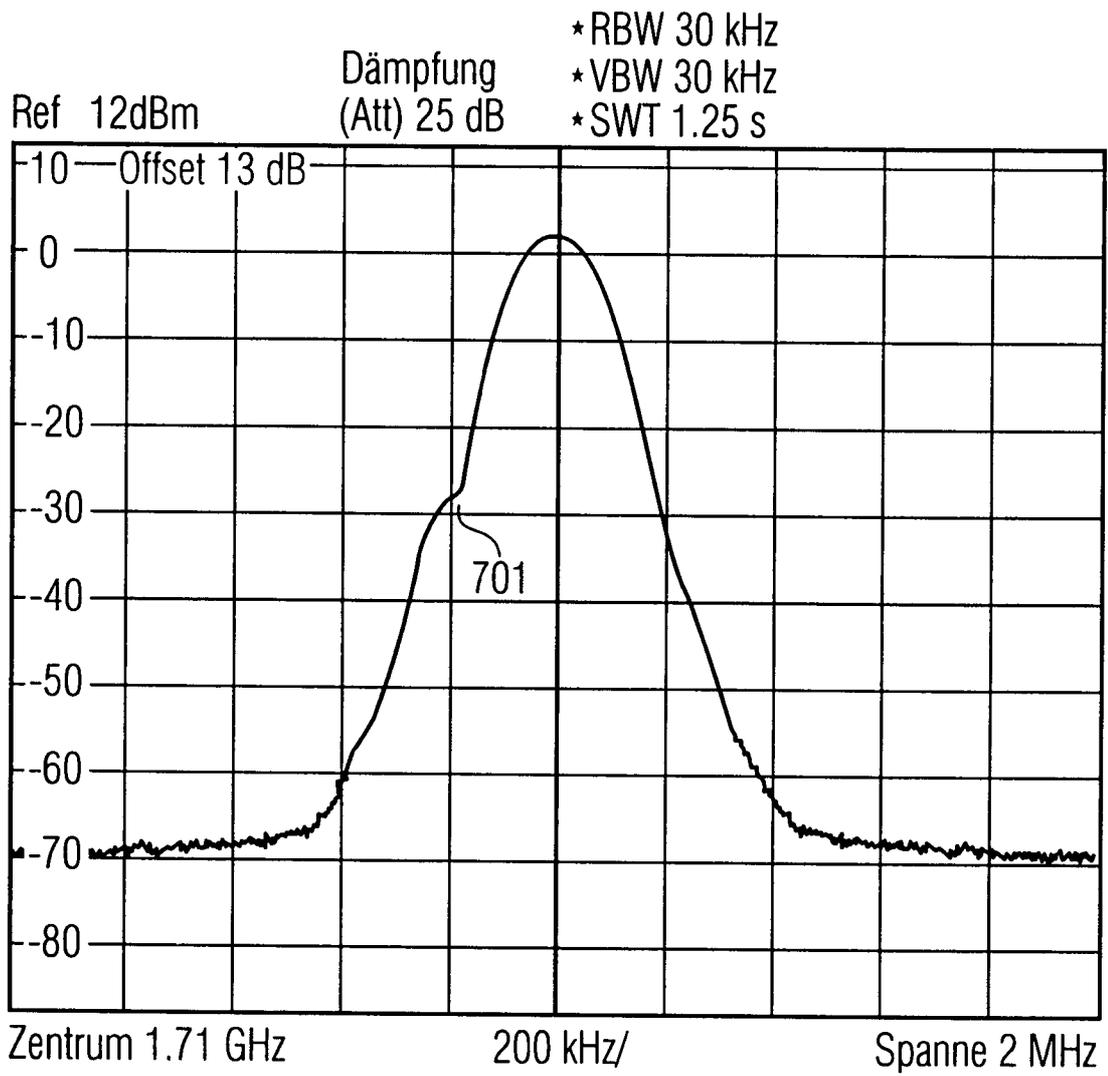


FIG 7A

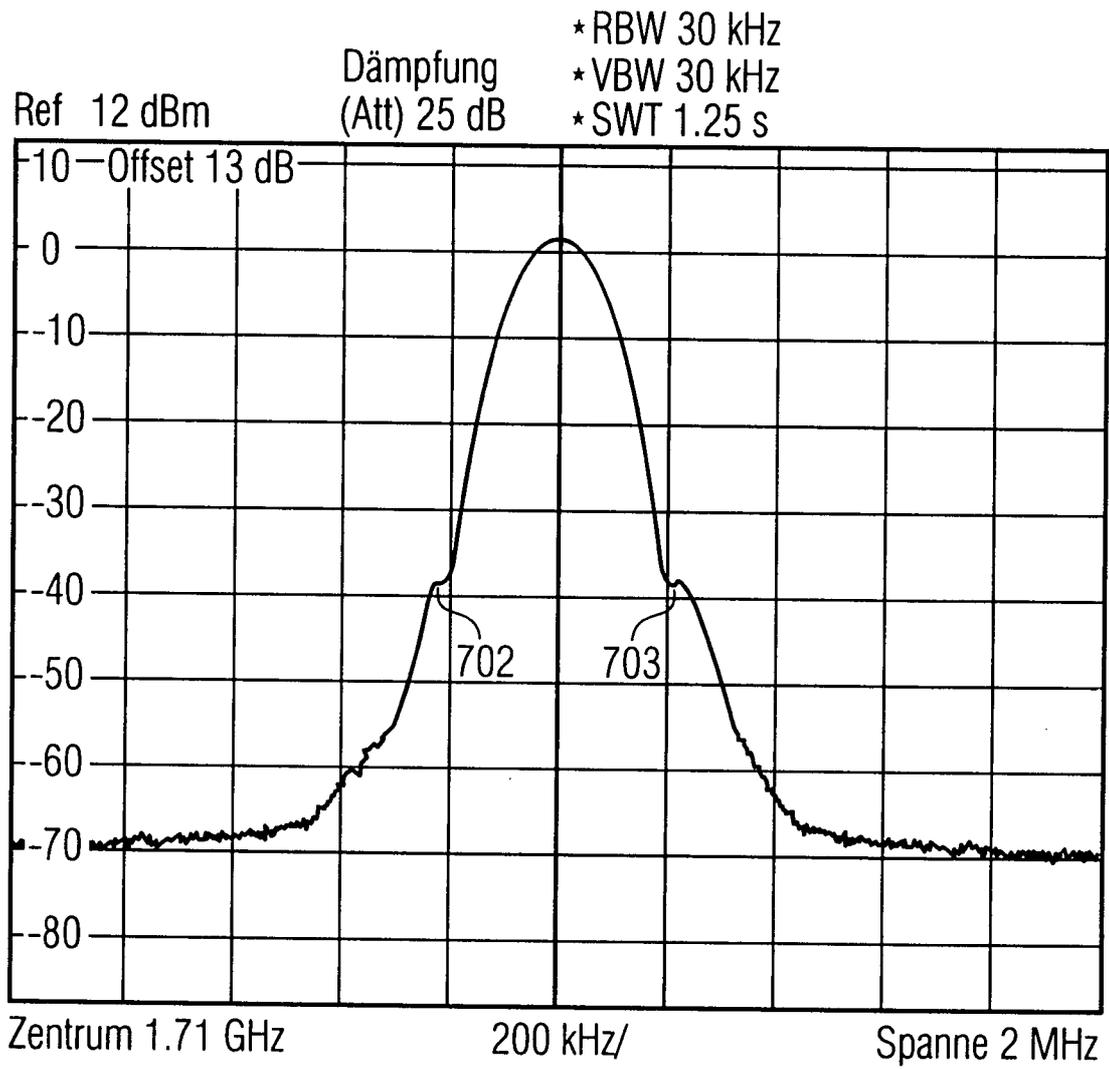
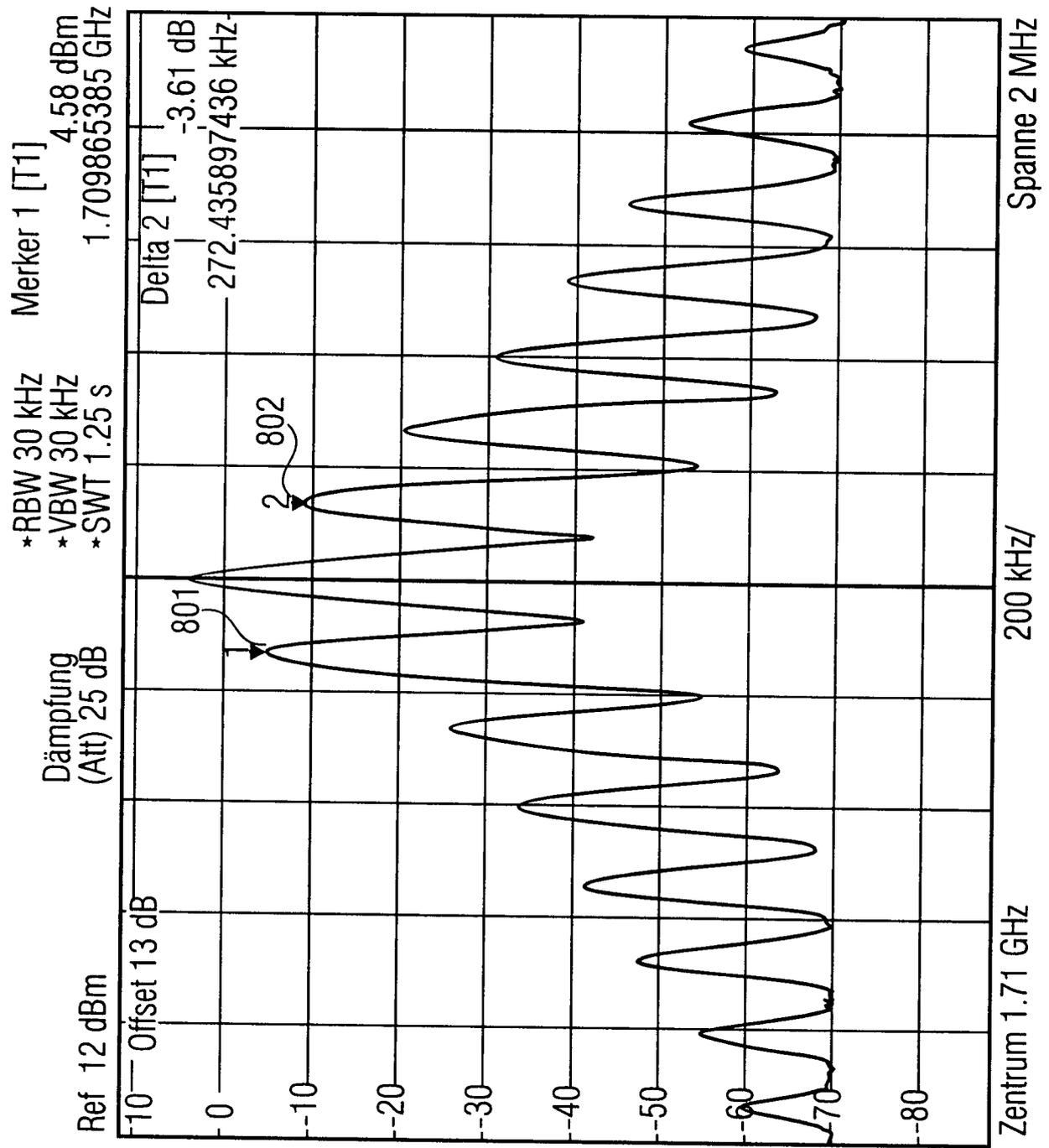


FIG 7B

FIG 8A



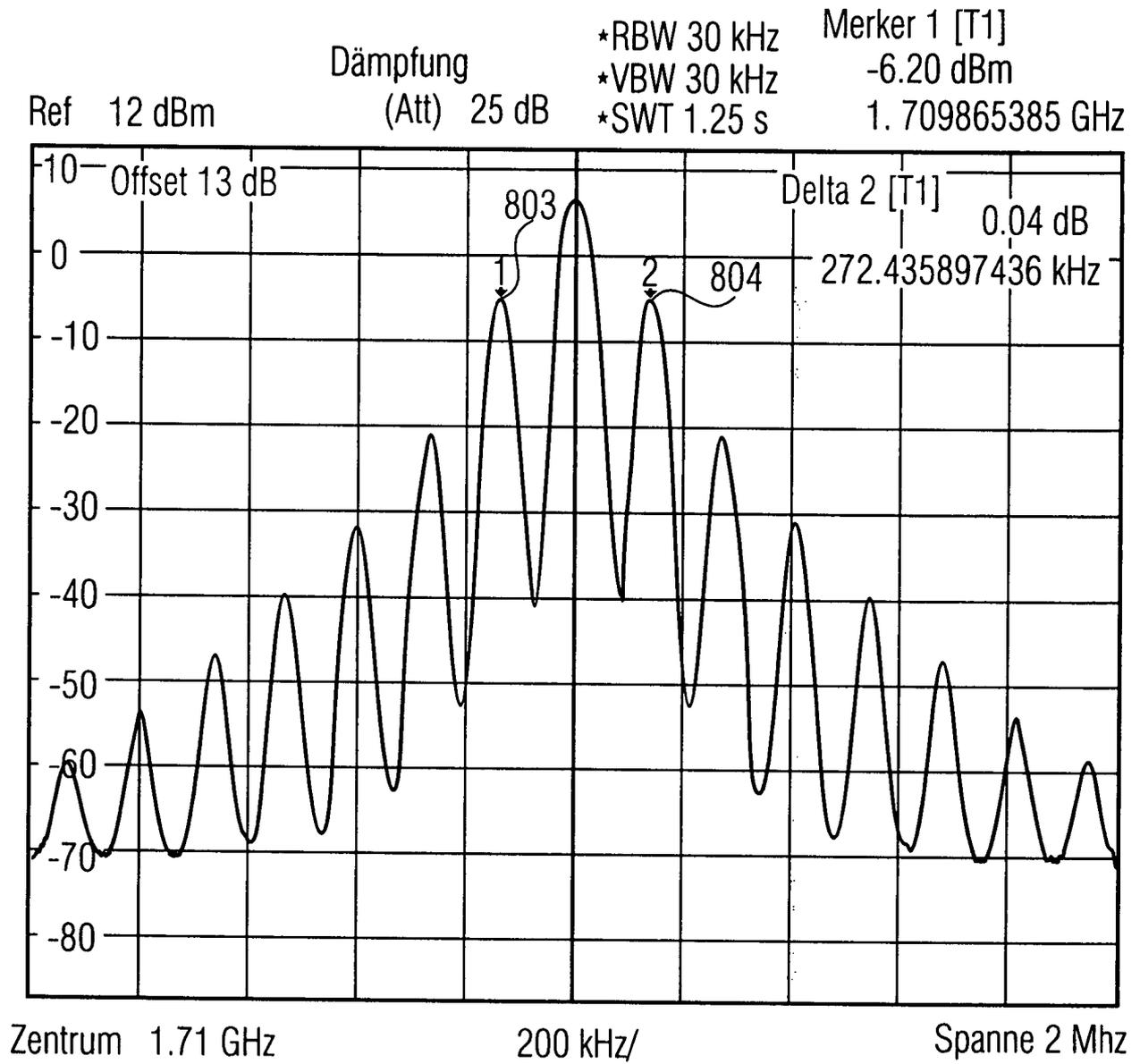
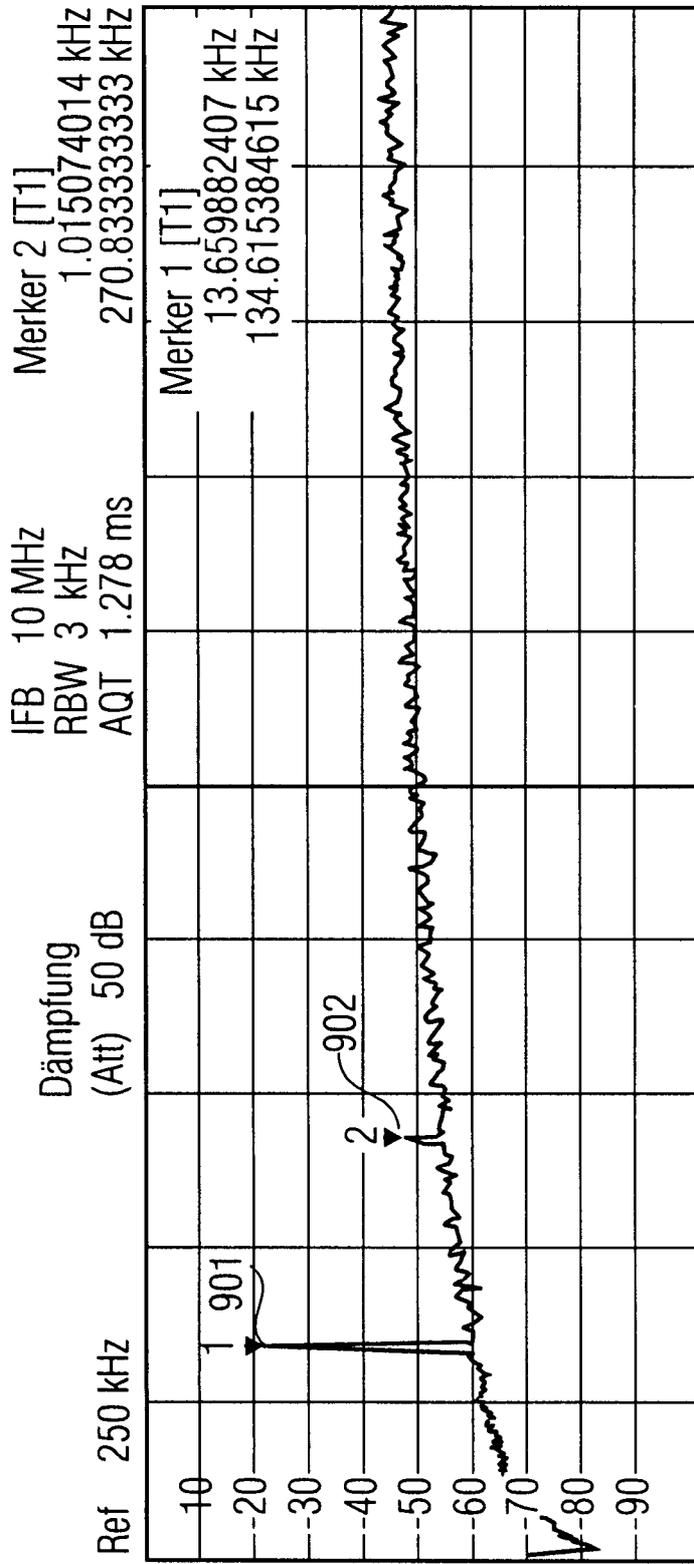


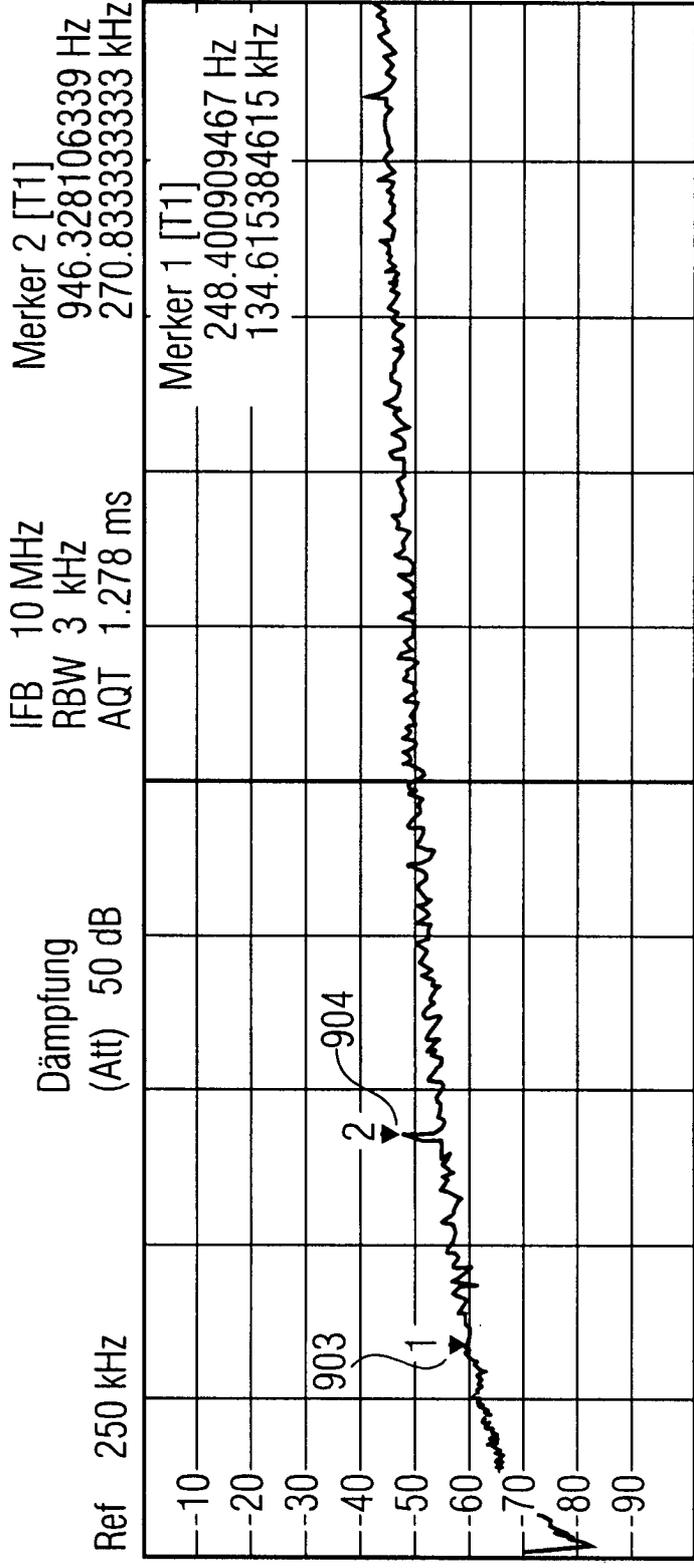
FIG 8B



AF Zentrum 500 kHz 100 kHz/ AF Spanne 1 MHz

SINAD 3.17 dB
 THD -15.39 dB
 Modulations Frequenz 135.419 kHz
 Abtast-Rate 8 Mhz
 Aufzeichnungs-länge 10225
 Demodulations-Bandbreite 5 MHz

FIG 9A



SINAD --- dB
 THD --- dB
 Modulations Frequenz --- Hz
 Abtast-Rate 8 MHz
 Aufzeichnungslänge 10225
 Demodulations-Bandbreite 5 Mhz

FIG 9B

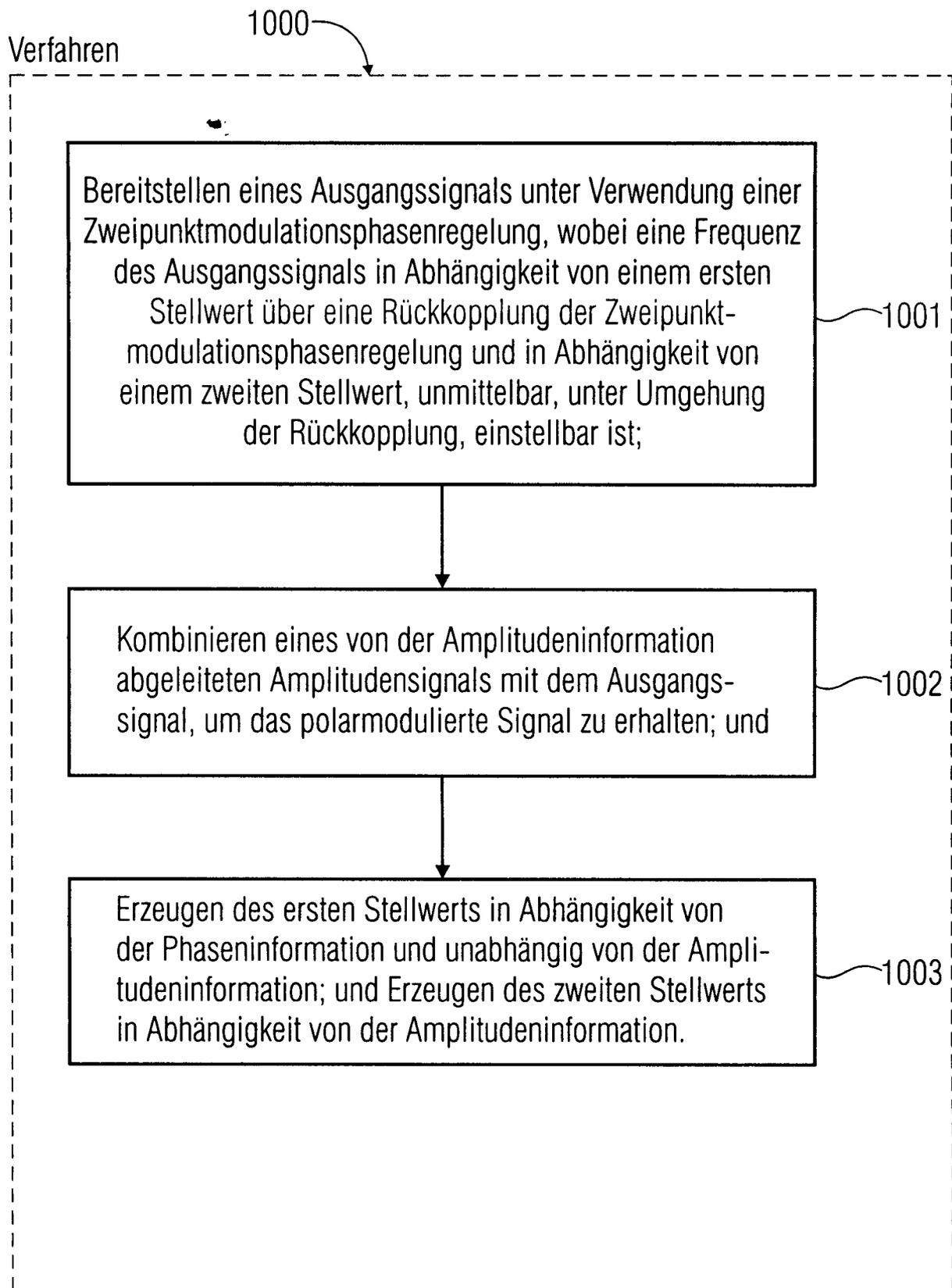


FIG 10

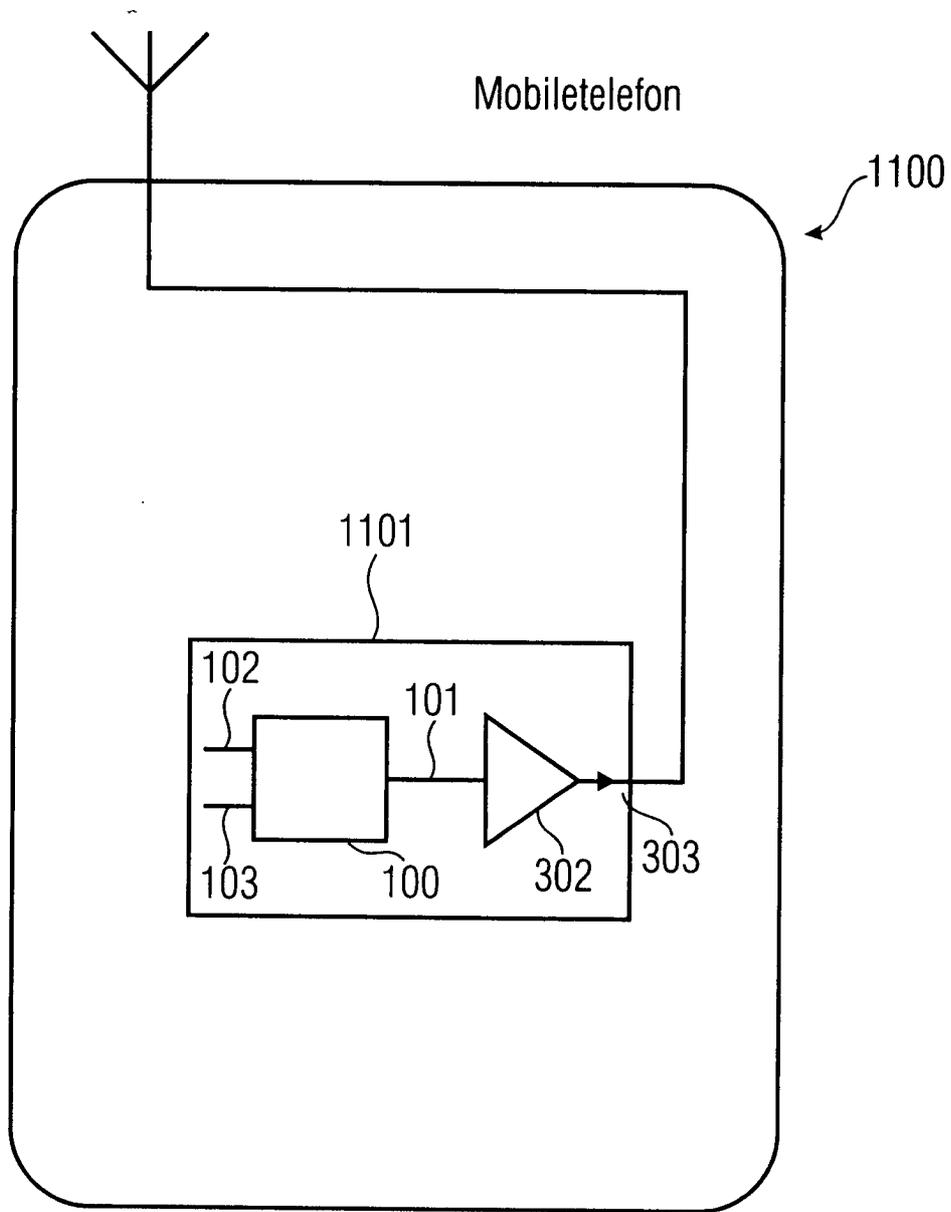


FIG 11