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

(10) **DE 698 38 940 T2** 2008.04.30

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 940 957 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 38 940.9**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/JP98/04206**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 943 037.6**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 1999/014914**
(86) PCT-Anmeldetag: **18.09.1998**
(87) Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung: **25.03.1999**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **08.09.1999**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **02.01.2008**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **30.04.2008**

(51) Int Cl.[8]: ***H04L 27/22*** (2006.01)
H04N 5/455 (2006.01)
H04L 27/227 (2006.01)

(30) Unionspriorität:
25397997 18.09.1997 JP

(73) Patentinhaber:
Nippon Hoso Kyokai, Tokyo/Tokio, JP

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

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB, NL

(72) Erfinder:
SHIBUYA, Kazuhiko, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; KUMADA, Junji, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; IWADATE, Yuichi, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; HAMAZUMI, Hiroyuki, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; NOMOTO, Toshihiro, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; TAKANO, Kouichi, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; SAITO, Tomohiro, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; TANAKA, Shoji, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; MINEMATSU, Fumiaki, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; HASHIMOTO, Akinori, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; ITOH, Shigeyuki, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; MATSUMURA, Hajime, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; KATOH, Hisakazu, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP; TAKECHI, Masaru, Setagaya-ku Tokyo 157-8510, JP

(54) Bezeichnung: **Schaltung zur automatischen Frequenzregelung, Schaltung zur Trägerrückgewinnung, und Empfänger**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft einen AFC-Schaltkreis, einen Träger-Rückgewinnungsschaltkreis und einen Empfänger zur Verwendung bei digitalem Sattelitenrundfunk und im Besonderen einen AFC-Schaltkreis, einen Träger-Rückgewinnungsschaltkreis und einen Empfänger zur Wiederherstellung eines Trägers selbst bei niedrigem Träger-Rausch-Verhältnis.

[0002] Zur digitalen Übertragung über einen Satelliten wurde ein hierarchisches Übertragungsverfahren erfunden, dass selbst bei einem niedrigen Träger-Rausch-Verhältnis durch adaptive Übertragung durch Zeitteilung auf Basis eines Modulationsverfahrens mit unterschiedlichen Anzahlen von Konstellationspunkten unter Berücksichtigung einer Verschlechterung des Träger-Rausch-Verhältnisses auf Grund von Regendämpfung oder Ähnlichem in gewissem Umfang zur Datenübertragung fähig ist. Bei einem solchen Übertragungsverfahren ist es sehr schwierig, ein zur Trägerwiederherstellung erforderliches Referenzsignal aus einer Periode von Modulationswelle mit vielen Konstellationspunkten bei niedrigem Träger-Rausch-Verhältnis zu erhalten, und daher kann ein Träger-Rückgewinnungsverfahren, das ein gewöhnliches Träger-Rückgewinnungsverfahren zur kontinuierlichen Wiederherstellung des Trägers ist, nicht verwendet werden.

[0003] Folglich besteht eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung darin, Träger-Rückgewinnung durch periodisches Anordnen einer Periode modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten zu erreichen, das zum Beispiel durch ein BPSK-Modulationsverfahren oder QPSK-Modulationsverfahren moduliert ist und aus der man ein Referenzträgersignal mit einem beachtlichen Träger-Rausch-Verhältnis erhalten kann, und periodisches Abrufen von Phasen-/Frequenzfehlerinformationen zu erreichen. Des Weiteren tritt, da nach einem Verfahren zum periodischen Beobachten eines Phasenfehlersignals mit einer Frequenz einer vorgegebenen Periode selbiges Phasenfehlersignal erzielt wird, ein sogenanntes Fehlrastungsphänomen auf, bei dem die Frequenz scheinbar mit einer gegenüber ihrer korrekten Trägerfrequenz unterschiedlichen Frequenz synchronisiert ist. Um dieses Phänomen zu vermeiden, wird ein moduliertes Signal mit wenigen Konstellationspunkten, das zum Beispiel durch ein BPSK-Modulationsverfahren oder QPSK-Modulationsverfahren moduliert ist, in einem vorgegebenen Intervall und in dem Pseudosynchronisierungszustand eingestellt, und eine Frequenz einer Differenz gegenüber der korrekten Trägerfrequenz wird beobachtet, indem ein solche Tatsache verwendet wird, dass die Empfangssignalphase in eine vorgegebene Richtung gedreht wird, um den spannungsgesteuerten Oszillator zu steuern, um dadurch das Synchronisieren mit der korrekten Frequenz zu ermöglichen. In der Modulationsperiode mit wenigen Konstellationspunkten werden Erkennung des Pseudosynchronisierungszustands und Synchronisierung mit einer gewünschten Frequenz unter Verwendung einer statistischen Kennlinie eines beobachteten Signals ermöglicht.

[0004] Ein Empfänger, der in einem digitalen Dienste integrierenden Satellitenrundfunksystem verwendet wird, wird in dem Artikel „Development of a Transmission System and an Integrated Receiver for Satellite ISDB", IEEE Transactions an Broadcast and TV Receivers, IEEE, New York, Juni 1997, Seite 337 bis 343, von A. Hashimoto et al. beschrieben. Das System verwendet eine Vielzahl von Modulationsanordnungen, bei denen die Hauptmodulationsanordnung zum Erreichen einer hohen Informationsbitrate Trellis-codiertes 8PSK ist. Das System ist darüber hinaus konstruiert, um die Anforderung von Zuverlässigkeit gegenüber Verschlechterung des empfangenen Signals, im Besonderen unter Bedingungen starken Regens, zu erfüllen. Um Übertragung zu erreichen, die sowohl hohe Effizienz als auch hohe Zuverlässigkeit aufweist, umfasst das Signal mit BPSK modulierte Synchronisierungsabschnitte, die unter Verwendung von Zeitteilungs-Multiplexiertechniken in den Träger multiplexiert werden. Jeweilige Signalabschnitte werden TMCC (Transmission and Multiplexing Configuration Control) genannt. Der in dem Artikel beschriebene Chip kann eine Kombination aus PSK-Signalen, die durch ein Zeitteilungs-Multiplexieren multiplexiert sind, unter Verwendung der TMCC-Daten demodulieren. Eine Träger-Rückgewinnungsschleife, die einen Trägerphasenfehlerdetektor, ein Schleifenfilter, einen numerisch gesteuerten Oszillator und eine Vielzahl weiterer Details umfasst, wird zum Synchronisieren eines Signals auf der Empfängerseite bereitgestellt.

[0005] Bei einem herkömmlichen Übertragungsverfahren zum kontinuierlichen Übertragen eines modulierten Signals mit vielen Konstellationspunkten oder einem Verfahren, bei dem die Anzahl von Konstellationspunkten durch ein Zeitteilungssystem geändert wird, kann man bei kontinuierlicher Durchführung von Träger-Rückgewinnung, wenn das Träger-Rausch-Verhältnis fällt, kein stabilisiertes Träger-Rückgewinnungssignal in einer Modulationsperiode mit vielen Konstellationspunkten erhalten. Aus diesem Grund wird selbst dann, wenn ein moduliertes Signal mit wenigen Konstellationspunkten besteht, stabile Demodulation gesperrt.

[0006] Des Weiteren besteht bei einem Verfahren zum periodischen Durchführen von Träger-Rückgewinnung, bei dem lediglich eine Periode mit wenigen Konstellationspunkten für ein solches moduliertes Signal verwendet wird, ein Problem, dass Fehlrastung durch periodisches Beobachten der Phase auftritt. Daher kann kein breiter Erfassungsbereich erreicht

werden. Somit wird, da bei dem Übertragungssystem, das den Frequenzumwandlungsabschnitt enthält, eine sehr hohe Frequenzstabilisierungsgenauigkeit gefordert wird, das Empfangsgerät sehr teuer.

[0007] Aus diesem Grund wird gemäß dem Verfahren zum Übertragen modulierter Signale mit unterschiedlichen Anzahlen von Konstellationspunkten in einem Zeitteilungssystem, falls das herkömmliche Träger-Rückgewinnungssystem verwendet wird, die Träger-Rückgewinnung gesperrt, wenn das Träger-Rausch-Verhältnis niedrig ist.

[0008] Dann besteht, auch wenn ein Verfahren zum Steuern des spannungsgesteuerten Oszillators oder des numerisch gesteuerten Oszillators durch Messen der Phase mit lediglich einer Phase mit wenigen Konstellationspunkten in Betracht gezogen werden kann, ein Problem, dass auf Grund des durch periodisches Beobachten der Phase verursachten Fehlrastungsphänomens kein breiter Erfassungsbereich erreicht werden kann.

[0009] Die vorliegende Erfindung wurde in Anbetracht der vorgenannten Probleme erreicht und daher ist es eine Aufgabe der Erfindung, einen AFC-Schaltkreis, der ein Trägersignal synchron zu dem Eingangssignal in Bezug auf die Frequenz wiederherstellen kann, während gleichzeitig selbst dann, wenn eine Referenzsignalperiode oder eine Periode modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten, die zur Träger-Rückgewinnung verwendet werden kann und in einem Eingangssignal enthalten ist, kurz ist oder selbst dann, wenn Rauschen in das Eingangssignal gemischt ist, ein Auftreten von Fehlrastung verhindert wird, einen Träger-Rückgewinnungsschaltkreis und ein Empfangsgerät, das einen solchen AFC-Schaltkreis enthält, bereitzustellen.

[0010] Dies wird durch die Merkmale der unabhängigen Ansprüche erreicht. Weitere Merkmale und Vorteile der vorliegenden Erfindung werden in abhängigen Ansprüchen dargelegt.

[0011] Ein Träger-Rückgewinnungsschaltkreis nach der vorliegenden Erfindung kann durch Übertragen von Modulationssignal mit unterschiedlichen Anzahlen von Konstellationspunkten durch ein Zeitteilungssystem und Durchführen von Trägersynchronisierung unter Verwendung von periodisch erhaltenen Phasen- und Frequenzfehlerinformationen selbst dann, wenn das Träger-Rausch-Verhältnis niedrig ist, das Trägersignal in einem breiten Erfassungsbereich stabil wiederherstellen, wenn ein moduliertes Signal empfangen und wiederhergestellt wird.

[0012] Ein Empfangsgerät nach der vorliegenden Erfindung kann durch Durchführen von Trägersynchronisierung unter Verwendung von periodisch erhaltenen Phasen- und Frequenzfehlerinformationen und stabiles Wiederherstellen des Trägersignals in einem breiten Erfassungsbereich selbst dann, wenn das Träger-Rausch-Verhältnis niedrig ist, in einem digital modulierten Signal enthaltene Informationen wiederherstellen, wenn digital moduliertes Signal, das mit einer Referenzsignalperiode oder einer Periode digital modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten versehen ist, die zur Träger-Rückgewinnung nützlich ist, in einem vorgegebenen Zeitintervall empfangen und wiederhergestellt wird.

[0013] Fig. 1 ist ein schematisches Diagramm, das ein Beispiel für Format digitalen Signals zur Verwendung bei einer Ausführung eines AFC-Schaltkreises, eines Träger-Rückgewinnungsschaltkreises und eines Empfangsgeräts der vorliegenden Erfindung zeigt;

[0014] Fig. 2 ist ein Blockdiagramm, das ein Beispiel für einen Empfängerschaltkreis zur Verwendung bei einer Ausführung des AFC-Schaltkreises, des Träger-Rückgewinnungsschaltkreises und des Empfangsgeräts der vorliegenden Erfindung zeigt;

[0015] Fig. 3 ist ein Blockdiagramm, das ein Beispiel für eine konkrete Struktur eines in Fig. 1 gezeigten Feinsteuer-AFC-Schaltkreises zeigt;

[0016] Fig. 4 ist ein schematisches Diagramm, das ein Beispiel für Beziehung zwischen der Phase eines BPSK-Signals, das in den in Fig. 3 gezeigten Feinsteuer-AFC-Schaltkreis einzugeben ist, und jedem Quadranten zeigt;

[0017] Fig. 5 ist ein Wellenformdiagramm, das ein Beispiel für ein Phasenfehlersignal zeigt, das von einem in Fig. 3 gezeigten Phasenerkennungsschaltkreis ausgegeben wird;

[0018] Fig. 6 ist ein Blockdiagramm, das ein Beispiel für einen Träger-Phasen-/Frequenzsynchronisierungs-Erkennungsschaltkreis zur Verwendung bei der vorliegenden Erfindung zeigt;

[0019] Fig. 7 ist ein schematisches Diagramm, das ein Beispiel für Beziehung zwischen den Phasen von I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, das in einen in Fig. 6 gezeigten Messbereicheinstellungsschaltkreis einzugeben ist, und dem Messbereich zeigt;

[0020] Fig. 8 ist ein Blockdiagramm, das ein Beispiel für einen Feinsteuer-AFC-Schaltkreis eines Autokorrelationsfunktionsverfahrens eines anderen Feinsteuer-AFC-Schaltkreises zur Verwendung als ein in Fig. 2 gezeigter Feinsteuer-AFC-Schaltkreis zeigt;

[0021] Fig. 9 ist ein Blockdiagramm, das ein anderes Beispiel für einen Feinsteuer-AFC-Schaltkreis ei-

nes Autokorrelationsfunktionsverfahrens eines anderen Feinsteuer-AFC-Schaltkreises zur Verwendung als ein in Fig. 2 gezeigter Feinsteuer-AFC-Schaltkreis zeigt;

[0022] Fig. 10A bis C sind schematische Diagramme, die ein Grundprinzip des Zähler-Feinsteuer-AFC-Schaltkreises anderer Feinsteuer-AFC-Schaltkreise zur Verwendung als ein in Fig. 2 gezeigter Feinsteuer-AFC-Schaltkreis zeigt;

[0023] Fig. 11 ist ein schematisches Diagramm, das ein Beispiel für den Zähler-Feinsteuer-AFC-Schaltkreis anderer Feinsteuer-AFC-Schaltkreise zur Verwendung als ein in Fig. 2 gezeigter Feinsteuer-AFC-Schaltkreis zeigt; und

[0024] Fig. 12 ist ein Blockdiagramm, das ein weiteres Beispiel für den Feinsteuer-AFC-Schaltkreis des Autokorrelationsfunktionstyps anderer Feinsteuer-AFC-Schaltkreise zur Verwendung als ein in Fig. 2 gezeigter Feinsteuer-AFC-Schaltkreis zeigt.

«Grundlegende Beschreibung der Erfindung»

[0025] Vor einer ausführlichen Beschreibung eines AFC-Schaltkreises, eines Träger-Rückgewinnungsschaltkreises und eines Empfangsgeräts der vorliegenden Erfindung wird zuerst das Grundprinzip des AFC-Schaltkreises, des Träger-Rückgewinnungsschaltkreises und der Empfangseinheit der vorliegenden Erfindung beschrieben.

[0026] Im Allgemeinen ist, wenn ein herkömmliches Träger-Rückgewinnungsverfahren als eine Übertragungsanordnung zum Übertragen modulierter Signale, die jeweils unterschiedliche Anzahlen von Konstellationspunkten aufweisen, in einer Zeitteilungs-Multiplexieranordnung verwendet wird, Träger-Rückgewinnung bei einem niedrigen Träger-Rausch-Verhältnis schwierig. Daher wird nach der vorliegenden Erfindung Träger-Rückgewinnung durchgeführt, wie im Folgenden beschrieben.

[0027] Das heißt, dass bei einem AFC-Schaltkreis, einem Träger-Rückgewinnungsschaltkreis und einer Empfangseinheit der vorliegenden Erfindung die Phase eines Signals gemessen wird, indem lediglich eine Periode, die eine kleine Menge von Konstellationspunkten enthält, verwendet wird, und ein spannungsgesteuerter Oszillator oder ein numerisch gesteuerter Oszillator wird so gesteuert, dass selbst bei einem niedrigen Träger-Rausch-Verhältnis stabile Träger-Rückgewinnung durchgeführt wird. Da jedoch in diesem Fall die Phasendifferenz zwischen dem empfangenen modulierten Signal und dem wiederhergestellten Trägersignal periodisch gemessen wird, besteht eine Möglichkeit, dass ein Fehlrastungsphänomen auftritt, so dass der breite Erfassungsbereich nicht verwirklicht werden kann.

[0028] Somit wird ein mit einem bereits bekannten Muster moduliertes SYNC mit relativ kurzer Periode in die Modulationswelle zugewiesen und die Oszillationsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators oder numerisch gesteuerten Oszillators wird in einem breiten Bereich, wie zum Beispiel einem 2-MHz-Bereich, gewobbelt. Das Wobbeln wird bei einer Frequenz, in der das SYNC empfangen werden kann, unterbrochen und es wird grob gesteuertes AFC durchgeführt. Eine Periode, die eine kleine Menge der Konstellationspunkte enthält (zum Beispiel BPSK-Signal-Intervall) und einige Länge aufweist, wird in der Modulationswelle bereitgestellt. Man erhält in dieser Periode eine Differenz (Frequenzdifferenz) zwischen einer Frequenz des empfangenen modulierten Signals und einer Frequenz eines lokalen Oszillationssignals eines spannungsgesteuerten Oszillators oder numerisch gesteuerten Oszillators und dann wird die Frequenzdifferenz gemäß dem Phasendifferentialfunktionsverfahren, dem Verfahren autorelativer Funktion oder Zählverfahren analysiert. Durch Steuern des spannungsgesteuerten Oszillators oder numerisch gesteuerten Oszillators auf Basis dieses Analyseergebnisses wird eine AFC-Funktion mit einem breiten Erfassungsbereich verwirklicht und selbst bei niedrigem Träger-Rausch-Verhältnis wird das Auftreten des Fehlrastungsphänomens unterdrückt, um den breiten Frequenzerfassungsbereich zur Wiederherstellung eines genauen Trägersignals zu verwirklichen.

«Ausführungen zum Ausführen der Erfindung»

[0029] Fig. 1 ist ein schematisches Diagramm, das ein Beispiel für Format für ein digitales Übertragungssignal zur Verwendung bei einer Ausführung des AFC-Schaltkreises, des Träger-Rückgewinnungsschaltkreises und des Empfangsgeräts der vorliegenden Erfindung zeigt, die das vorgenannte Grundprinzip verwenden.

[0030] Bei dem in dieser Figur gezeigten digitalen Übertragungssignal besteht ein Einzel-Frame aus einer Vielzahl von Blöcken, von denen jeder ein Signal D, das mehrwertige Signalperiode ist, und ein Signal C, das BPSK-Signalperiode ist und, außer seinem Kopfblock, zur Trägerphasensynchronisierung zu verwenden ist, umfasst.

[0031] Unter der Annahme, dass die Menge von Symbolen in einem Einzelblock zum Beispiel 196 Symbole beträgt, sind bei einem ersten Block dieser Blöcke zum Beispiel 20 Symbole an dem Kopfabschnitt SYNC (Synchronsignal), das BPSK-Modulation durch UW (Unique Word) unterzogen wird, und 176 (196 – 20 = 176) Symbole, die diesem SYNC folgen, sind zu übertragende Informationen, die BPSK-Modulation unterzogen werden.

[0032] Des Weiteren sind in jedem Block zweiter

und folgender Blöcke zum Beispiel bis zu 192 Symbole ab einem ersten Symbol Informationen, die übertragen und QPSK-Modulation oder 8PSK-Modulation unterzogen werden sollten, und die letzten vier Symbole sind Informationen, die übertragen und BPSK-Modulation für Phasensynchronisierung unterzogen werden sollten.

[0033] Fig. 2 ist ein Blockdiagramm, das ein Beispiel für einen Empfängerschaltkreis zur Verwendung bei einer Ausführung des AFC-Schaltkreises, des Träger-Rückgewinnungsschaltkreises und des Empfangsgeräts der vorliegenden Erfindung zum Empfangen des vorgenannten digitalen Übertragungssignals zeigt.

[0034] Ein in diesem Diagramm gezeigter Empfängerschaltkreis **1** umfasst eine Antenne **2** zum Empfangen eines digitalen Übertragungssignals des in Fig. 1 gezeigten Formats, eine ODU **3** zum Umwandeln des von dieser Antenne **2** empfangenen digital modulierten Signals in Bezug auf Frequenz, um ein IF-Signal zu erzeugen, einen Grobsteuer-AFC-Block **4**, der das von der ODU **3** ausgegebene IF-Signal quadraturdemoduliert, um ein Basisband-Signal der Seite der Gleichphasenachse (hierin im Folgenden als I-Achse bezeichnet) und ein Basisband-Signal der Seite der Quadraturachse (hierin im Folgenden als Q-Achse bezeichnet) zu erzeugen, und von einer Niederfrequenzseite zum Beispiel in einem 2-MHz-Bereich wobbelt, um ein in dem I-Basisband-Signal und dem Q-Basisband-Signal enthaltenes SYNC des ersten Blocks zu erkennen, einen Feinsteuer-AFC-Block **5** zum Erkennen einer Verstimmungsfrequenz in Abhängigkeit von Phasenänderungen, die in einer Periode des SYNC des ersten Blocks und des nachfolgenden 176-Symbol-BPSK-Signals, enthalten in dem von diesem Grobsteuer-AFC-Block **4** auszugebenden I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, beobachtet werden, um ein fein gesteuertes Trägersignal wiederherzustellen, und einen APC-Block **6** zum Erkennen einer feinen Abweichung der Frequenz und eines Phasenfehlers des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals unter Verwendung der BPSK-Signalperiode jedes Blocks des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von diesem Feinsteuer-AFC-Block **5** ausgegeben werden.

[0035] Wenn ein digitales Übertragungssignal von der Antenne **2** empfangen wird und das IF-Signal von der ODU **3** ausgegeben wird, quadraturdemoduliert der Grobsteuer-AFC-Block **4** das IF-Signal, um das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal zu erzeugen. Um das SYNC des ersten Blocks, der in dem vorgenannten I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal enthalten ist, zu erkennen, wird Überlagerungsschwingungsfrequenz-Wobbeln von einer Niederfrequenzseite in einem Bereich von beispielsweise 2 MHz durchgeführt, um ein grob gesteuertes Trägersignal des IF-Signals wiederherzustellen. Gleichzeitig wird eine Verstimmungsfrequenz gemäß dem SYNC des ersten Blocks und dem nachfolgenden 176-Symbol-BPSK-Signal, die in dem vorgenannten I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal enthalten sind, durch den Feinsteuer-AFC-Block **5** erkannt, um fein gesteuertes Trägersignal des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals wiederherzustellen. Dann reguliert der APC-Block **6** gemäß dem BPSK-Signal jedes Blocks des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Feinsteuer-AFC-Block **5** ausgegeben werden, die Phase des wiederhergestellten Trägersignals, um die Phasen des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals zu steuern. Dann werden das dadurch erhaltene I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die keine Abweichung bei Frequenz und Phase aufweisen, einem Signaldekodierabschnitt (nicht gezeigt) zugeführt.

[0036] Der Grobsteuer-AFC-Block **4** umfasst einen Wobbelgeneratorschaltkreis **7**, der einen durchstimmbaren Oszillator, wie einen spannungsgesteuerten Oszillator oder numerisch gesteuerten Oszillator, enthält und der, wenn kein SYNC-Erkennungssignal eingegeben wird, ein Überlagerungsschwingungssignal erzeugt, während die Schwingungsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators oder numerisch gesteuerten Oszillators in einem Bereich von beispielsweise 2 MHz von einer Niederfrequenzseite gewobbelt wird, und der, wenn das SYNC-Erkennungssignal eingegeben wird, das Wobbeln unterbricht, einen Quadraturdemodulations-Schaltkreis **8**, der das von der ODU **3** ausgegebene IF-Signal unter Verwendung des von dem Wobbelgenerator **7** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignals quadraturdemoduliert, um das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal zu erzeugen, einen Nyquist-Filter-Schaltkreis **9** zum Durchführen von Bildentfernung und Wellenformgestaltung durch Bereitstellen von Nyquist-Charakteristik für das von dem Quadraturdemodulations-Schaltkreis **8** ausgegebene I-Basisband-Signal, einen A/D-Wandlungsschaltkreis **11** zur A/D-Wandlung des von dem Nyquist-Filter-Schaltkreis **9** ausgegebenen I-Basisband-Signals, um ein digitalisiertes I-Basisband-Signal zu erzeugen, einen Nyquist-Filter-Schaltkreis **10** zum Durchführen von Bildentfernung und Wellenformgestaltung durch Zuführen von Nyquist-Charakteristik zu dem von dem Quadraturdemodulations-Schaltkreis **8** ausgegebenen Q-Basisband-Signal, einen A/D-Wandlungsschaltkreis **12** zur A/D-Wandlung des von dem Nyquist-Filter-Schaltkreis **10** ausgegebenen Q-Basisband-Signals, um ein digitalisiertes Q-Basisband-Signal zu erzeugen, und einen Frame-Synchronisierungs-Erkennungsschaltkreis **13**, der Daten, die in dem I-Basisband-Signal und dem Q-Basisband-Signal, die von den A/D-Wandlungsschaltkreisen **11**, **12** ausgegeben werden, enthalten sind, mit im Voraus registriertem Unique Word (gleiches Unique

Word wie Unique Word zur Verwendung bei SYNC digitalen Übertragungssignals) vergleicht und bei Erkennen von mit dem Unique Word übereinstimmenden Daten ein SYNC-Erkennungssignal, das anzeigt, dass das SYNC des ersten Blocks erkannt wurde, erzeugt und dieses dem Wobbelgenerator **7** zuführt.

[0037] In asynchronem Zustand, bei dem der Träger des digitalen Übertragungssignals nicht wiederhergestellt wird, wie unmittelbar nach Einschalten der Leistung des Empfängerschaltkreises **1**, wird die Schwingungsfrequenz von einer Niederfrequenzseite in einem Bereich von beispielsweise 2 MHz und gemäß dem Überlagerungsschwingungssignal, dessen Frequenz gewobbelt wird, gewobbelt und das von der ODU **3** ausgegebene IF-Signal wird quadraturdemoduliert, um das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal zu erzeugen. Dann werden durch Versehen des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals mit der Nyquist-Charakteristik Bildentfernung und Wellenformgestaltung durchgeführt. Danach werden diese Signale digitalisiert und dem Feinsteuer-AFC-Block **5** zugeführt. Des Weiteren wird parallel zu diesem Vorgang, wenn von dem digitalisierten I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal erhaltene Daten mit dem Unique Word übereinstimmen, das SYNC-Erkennungssignal, das anzeigt, dass das SYNC in dem oberen Teil jedes Frames erkannt wurde, erzeugt und dann wird die Schwingungsfrequenz zu diesem Zeitpunkt festgelegt. Unter Verwendung des Überlagerungsschwingungssignals dieser Schwingungsfrequenz als grob gesteuertes Trägersignal werden der IF-Signal-Quadraturdemodulationsvorgang, der Nyquist-Filter-Charakteristikbereitstellungsvorgang und der A/D-Wandlungsvorgang fortgesetzt. Dann werden das dadurch erhaltene digitalisierte I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal dem Feinsteuer-AFC-Block **5** zugeführt.

[0038] Zu diesem Zeitpunkt kann, da bei dem von dem Empfängerschaltkreis **1** empfangenen digitalen Übertragungssignal das SYNC gemäß einem bereits bekannten Muster (Unique Word) BPSK-moduliert ist, das SYNC selbst bei niedrigem Träger-Rausch-Verhältnis innerhalb eines Frequenzfehlers gewissen Umfangs selbst dann, wenn Trägersynchronisierung nicht hergestellt ist, erkannt werden. Dann kann die Trägersynchronisierung innerhalb des Frequenzfehlers gewissen Umfangs mit dieser SYNC-Erkennung als Bezug hergestellt werden.

[0039] Der Feinsteuer-AFC-Block **5** enthält einen Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **14** zum Durchführen von Feinregulierung der Frequenzen des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals gemäß dem digitalisierten I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden. Eine Verstimmungsfrequenz wird aus dem SYNC des ersten Blocks und dem nachfolgenden 176-Symbol-BPSK-Signal erkannt, die in dem I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, enthalten sind. Dann werden die Frequenz des I-Basisband-Signals und die Frequenz des Q-Basisband-Signals fein reguliert, während die Feinregulierungs-Trägersignale des I-Achsen-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals wiederhergestellt werden und dann dem APC-Block **6** in einem Zustand zugeführt werden, in dem die Frequenzabweichung auf nahezu Null verringert ist.

[0040] In diesem Fall umfasst, wie in Fig. 3 gezeigt, der Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **14** einen numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **15**, der die Schwingungsfrequenz in Abhängigkeit von einem Eingangs-Frequenzdifferenzsignal ändert und festlegt, einen Phasendrehungsschaltkreis **16** zum Durchführen komplexer Frequenzwandlung durch Drehen der Phase des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, gemäß dem von dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **15** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignal, einen Phasenerkennungsschaltkreis **17**, der den Arkustangens der Amplitude des Q-Basisband-Signals geteilt durch die Amplitude des I-Basisband-Signals, ausgegeben von diesem Phasendrehungsschaltkreis **16**, berechnet, um ein Phasendifferenzsignal zu erzeugen, einen Differentialschaltkreis **18** zum Erzeugen eines Frequenzdifferenzsignals durch Differenzieren eines von diesem Phasenerkennungsschaltkreis **17** ausgegebenen Phasendifferenzsignals und einen Filterschaltkreis **19**, der Rauschen und unnötige Hochfrequenzkomponenten, die in dem von diesem Differentialschaltkreis **18** ausgegebenen Frequenzdifferenzsignal enthalten sind, entfernt und dann das Signal dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **15** zuführt, um dadurch die Frequenz des von dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **15** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignals zu steuern.

[0041] Dann wird zuerst das Überlagerungsschwingungssignal als das fein gesteuerte Trägersignal verwendet, um die Phase digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, zu drehen. Der Arkustangens der Amplitude des Q-Basisband-Signals, dessen Frequenz reguliert wurde, geteilt durch die Amplitude des I-Basisband-Signals, dessen Frequenz reguliert wurde, wird berechnet, um ein Phasendifferenzsignal zu erzeugen, während das I-Basisband-Signal, dessen Frequenz reguliert wurde, und das Q-Basisband-Signal dem APC-Block **6** zugeführt werden. Dann wird dieses Phasendifferenzsignal differenziert, um ein Frequenzdifferenzsignal zu erzeugen. Dann wird, um diesen Frequenzdifferenzsignalwert auf Null zu stellen, die Frequenz des Überlagerungsschwingungssignal so reguliert, dass der Frequenzdifferenzsignalwert auf Null gestellt

wird.

[0042] Bei dem digitalen Übertragungssignal, das von diesem Empfängerschaltkreis **1**, wie in Fig. 4 gezeigt, empfangen wird, ist das in einem Block enthaltene BPSK-Signal von einem solchen Übertragungssystem, bei dem der Signalphasenwert 0 oder 180° ist. Somit werden der zweite Quadrant und der dritte Quadrant um 180° gedreht, um sie auf den vierten bzw. ersten Quadranten zu überlappen. Folglich kann Phasenunsicherheit auf Grund von Modulation entfernt werden. Wenn eine Frequenzdifferenz (bestehende Verstimmung der Trägerfrequenz) zwischen dem zum Erzeugen des digitalen Übertragungssignals verwendeten Trägersignal und dem auf der Seite des Empfängerschaltkreises **1** wiederhergestellten Trägersignal besteht, erhöht sich der Wert des in diesem Koordinatensystem beobachteten Phasenfehlersignals mit fortschreitender Zeit, so dass ein Phasenfehlersignal (Phasendifferenzsignal) zum Beispiel mit einer in Fig. 5 gezeigten Wellenform beobachtet wird. Dann wird, da die Neigung dieses Phasenfehlersignals, das heißt ein Zeitdifferentialwert, zu der Frequenzdifferenz proportional ist, die Verstimmungsfrequenz durch Beobachten dieser Neigung erkannt. Folglich kann selbst dann, wenn das digitalisierte I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** auszugeben sind, ein gewisses Maß der Frequenzabweichung enthalten, die Frequenzabweichung des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals auf Null gestellt werden.

[0043] Der APC-Block **6** umfasst einen numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **20** zum Erzeugen eines Überlagerungsschwingungssignal, das zum Entfernen feinen Frequenzfehlers und Phasenfehlers erforderlich ist, und zum Ändern und Festlegen der Schwingungsfrequenz in Abhängigkeit von dem Wert eines Eingangs-Phasenfehlersignals, einen Phasensteuer-Phasendrehungs-Schaltkreis **21** zum Drehen der Phase, bestimmt durch das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal mit nahezu auf Null gestellter Frequenzabweichung, die von dem Feinsteuer-AFC-Block **5** ausgegeben werden, gemäß dem von diesem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **20** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignal, einen Phasenerkennungsschaltkreis **22** zum Berechnen des Arkustangens der Amplitude des BPSK-Signals jedes Blocks, der in dem Q-Basisband-Signal, dessen Phase reguliert wurde, enthalten ist, geteilt durch die Amplitude des BPSK-Signals jedes Blocks, der in dem I-Basisband-Signal, dessen Phase reguliert wurde, enthalten ist, wobei diese Signale von diesem Phasensteuer-Phasendrehungs-Schaltkreis **21** ausgegeben werden, um das Phasenfehlersignal zu erzeugen, und einen Filterschaltkreis **23**, der Rauschen, das in dem von diesem Phasenerkennungsschaltkreis **22** ausgegebenen Phasenfehlersignal enthalten ist, entfernt und dann das Signal dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **20** zuführt und somit die Frequenz und Phase des von dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **15** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignals steuert.

[0044] Dann wird der Arkustangens der Amplitude des BPSK-Signals jedes Blocks, der in dem Q-Basisband-Signal, dessen Frequenzabweichung nahezu auf Null gestellt wurde, enthalten ist, geteilt durch die Amplitude des BPSK-Signals jedes Blocks, der in dem I-Basisband-Signal, dessen Frequenzabweichung nahezu auf Null gestellt wurde, wobei diese Signale von dem Feinsteuer-AFC-Block **5** ausgegeben werden, berechnet, um das Phasenfehlersignal zu erzeugen. Danach wird die Rauschkomponente dieses Phasenfehlersignals entfernt und gleichzeitig wird das Überlagerungsschwingungssignal erzeugt, so dass dieses Phasenfehlersignal auf Null gestellt wird. Dann wird die Phase des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, deren Frequenzabweichung nahezu auf Null gestellt ist, wobei diese Signale von dem Feinsteuer-AFC-Block **5** ausgegeben werden, gedreht und die Phase und Frequenz des Überlagerungsschwingungssignals werden so reguliert, dass der Wert des Phasenfehlersignals auf Null gestellt wird, und dann werden die Phasen des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals reguliert, deren Frequenzabweichung nahezu auf Null gestellt wurde, wobei diese Signale von dem Feinsteuer-AFC-Block **5** ausgegeben werden. Dann werden das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, deren Phase reguliert wurde, dem Signaldekodierabschnitt zugeführt.

[0045] Als eine Folge wird selbst dann, wenn das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die von dem Feinsteuer-AFC-Block **5** ausgegeben werden, geringfügigen Frequenzfehler enthalten, dies erkannt und ihr leichter Frequenzfehler und leichter Phasenfehler werden korrigiert, um eine vollständige Trägersynchronisierung herzustellen.

[0046] Soweit erforderlich, ist ein in Fig. 6 gezeigter Träger-Phasen/Frequenz-Synchronisierungs-Erkennungsschaltkreis **24** mit jedem Ausgangsanschluss des Grobsteuer-AFC-Blocks **4**, jedem Ausgangsanschluss des Feinsteuer-AFC-Blocks **5** oder jedem Ausgangsanschluss des APC-Blocks **6** verbunden, um zu prüfen, ob das wiederhergestellte Trägersignal gerastet ist oder nicht.

[0047] Der in dieser Figur gezeigte Träger-Phasen/Frequenz-Synchronisierungs-Erkennungsschaltkreis **24** umfasst einen Messbereicheinstellungsschaltkreis **25** zum Extrahieren eines Impulssignals in einem durch schräge Linien von Fig. 7 gezeigten Messbereich einer Phasenebene aus Impulssignalen in der BPSK-Modulationsperiode, enthalten in dem I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal,

die von einem von dem Grobsteuer-AFC-Block **4**, dem Feinsteuer-AFC-Block **5** oder dem APC-Block **6** ausgegeben werden; einen Zählerschaltkreis **26** zum Zählen eines von diesem Messbereicheinstellungsschaltkreis **25** ausgegebenen Impulssignals; einen Zählerschaltkreis **27** zum Zählen der Anzahl von Impulsen des Symboltaktsignals, das die Anzahl von Symbolen in der BPSK-Modulationsperiode anzeigt; einen Teilungsschaltkreis **28** zum Berechnen eines Verhältnisses eines Zählergebnisses des vorgenannten Zählerschaltkreises **27** als Nenner zu einem Zählergebnis des vorgenannten Zählerschaltkreises **26** als Zähler, um ein Teilungsergebnis als Information zu erhalten, die angibt, dass Daten in der BPSK-Modulationsperiode korrekt empfangen werden; einen Schwellenwerteinstellungsschaltkreis **29** zum Ausgeben eines im Voraus eingestellten Schwellenwerts zur Synchronisierungsbestimmung für Frequenz und Phase; und einen Vergleichsschaltkreis **30** zum Vergleichen des von diesem Schwellenwerteinstellungsschaltkreis **29** ausgegebenen Schwellenwerts mit einem von dem Teilungsschaltkreis **28** ausgegebenen Teilungsergebnis, zum Bestimmen, gemäß diesem Vergleichsergebnis, ob bei dem I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die in den Messbereicheinstellungsschaltkreis **25** eingegeben werden, ein Frequenzfehler besteht oder nicht, und zum Erzeugen eines Phasen/Frequenz-Synchronisierungs-Erkennungssignals gemäß diesem Bestimmungsergebnis.

[0048] Wenn der Eingangsanschluss des Messbereicheinstellungsschaltkreises **25** mit einem von jedem Ausgangsanschluss des Grobsteuer-AFC-Blocks **4**, jedem Ausgangsanschluss des Feinsteuer-AFC-Blocks **5** oder jedem Ausgangsanschluss des APC-Blocks **6** verbunden ist und das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal von einem von dem Grobsteuer-AFC-Block **4**, dem Feinsteuer-AFC-Block **5** und dem APC-Block **6** ausgegeben werden, wird ein Impulssignal innerhalb des Messbereichs aus Impulssignalen in der BPSK-Modulationsperiode, die in dem I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal enthalten sind, extrahiert, die Anzahl von Impulssignalen wird gezählt, während gleichzeitig die Menge von Symbolen in der BPSK-Modulationsperiode gezählt wird, und es wird gemäß einer Beziehung zwischen einem Verhältnis jedes durch jeden Zählvorgang erhaltenen Zählergebnisses und dem im Voraus eingestellten Schwellenwert, ob bei dem I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die in den Messbereicheinstellungsschaltkreis **25** eingegeben werden, ein Frequenzfehler oder Phasenfehler besteht oder nicht, und gemäß diesem Bestimmungsergebnis wird ein Phasen/Frequenz-Synchronisierungs-Erkennungssignal erzeugt.

[0049] Wenn bei dem I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die in den Messbereicheinstellungsschaltkreis **25** eingegeben werden, ein Frequenzfehler besteht und sich die Phase des I- und Q-Basisband-Signals dreht, entspricht eine Wahrscheinlichkeit, dass das Impulssignal in der BPSK-Modulationsperiode in dem in Fig. 7 gezeigten Messbereich besteht, nahezu einer Wahrscheinlichkeit, dass es außerhalb des Messbereichs besteht, und ein von dem Teilungsschaltkreis **28** ausgegebenes Teilungsergebnis wird nahezu 0,5. Somit wird bestimmt, dass Trägersynchronisierung nicht hergestellt wurde. Wenn die Trägersynchronisierung des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die in den Messbereicheinstellungsschaltkreis **25** eingegeben werden, hergestellt ist und die Phasen des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals auf nahezu 0 oder 180° festgelegt sind, ist die Wahrscheinlichkeit, dass das Impulssignal in der BPSK-Modulationsperiode in dem in Fig. 7 gezeigten Messbereich besteht, 100 % und die Wahrscheinlichkeit, dass es außerhalb des Messbereichs besteht, ist nahezu 0 %. Ein von dem Teilungsschaltkreis **28** ausgegebenes Teilungsergebnis ist nahezu 1,0. Somit wird bestimmt, dass die Trägersynchronisierung hergestellt wurde.

[0050] Nach dieser Ausführung wird, wenn ein digitales Übertragungssignal von der Antenne **2** empfangen wird und das IF-Signal von der ODU **3** ausgegeben wird, das IF-Signal in dem Grobsteuer-AFC-Block **4** quadraturdemoduliert, um das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal zu erzeugen. Überlagerungsschwingungsfrequenz-Wobbeln wird durchgeführt, um das SYNC in einem ersten Block, der in dem I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal enthalten ist, von einer Niederfrequenzseite in einem Bereich von beispielsweise 2 MHz zu erkennen, um das grob gesteuerte Trägersignal des IF-Signals wiederherzustellen. Gleichzeitig wird unter Verwendung des SYNC des ersten Blocks und einer Periode nachfolgenden 176-Symbol-BPSK-Signals, die in dem I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal enthalten sind, eine Verstimmungsfrequenz durch den Feinsteuer-AFC-Block **5** erkannt, um die fein gesteuerten Trägersignale des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals wiederherzustellen. Des Weiteren wird gemäß dem BPSK-Signal jedes Blocks des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Feinsteuer-AFC-Block **5** ausgegeben werden, ein Phasenfehler des Wiederherstellungs-Trägersignals erkannt, um die Phasen des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals durch den APC-Block **6** zu steuern. Das dadurch erhaltene I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal werden dem Signaldekodierabschnitt zugeführt. Daher wird, wenn ein digital moduliertes Signal mit einer Referenzsignalperiode oder einer Periode digital modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten für Träger-Rückgewinnung in einem vorgegebenen Zeitintervall empfangen wird, Trägersynchronisierung unter Verwendung periodisch erhaltener Informationen von Phasen- und Frequenzfehlern durchgeführt. Als Folge wird das Trägersignal in einem breiten Er-

fassungsbereich stabil wiederhergestellt, um in digital moduliertem Signal enthaltene Informationen wiederherzustellen.

[0051] Dann kann Träger-Rückgewinnung mit einer breiten Erfassungscharakteristik selbst bei niedrigem Träger-Rausch-Verhältnis erreicht werden. Daher wird bei digitalem Satellitenrundfunk die Verwendung eines kostengünstigen Frequenzwandlers, der etwas Frequenzdrift und Phasenrauschen aufweist, ermöglicht, so dass die Kosten des Empfangsgeräts in großem Maße verringert werden können.

«Andere Ausführungen»

[0052] Auch wenn nach der oben beschriebenen Ausführung der Schaltkreis, der das in Fig. 3 gezeigte Differentialfunktionssystem verwendet, als der Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **14** verwendet wird, um die Hardwarestruktur zu vereinfachen, ist es zulässig, die AFC-Funktion durch Analysieren eines Frequenzfehlers durch ein Autokorrelationsfunktionssystem oder Zählsystem sowie als ein solches Differentialfunktionssystem zu erreichen und den spannungsgesteuerten Oszillator oder numerisch gesteuerten Oszillator auf Basis dieses Analyseergebnisses zu steuern.

[0053] In diesem Fall wird, wenn der Feinsteuer-AFC-Schaltkreis der Autokorrelationsfunktion als der Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **14** verwendet wird, zum Beispiel der in Fig. 8 gezeigte Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **31** oder der in Fig. 9 gezeigte Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **32** verwendet.

[0054] Der in Fig. 8 gezeigte Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **31** umfasst einen numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **33** zum Erzeugen eines Überlagerungsschwingungssignals von ungefähr 500 kHz niedrigerer Frequenz und zum Ändern/Festlegen der Schwingungsfrequenz in Abhängigkeit von dem Eingangs-Frequenzdifferenzsignal, einen Phasendrehungsschaltkreis **34** zum Drehen der Phasen des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, gemäß dem von dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **33** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignal, einen Phasenerkennungsschaltkreis **35** zum Berechnen des Arkustangens der Amplitude des Q-Basisband-Signals, dessen Phase reguliert wurde, geteilt durch die Amplitude des I-Basisband-Signals, dessen Phase reguliert wurde, wobei diese Signale von diesem Phasendrehungsschaltkreis **34** ausgegeben werden, um ein Phasendifferenzsignal zu erzeugen, einen Korrelationsberechnungsschaltkreis **36** zum Erzeugen eines Korrelationskoeffizientensignals, um einen Autokorrelationskoeffizienten des von dem Phasenerkennungsschaltkreis **35** ausgegebenen Phasendifferenzsignals zu erhalten, einen Integrationsschaltkreis **37** zum Integrieren einiger Frames der von dem Korrelationsberechnungsschaltkreis **36** ausgegebenen Korrelationskoeffizientensignale unter Verwendung eines Zeitreihenadditionsverfahrens, wie ein Mittelwertintegrationsverfahren, durch Inter-Frame-Addition, um einen Einfluss von Rauschen zu verringern, und einen Zählerschaltkreis **38** zum Zählen der Anzahl von Korrelationsspitzen der von diesem Integrationsschaltkreis **37** ausgegebenen Korrelationskoeffizientensignalwellenform und zum Erzeugen eines Frequenzdifferenzsignals auf Basis dieses Zählergebnisses, um die Frequenz eines von dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **33** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignals zu steuern.

[0055] Dann wird zuerst ein Überlagerungsschwingungssignal aus zum Beispiel 500 kHz niedrigerer Frequenz als das fein gesteuerte Trägersignal verwendet und die Phasen des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, werden gedreht. Während das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, deren Phasen reguliert wurden, dem APC-Block **6** zugeführt werden, wird der Arkustangens der Amplitude des Q-Basisband-Signals geteilt durch die Amplitude des I-Basisband-Signals, deren Phasen reguliert wurden, berechnet, um ein Phasendifferenzsignal zu erzeugen. Danach erhält man Autorelation dieses Phasendifferenzsignals, um ein Korrelationskoeffizientensignal zu erzeugen. Eine Anzahl von Korrelationsspitzen dieser Korrelationskoeffizientensignalwellenform wird gezählt, um ein Frequenzdifferenzsignal zu erzeugen. Dann wird die Frequenz des Überlagerungsschwingungssignal so reguliert, dass der Wert dieses Frequenzdifferenzsignals auf Null gestellt wird. Wenn das Frequenzdifferenzsignal auf Null gestellt ist, ist die Frequenz des Überlagerungsschwingungssignals festgelegt.

[0056] Wenn eine Frequenzdifferenz zwischen dem Trägersignal, das beim Erzeugen eines digitalen Übertragungssignals verwendet wird, und einem an dem Empfängerschaltkreis **1** wiederhergestellten Trägersignal besteht (wenn Verstimmung der Trägerfrequenz besteht), ändert sich der Wert eines Phasenfehlersignals, das in dem in Fig. 4 gezeigten Koordinatensystem beobachtet wird, im Lauf der Zeit, so dass ein Phasenfehlersignal mit einer in Fig. 5 gezeigten Wellenform beobachtet wird. Da die Anzahl von Korrelationsspitzen, die in der Autokorrelationskoeffizientenwellenform dieses Phasenfehlersignals erscheinen, zu der Frequenzdifferenz proportional ist, wird eine Verstimmungsfrequenz durch Beobachten des Autokorrelationskoeffizientensignals des Phasenfehlersignals erkannt. Selbst wenn das digitalisierte I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, ein gewisses Maß an Frequenzabweichung enthalten, kann die Frequenzabweichung des I-Ba-

sisband-Signals und Q-Basisband-Signals auf Null gestellt werden.

[0057] Der in Fig. 9 gezeigte Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **32** umfasst einen numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **39** zum Erzeugen eines Überlagerungsschwingungssignals von ungefähr 500 kHz niedrigerer Frequenz und zum Ändern/Festlegen der Schwingungsfrequenz in Abhängigkeit von einem Eingangs-Frequenzdifferenzsignal; einen Phasendrehungsschaltkreis **40** zum Drehen der Phasen des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, gemäß dem von diesem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **39** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignal; einen Phasenerkennungsschaltkreis **41** zum Berechnen des Arkustangens der Amplitude des Q-Basisband-Signals geteilt durch die Amplitude des I-Basisband-Signals, deren Phasen reguliert wurden, um ein Phasendifferenzsignal zu erzeugen; einen Korrelationsberechnungsschaltkreis **42** zum Erhalten eines Autokorrelationskoeffizienten des von diesem Phasenerkennungsschaltkreis **41** ausgegebenen Phasendifferenzsignals, um das Korrelationskoeffizientensignal zu erzeugen; einen Integrationsschaltkreis **43** zum Integrieren einiger Frames des von diesem Korrelationsberechnungsschaltkreis **42** ausgegebenen Korrelationskoeffizientensignals unter Verwendung eines Zeitreihenadditionsverfahrens, wie ein Mittelwertintegrationsverfahren, durch Inter-Frame-Addition; und einen Durchschnittsperiodenerkennungsschaltkreis **44** zum Erhalten einer Durchschnittsperiode der periodischen Wellenform, die bei dem von diesem Integrationsschaltkreis **43** ausgegebenen Korrelationskoeffizientensignal erscheint, um die Frequenz des von dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **39** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignals zu steuern.

[0058] Zuerst werden unter Verwendung des Überlagerungsschwingungssignals von zum Beispiel 500 kHz niedrigerer Frequenz als das fein gesteuerte Trägersignal die Phasen des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals gedreht, wobei diese Signale von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden. Dann werden das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, deren Phasen reguliert wurden, dem APC-Block **6** zugeführt und der Arkustangens der Amplitude des Q-Basisband-Signals, dessen Phase reguliert wurde, geteilt durch die Amplitude des I-Basisband-Signals, dessen Phase reguliert wurde, wird berechnet, um ein Phasendifferenzsignal zu erzeugen. Danach erhält man ein Autokorrelationskoeffizient dieses Phasendifferenzsignals und das Korrelationskoeffizientensignal wird erzeugt. Gleichzeitig erhält man eine Durchschnittsperiode der periodischen Wellenform, die bei diesem Korrelationskoeffizientensignal erscheint, um ein Frequenzdifferenzsignal zu erzeugen. Die Frequenz des Überlagerungsschwingungssignal wird so reguliert, dass der Wert dieses Frequenzdifferenzsignals auf Null gestellt wird. Wenn der Wert des Frequenzdifferenzsignals auf Null gestellt ist, ist die Frequenz des Überlagerungsschwingungssignals festgelegt.

[0059] So wie bei dem in Fig. 8 gezeigten Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **31** ändert sich, wenn eine Frequenzdifferenz zwischen dem Trägersignal, das beim Erzeugen des digitalen Übertragungssignals verwendet wird, und einem an dem Empfängerschaltkreis **1** wiederhergestellten Trägersignal besteht (wenn eine Verstimmung der Trägerfrequenz besteht), der Wert eines beobachteten Phasenfehlersignals im Lauf der Zeit in dem in Fig. 4 gezeigten Koordinatensystem, so dass ein Phasenfehlersignal mit einer in Fig. 5 gezeigten Wellenform beobachtet wird. Die Periode einer periodischen Wellenform, die bei dem Autokorrelationskoeffizientensignal dieses Phasenfehlersignals erscheint, ist zu der Frequenzdifferenz invers proportional, wobei folglich durch Beobachten dieses Korrelationskoeffizientensignals eine Verstimmungsfrequenz erkannt wird. Selbst wenn das digitalisierte I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, wobei diese Signale von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, ein gewisses Maß an Frequenzabweichung enthalten, kann die Frequenzabweichung des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals auf Null gestellt werden.

[0060] Des Weiteren können unter Verwendung einer solchen Autokorrelationsfunktion selbst dann, wenn das Träger-Rausch-Verhältnis eines empfangenen digitalen Übertragungssignals niedriger ist, genaue fein gesteuerte Trägersignale stabil wiederhergestellt werden.

[0061] In dem Feinsteuer-AFC-Schaltkreis, der ein Zählverfahren verwendet, wird die Frequenzdifferenz unter Verwendung des folgenden Grundprinzips analysiert und der spannungsgesteuerte Oszillator oder numerisch gesteuerte Oszillator wird auf Basis dieses Analyseergebnisses gesteuert, um eine AFC-Funktion mit einem breiten Erfassungsbereich zu erreichen.

[0062] Wenn die Frequenz und Phase des in einem digitalen Übertragungssignal enthaltenen BPSK-Signals zu der Frequenz und Phase des wiederhergestellten Trägersignals synchron sind, werden selbst dann, wenn Rauschen in dem Signal enthalten ist, die meisten der Signale in einem Messbereich in dem Signalraum beobachtet, der durch schräge Linien von Fig. 10A angezeigt wird.

[0063] Andererseits dreht sich der Signalpunkt im Lauf der Zeit, wenn die Frequenz des wiederhergestellten Trägersignals abweicht. Zu diesem Zeitpunkt können, wenn die Frequenz eines auf der Seite des Empfängerschaltkreises **1** wiederhergestellten Trä-

gersignals niedriger ist als die Trägerfrequenz des in dem digitalen Übertragungssignal enthaltenen BPSK-Signals, durch Drehen des durch die schrägen Linien angezeigten Messbereichs gegen den Uhrzeigersinn im Laufe der Zeit, wie in Fig. 10B gezeigt, die meisten der in der Beobachtungsperiode eingegebenen Signale gezählt werden. Wenn dagegen die Frequenz des auf der Seite des Empfängerschaltkreises **1** wiederhergestellten Trägersignals höher ist als die Trägerfrequenz des in dem digitalen Übertragungssignal enthaltenen BPSK-Signals, wird der durch die schrägen Linien angezeigte Messbereich im Laufe der Zeit im Uhrzeigersinn gedreht. Als Folge können die meisten der in der Beobachtungsperiode eingegebenen Signale gezählt werden. Zu diesem Zeitpunkt wird, wenn die Drehgeschwindigkeit des Messbereichs mit einem Betrag von Frequenzabweichung in Übereinstimmung gebracht wird, ein durch den Zählvorgang erhaltener Zählwert maximiert. Somit kann durch Beobachten, ob ein Eingangssignal in den mehreren Messbereichen besteht oder nicht, wobei jeder von ihnen eigene Phasendrehgeschwindigkeit und Phasenverschiebung aufweist, der Betrag der Frequenzabweichung erkannt werden.

[0064] Fig. 11 ist ein Blockdiagramm, das ein Beispiel für eine Schaltkreisstruktur des Zähler-Feinsteuer-AFC-Schaltkreises unter Verwendung eines solchen Grundprinzips zeigt.

[0065] Ein in dieser Figur gezeigter Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **45** umfasst einen numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **46** zum Ändern und Festlegen einer Schwingungsfrequenz in Abhängigkeit von einem Eingangs-Frequenzdifferenzsignal; einen Phasendrehungsschaltkreis **47** zum Drehen der Phasen des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, wobei diese Signale von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, gemäß einem von diesem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **46** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignal; einen Phasenerkennungsschaltkreis **48** zum Berechnen des Arkustangens der Amplitude des Q-Basisband-Signals geteilt durch die Amplitude des I-Basisband-Signals, wobei diese Signale von dem Phasendrehungsschaltkreis **47** ausgegeben werden, um ein Phasendifferenzsignal zu erzeugen; einen Zählerschaltkreis **49** zum Erzeugen eines zum Drehen des Messbereichs erforderlichen Zählwerts (Referenzzeitinformation) durch Zählen der Anzahl von Symbolen, die in dem digitalen Übertragungssignal enthalten sind; und einen Bereichsbestimmungsschaltkreis **50**, der mehrere Gruppen der Messbereiche aufweist, wobei jede Gruppe zum Beispiel 180 Messbereichsteile aufweist, die unterschiedlichen Phasenversatz mit einem vorgegebenen Winkelschritt von beispielsweise 1° aufweisen, bestimmt, ob ein von dem Phasenerkennungsschaltkreis **48** ausgegebenes Phasendifferenzsignal auf Basis eines von dem Zählerschaltkreis **49** ausgegebenen Zählwerts ein Phasendifferenzsignal in der BPSK-Modulationsperiode ist oder nicht und ob das Phasendifferenzsignal ein Phasendifferenzsignal in der BPSK-Modulationsperiode ist, jeden Messbereich mit einer unterschiedlichen Drehgeschwindigkeit in Abhängigkeit von jeder Gruppe auf Basis eines Zählwerts dreht, um zu bestimmen, in welchem Messbereich von 180 das Phasendifferenzsignal besteht, und ein Impulssignal von einem Ausgangsanschluss ausgibt, der einem Ausgangsanschluss entspricht, an dem das Phasendifferenzsignal besteht.

[0066] Der Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **45** umfasst einen Zählerblock **52**, der eine Anzahl von Zählerschaltkreisen **51** entsprechend Frequenzauflösung X Phasenauflösung aufweist, wie zum Beispiel 10 Gruppen, wenn zum Beispiel eine Auflösung von 1 kHz bereitgestellt wird und ein Regulierbereich von 10 kHz bereitgestellt wird, und, wenn eine Breite von 180° mit einer Teilung von 10° bereitgestellt wird, 18 Teile, wobei dies insgesamt 180 Zählerschaltkreise **51** ergibt, und damit die Anzahl von Impulssignalen, die von jedem Ausgangsanschluss eines Bereichsbestimmungsschaltkreises **50** ausgegeben werden, für jeden Zählerschaltkreis **51** zählt; einen Maximalwertbestimmungsschaltkreis **53**, um Zählwerte, die von jedem der Zählerschaltkreise **51**, die den Zählerblock **52** bilden, ausgegeben werden, miteinander zu vergleichen, um einen Zählerschaltkreis **51** zu bestimmen, der einen Zählwert mit dem größten Wert ausgibt, und die Zählernummer dieses Zählerschaltkreises **51** ausgibt; und einen Umwandlungs-ROM-Schaltkreis **54**, in dem eine Nummer (Zählernummer) jedes Zählerschaltkreises **51** und ein Frequenzfehlerwert als ein Paar registriert sind, und der bei Ausgabe einer Zählernummer von dem Maximalwertbestimmungsschaltkreis **53** ein Frequenzdifferenzsignal, das einen dieser Zählernummer entsprechenden Frequenzfehler anzeigt, erzeugt, um die Frequenz eines von dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **46** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignals zu steuern.

[0067] Somit werden die Phasen des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, gedreht und das Basisblock-Signal der I-Achsen-Seite und das Q-Basisband-Signal, deren Phasen reguliert wurden, werden dem APC-Block **6** zugeführt. Gleichzeitig wird der Arkustangens der Amplitude des Q-Basisband-Signals, dessen Phase reguliert wurde, geteilt durch die Amplitude des I-Basisband-Signals, dessen Phase reguliert wurde, berechnet, um ein Phasendifferenzsignal zu erzeugen. Danach wird bestimmt, in welchem Messbereich, der in Abhängigkeit von der Gruppe mit einer unterschiedlichen Drehgeschwindigkeit gedreht wird, dieses Phasendifferenzsignal besteht. Gemäß diesem Bestimmungsergebnis wird jeder Zählerschaltkreis **51** in Abhängigkeit von der Drehgeschwindigkeit und dem

Drehwinkel gezählt. Danach wird ein Frequenzdifferenzsignal erzeugt, das einen Frequenzfehler anzeigt, der einer Schaltkreisnummer des Zählerschaltkreises **51** mit dem größten Wert der Zählwerte dieser Zählerschaltkreise **51** entspricht. Die Frequenz des Überlagerungsschwingungssignals wird so reguliert, dass dieses Frequenzdifferenzsignal auf Null gestellt wird, und wenn der Wert des Frequenzdifferenzsignals auf Null gestellt ist, ist die Frequenz des Überlagerungsschwingungssignals festgelegt.

[0068] Unter Verwendung dieser Anordnung als dieselbe wie die in den Fig. 8, Fig. 9 gezeigten Feinsteuer-AFC-Schaltkreise **31**, **42** kann, wenn eine Frequenzdifferenz zwischen einem Trägersignal, das beim Erzeugen eines digitalen Übertragungssignals verwendet wird, und einem auf der Seite des Empfängerschaltkreises **1** wiederhergestellten Trägersignal besteht (wenn eine Verstimmung der wiederhergestellten Trägerfrequenz besteht), dies erkannt werden und die Frequenzabweichung des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals auf Null gestellt werden, wobei diese Signale von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden.

[0069] Auch wenn bei dem in Fig. 3 gezeigten Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **14**, dem in Fig. 8 gezeigten Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **31**, dem in Fig. 9 gezeigten Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **32** und dem in Fig. 11 gezeigten Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **45** Hauptteile davon aus ROM bestehen, ist es zulässig, eine solche Vorrichtung als Hochgeschwindigkeits-DSP (digitaler Signalprozessor) zum Durchführen der vorgenannten Verarbeitung zu verwenden.

[0070] Unter Verwendung dieser Vorrichtungen können die Feinsteuer-AFC-Schaltkreise **14**, **31**, **32**, **45** kompakt gemacht werden.

[0071] Nach den vorgenannten Ausführungen werden die Frequenzabweichung und die Phasenabweichung des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, durch den Feinsteuer-AFC-Block **5** und den APC-Block **6** erkannt und diese werden einzeln korrigiert, um die Frequenzabweichung und Phasenabweichung des I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals zu beseitigen. Es ist jedoch zulässig, die Frequenzabweichung und Phasenabweichung des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, mit dem Feinsteuer-AFC-Block **5** und dem APC-Block **6** zu erkennen und dieses Erkennungsergebnis zu einem Wobbelgenerator-Schaltkreis **7** des Grobsteuer-AFC-Blocks **4** zurückzuführen, um die Frequenzabweichung und Phasenabweichung des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4** ausgegeben werden, auf Null zu stellen.

[0072] Außerdem wird unter Verwendung dieser Anordnung als dieselbe wie die oben beschriebenen Ausführungen bei Empfangen und Wiederherstellen eines digital modulierten Signals, das mit einer Referenzsignalperiode oder einer Periode digital modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten zum Wiederherstellen des Trägers in einem vorgegebenen Zeitintervall versehen ist, die Trägersynchronisierung unter Verwendung periodisch erhaltener Informationen zu dem Phasen- und Frequenzfehler durchgeführt und das Trägersignal wird in einem breiten Erfassungsbereich stabil wiederhergestellt, um in dem digital modulierten Signal enthaltene Informationen selbst dann, wenn ein Träger-Rausch-Verhältnis niedrig ist, wiederherzustellen.

[0073] Da die Träger-Rückgewinnung mit einer breiten Frequenzaufnahmecharakteristik selbst bei einem niedrigen Träger-Rausch-Verhältnis erreicht werden kann, wird die Verwendung eines kostengünstigen Frequenzwandlers ermöglicht, auch wenn es gewisse Beträge an Frequenzdrift und Phasenrauschen gibt, so dass Kosten des Empfangsgeräts bei digitalem Satellitenrundfunk in großem Maße verringert werden können.

[0074] Auch wenn bei den oben beschriebenen Ausführungen jeder der Feinsteuer-AFC-Schaltkreise **14**, **31**, **32**, **45** in einem Intervall modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten betätigt wird, um das regenerative Trägersignal zu erzeugen, können diese Feinsteuer-AFC-Schaltkreise **14**, **31**, **32**, **45** in einem AFC-Schaltkreis eines anderen Geräts oder Systems als der vorgenannte Empfängerschaltkreis **1** verwendet werden, wie zum Beispiel einem AFC-Schaltkreis eines Übertragungssystems zum Empfangen eines Übertragungssignals, das aus kontinuierlichen BPSK-Signalen besteht.

[0075] Als Folge können das eingegebene modulierte Signal und das Trägersignal, die frequenzsynchronisiert sind, lediglich durch Betätigen dieser Feinsteuer-AFC-Schaltkreise **14**, **31**, **32**, **45** wiederhergestellt werden.

[0076] Fig. 12 ist ein Blockdiagramm, das noch ein weiteres Beispiel für den Feinsteuer-AFC-Schaltkreis des Autokorrelationsfunktionstyps der Feinsteuer-AFC-Schaltkreise zur Verwendung als der in Fig. 2 gezeigte Feinsteuer-AFC-Schaltkreis zeigt.

[0077] Dieser Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **55** umfasst einen numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **56** zum Erzeugen eines Überlagerungsschwingungssignals und zum Ändern/Festlegen der Schwingungsfrequenz in Abhängigkeit von einem Eingangs-Frequenzdifferenzsignal; einen Phasendrehungsschaltkreis **57** zum Drehen der Phasen des digitalisierten I-Basisband-Signals und Q-Basisband-Signals, die von dem Grobsteuer-AFC-Block **4**

ausgegeben werden, gemäß dem von diesem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **56** ausgegebenen Überlagerungsschwingungssignal; einen Phasendrehungsschaltkreis **58** zum Bereitstellen eines Frequenzversatzes für das gedrehte I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal; einen numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **59**, um diesen Phasendrehungsschaltkreis **58** mit einem Überlagerungsschwingungssignal auf Basis der Versatzfrequenzdaten zu versehen; einen Phasenerkennungsschaltkreis **60** zum Berechnen des Arkustangens der Amplitude des Q-Basisband-Signals geteilt durch die Amplitude des I-Basisband-Signals, die von dem Phasendrehungsschaltkreis **58** ausgegeben werden, um ein Phasendifferenzsignal zu erzeugen; einen Autokorrelationsberechnungsschaltkreis **61**, um einen Autokorrelationskoeffizienten eines von diesem Phasenerkennungsschaltkreis **60** ausgegebenen Phasendifferenzsignals zu erhalten, um ein Korrelationskoeffizientensignal zu erzeugen; einen Integrationsschaltkreis **62** zum Integrieren einiger Frames der von diesem Autokorrelationsberechnungsschaltkreis **61** ausgegebenen Autokorrelationskoeffizientensignale unter Verwendung eines Zeitreihenadditionsverfahrens, wie ein Mittelwertintegrationsverfahren, durch Inter-Frame-Addition, um den Einfluss von Rauschen zu verringern; einen Zählerschaltkreis (oder Periodenerkennungsschaltkreis zum Messen der Periode periodischer Wellenform, die in dem Autokorrelationskoeffizientensignal erscheint) **63** zum Zählen der Anzahl von Korrelationsspitzen in dem von diesem Integrationsschaltkreis **62** ausgegebenen Autokorrelationskoeffizientensignal; einen Frequenzdatenerzeugungs-ROM **64** zum Erzeugen eines Frequenzdifferenzsignals (Frequenzdaten), das diesem Zählwert oder dieser Periode entspricht; und einen Subtraktionsschaltkreis **65** zum Subtrahieren der Versatzfrequenzdaten von dem von diesem Frequenzdatenerzeugungs-ROM **64** ausgegebenen Frequenzdifferenzsignal, um das Ergebnis dem numerisch gesteuerten Oszillatorschaltkreis **56** zuzuführen. Daher versieht der Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **55** das I-Basisband-Signal und Q-Basisband-Signal, die in den Phasenerkennungsschaltkreis **60** eingegeben werden, mit Frequenzversatz, um dadurch selbst bei Verwendung des Autokorrelationsfunktionsverfahrens, bei dem ein Frequenzdifferenz-Absolutwert gemessen werden kann, aber die Polarität davon nicht bestimmt werden kann, eine Verstimmungsfrequenz, die niedriger als eine gewünschte Frequenz ist, zu schätzen.

[0078] Bei dem oben beschriebenen Feinsteuer-AFC-Schaltkreis **55** kann bei Empfangen und Wiederherstellen eines digital modulierten Signals, das mit einer Referenzsignalperiode oder einer Periode digital modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten versehen ist und zur Träger-Rückgewinnung in einem vorgegebenen Zeitintervall zuzuführen ist, das Trägersignal unter Verwendung periodisch erhaltener Informationen zu dem Phasen- und Frequenzfehler in einem breiten Erfassungsbereich selbst bei einem niedrigen Träger-Rausch-Verhältnis stabil wiedergegeben werden, um in dem digital modulierten Signal enthaltene Informationen wiederzugeben.

[0079] Nach den vorgenannten Ausführungen weist die Periode digital modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten für Phasenfehlererkennung zur Verwendung in dem APC-Block eine Länge von vier Symbolen auf und wird für jeden Block eingestellt. Des Weiteren weist die Periode digital modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten für Frequenzfehlererkennung zur Verwendung in dem Feinsteuer-AFC-Block eine Länge von 196 Symbolen auf und wird für jeden Frame eingestellt. Im Allgemeinen wird bei der Periode modulierten Signals für Frequenzfehlererkennung die Signalperiode lang eingestellt, um die Genauigkeit der Erkennung des Frequenzfehlers zu erhöhen, während ihr Einstellintervall lang eingestellt werden kann. Dagegen wird bei der Periode modulierten Signals für Phasenfehlererkennung das Einstellintervall schmal eingestellt, um einer schnellen Phasenfehlerschwankung zu folgen, während die Signalperiode kurz eingestellt werden kann. Die Länge der Signalperiode und des Einstellintervalls des modulierten Signals für Phasenfehlererkennung und des modulierten Signals für Frequenzfehlererkennung und des Weiteren, ob unterschiedliche Perioden modulierten Signals einzeln für Phasenfehlererkennung und Frequenzfehlererkennung eingestellt werden oder gemeinsam in derselben Periode modulierten Signals verwendet werden, hängt von einem angeforderten Frequenzerfassungsbereich, der Erfassungsgeschwindigkeit, dem Träger-Rausch-Verhältnis des Empfangssignals und dem Restphasenfehler ab, wobei nicht darauf hingewiesen werden muss, dass auf eine unterschiedliche Ausführung ein unterschiedlicher Modus angewendet wird.

Gewerbliche Verwertbarkeit

[0080] Gemäß jedem AFC-Schaltkreis der vorliegenden Erfindung, wie oben beschrieben, kann, wenn die Referenzsignalperiode oder die Periode modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten, die zur Träger-Rückgewinnung verwendet werden können und in einem Eingangssignal enthalten sind, kurz ist oder wenn Rauschen in das Eingangssignal gemischt ist, ein mit dem Eingangssignal synchronisiertes Trägersignal wiederhergestellt werden, während gleichzeitig das Auftreten von Fehlrastung unterdrückt wird.

[0081] Des Weiteren kann gemäß jedem Träger-Rückgewinnungsschaltkreis der vorliegenden Erfindung bei Übertragen eines modulierten Signals mit unterschiedlichen Anzahlen von Konstellationspunk-

ten durch Zeitteilungsverfahren und Empfangen des Signals zur Wiederherstellung Träger-Synchronisierung unter Verwendung von periodisch erhaltenen Informationen zu dem Phasen- und Frequenzfehler durchgeführt werden und selbst bei niedrigem Träger-Rausch-Verhältnis in einem breiten Erfassungsbereich stabil wiedergegeben werden.

[0082] Des Weiteren kann gemäß jedem Empfangsgerät der vorliegenden Erfindung bei Empfangen und Wiedergeben eines digital modulierten Signals, das mit der Referenzsignalperiode oder mit der Periode digital modulierten Signals mit wenigen Konstellationspunkten, die zur Träger-Rückgewinnung in einem vorbestimmten Zeitintervall nützlich sind, versehen ist, Träger-Synchronisierung unter Verwendung von periodisch erhaltenen Informationen zu dem Phasen- und Frequenzfehler durchgeführt werden und das Trägersignal in einem breiten Erfassungsbereich stabil wiedergegeben werden, um in digital moduliertem Signal enthaltene Informationen selbst bei niedrigem Träger-Rausch-Verhältnis wiederzugeben.

Patentansprüche

1. AFC-Schaltkreis (**31**; **32**) zum Erkennen einer Frequenzdifferenz zwischen zwei Eingangssignalen und auf Null stellen der Frequenzdifferenz zwischen den Eingangssignalen gemäß dem Erkennungsergebnis, wobei der AFC-Schaltkreis (**31**; **32**) gekennzeichnet ist durch
einen Korrelationsberechnungsabschnitt (**35**, **36**; **41**, **42**) zum Erkennen einer Phasendifferenz zwischen den Eingangssignalen und Berechnen eines Autokorrelationskoeffizienten einer zeitlich variierenden Wellenform der Phasendifferenz; und
einen Frequenzdifferenzkorrekturabschnitt (**38**, **34**; **44**, **40**) zum Drehen einer Phase eines der Eingangssignale gemäß einer periodischen Wellenform, die in einer Wellenform eines Signals des vom Korrelationsberechnungsabschnitt erhaltenen Autokorrelationskoeffizienten erscheint, um die Frequenzdifferenz zwischen den Eingangssignalen auf Null zu stellen.

2. AFC-Schaltkreis (**31**) nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Frequenzkorrekturabschnitt (**38**, **34**) eine Einrichtung (**38**) zum Zählen einer Anzahl von Spitzen in der Wellenform des Signals des Autokorrelationskoeffizienten und einer Einrichtung (**34**) zum Drehen der Phase eines der Eingangssignale gemäß der Durchschnittsperiode umfasst.

3. AFC-Schaltkreis (**32**) nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Frequenzdifferenzkorrekturabschnitt (**44**, **40**) eine Einrichtung (**44**) zum Erhalten einer Durchschnittsperiode der periodischen Wellenform, die in der Wellenform des Signals des Autokorrelationskoeffizienten erscheint, und eine Einrichtung (**40**) zum Drehen der Phase eines der Eingangssignale gemäß der Durchschnittsperiode umfasst.

4. Träger-Rückgewinnungsschaltkreis (**4**; **5**; **6**) zur Wiederherstellung eines Trägersignals, umfassend:
einen Grob-AFC-Abschnitt (**4**) zum Wiederherstellen eines grob gesteuerten Trägersignals eines Empfangssignals und Quadraturdemodulieren des Empfangssignals, um ein I-Basisband-Signal und ein Q-Basisband-Signal zu erhalten; und
einen Fein-AFC-Abschnitt (**5**), der einen AFC-Schaltkreis (**31**; **32**) nach einem der Ansprüche 1, 2 und 3 einschließt, um darin das grob gesteuerte Trägersignal und die I- und Q-Basisband-Signale als die Eingangssignale einzugeben, damit die Frequenzdifferenz zwischen dem grobgesteuerten Trägersignal und den I- und Q-Basisband-Signalen auf Null gestellt wird und somit ein fein gesteuertes Trägersignal wieder hergestellt wird.

5. Träger-Rückgewinnungsschaltkreis (**4**; **5**; **6**) nach Anspruch 4, weiterhin umfassend:
einen APC-Abschnitt (**6**), der eine Einrichtung (**22**) zum Berechnen eines Arkustangens zwischen einer Amplitude eines BPSK-Signals in jedem Block des von dem Fein-AFC-Abschnitt (**5**) ausgegebenen I-Basisband-Signals und einer Amplitude eines BPSK-Signals auf jedem Block des von dem Fein-AFC-Abschnitt (**5**) ausgegebenen Q-Basisband-Signals umfasst, und eine Einrichtung (**21**) zum weiteren Drehen der Phasen der I- und Q-Basisband-Signale gemäß dem Arkustangens umfasst, um die Phasendifferenz zwischen dem fein gesteuerten Träger und den I- und Q-Basisband-Signalen auf Null zu stellen.

6. Empfangsgerät (**1**), umfassend:
einen Empfangsabschnitt (**2**) zum Empfangen eines digital modulierten Signals, versehen mit einer Referenzsignalperiode oder einer digitalen Modulationsperiode mit verringerter Anzahl von Konstellationspunkten, um eine Phasendifferenz zwischen dem digital modulierten Signal und einem wiederhergestellten Trägersignal zu beobachten;
den Träger-Rückgewinnungsschaltkreis (**4**, **5**, **6**) nach Anspruch 4 oder 5; und einen Dekodierabschnitt zum Dekodieren des I-Basisband-Signals und des Q-Basisband-Signals, die vom den Träger-Rückgewinnungsschaltkreis ausgegeben werden.

7. Träger-Rückgewinnungsverfahren zum Wiederherstellen eines Trägersignals, umfassend die Schritte:
Wiederherstellen eines grob gesteuerten Trägersignals eines Empfangssignals;
Quadratur-Demodulieren (**8**) des Empfangssignals, um ein I-Basisband-Signal und ein Q-Basisband-Signal zu erhalten; und
Erkennen einer Phasendifferenz zwischen dem wie-

derhergestellten grob gesteuerten Trägersignal und den I- und Q-Basisband-Signalen;
gekennzeichnet durch
Berechnen (**35**, **36**; **41**, **42**) eines Autokorrelationskoeffizienten einer zeitlich variierenden Wellenform der Phasendifferenz; und
Drehen der Phasen (**38**, **34**; **44**, **40**) eines der I- und Q-Basisband-Signale gemäß einer periodischen Wellenform, die in einer Wellenform eines im Berechnungsschritt erhaltenen Signals des Autokorrelationskoeffizienten erscheint, um die Frequenzdifferenz zwischen dem wiederhergestellten Trägersignal und den I- und Q-Basisband-Signalen auf Null zu stellen.

8. Träger-Rückgewinnungsverfahren nach Anspruch 7, gekennzeichnet durch
Zählen (**38**) einer Anzahl von Spitzen in der Wellenform des Signals des durch den Berechnungsschritt erhaltenen Autokorrelationskoeffizienten; und
Drehen (**34**) der Phasen der I- und Q-Basisband-Signale gemäß dem Zählergebnis beim Schritt des Drehens.

9. Träger-Rückgewinnungsverfahren nach Anspruch 7, gekennzeichnet durch
Erhalten (**44**) einer Durchschnittsperiode der periodischen Wellenform, die in der Wellenform des Signals des in dem Berechnungsschritt erhaltenen Autokorrelationskoeffizienten erscheint; und
Drehen (**40**) der Phasen der I- und Q-Basisband-Signale gemäß der Durchschnittsperiode beim Schritt des Drehens.

Es folgen 11 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG. 1

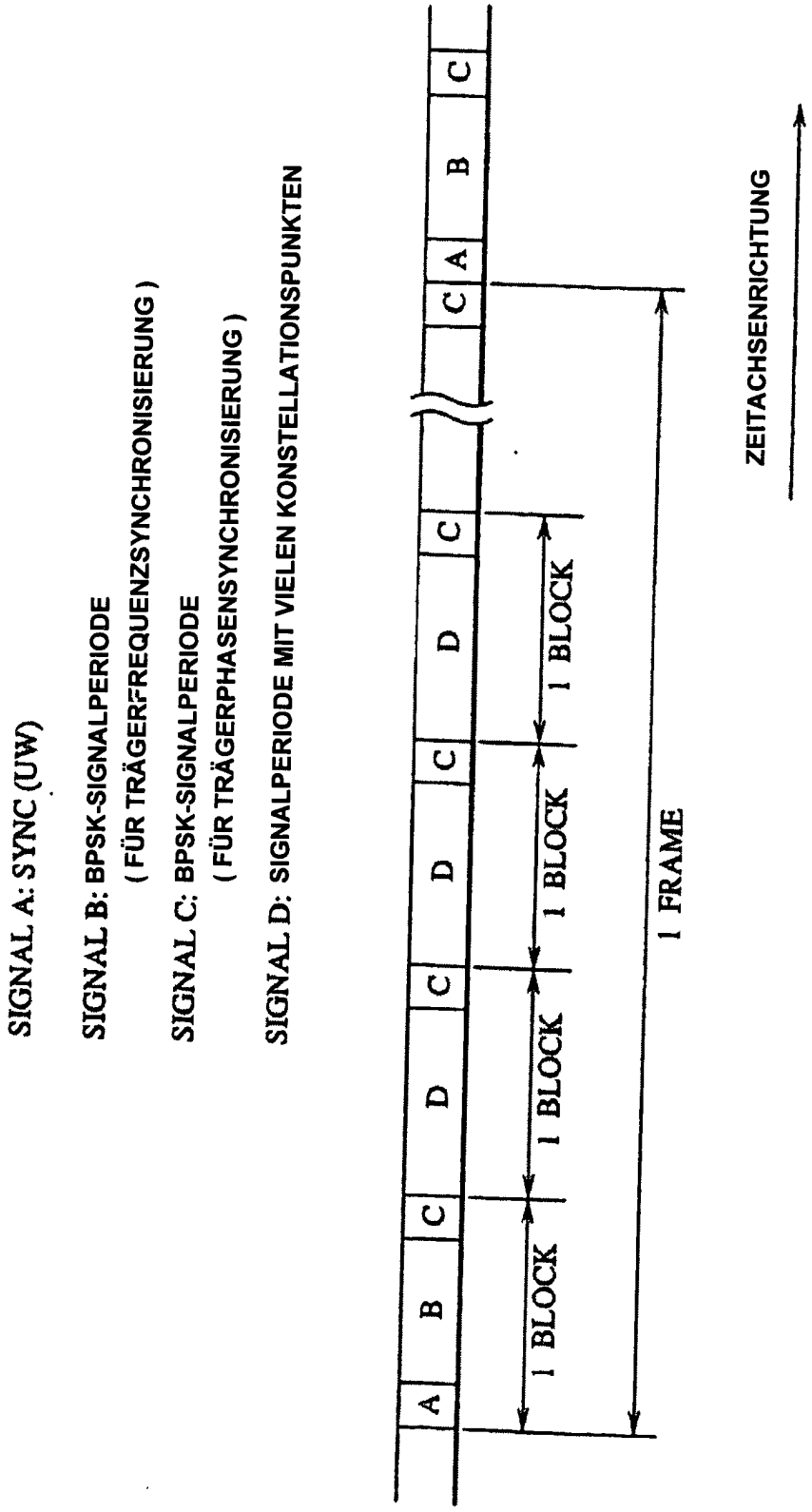


FIG.2

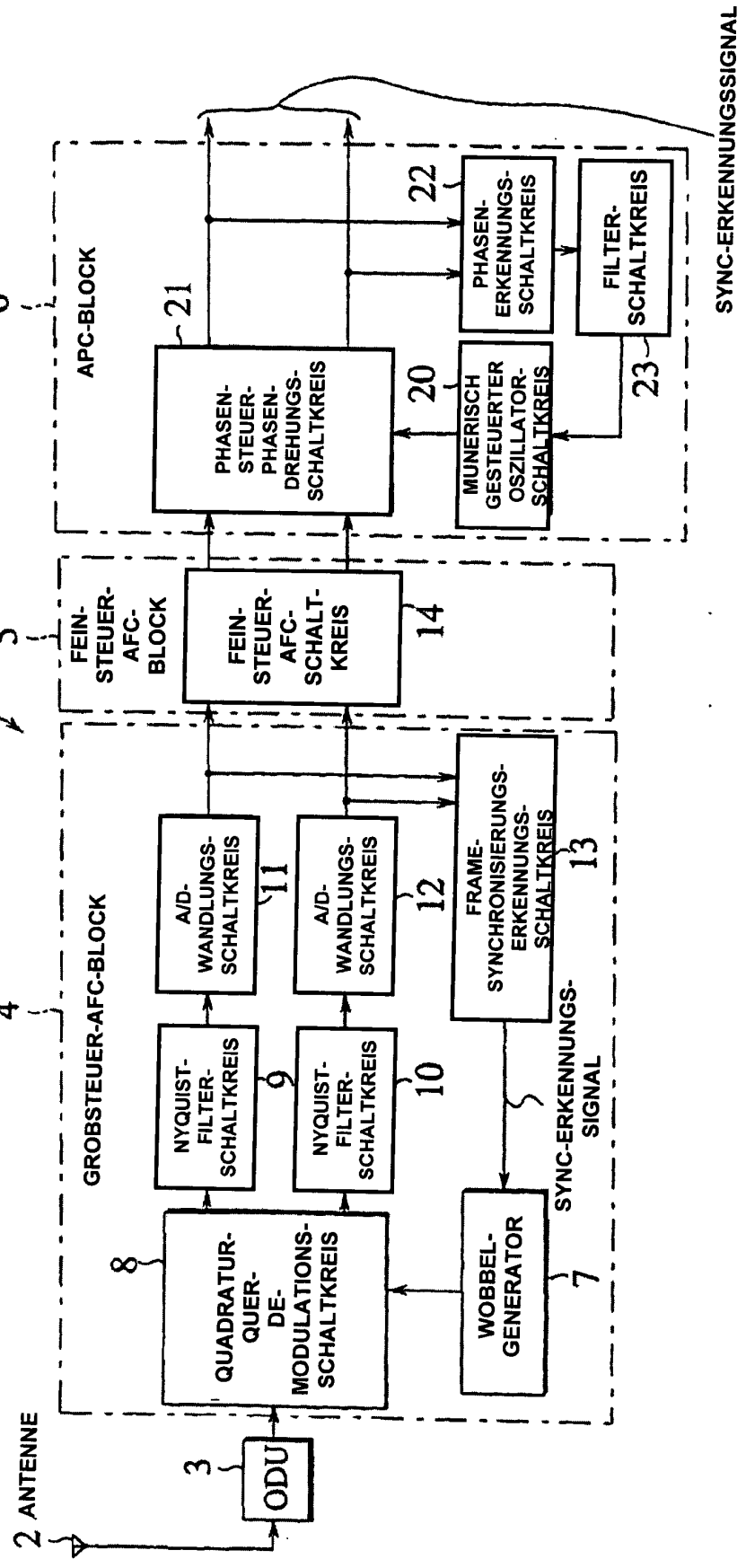

1 EMPFÄNGERSCHALTKREIS
2 ANTENNE
3
ODU
4
GROBSTEUER-AFC-BLOCK
5
FEIN-STEUER-AFC-BLOCK
6
APC-BLOCK
7
WOBBEL-GENERATOR
8
QUADRATUR-QUER-DE-MODULATIONS-SCHALTKREIS
9
NYQUIST-FILTER-SCHALTKREIS
10
NYQUIST-FILTER-SCHALTKREIS
11
A/D-WANDLUNGS-SCHALTKREIS
12
A/D-WANDLUNGS-SCHALTKREIS
13
FRAME-SYNCHRONISIERUNGS-ERKENNUNGS-SCHALTKREIS
14
FEIN-STEUER-AFC-SCHALT-KREIS
20
MUNERISCH GESTEUERTER OSZILLATOR-SCHALTKREIS
21
PHASEN-STEUER-PHASEN-DREHUNGS-SCHALTKREIS
22
PHASEN-ERKENNUNGS-SCHALTKREIS
23
FILTER-SCHALTKREIS
SYNC-ERKENNUNGS-SIGNAL
SYNC-ERKENNUNGSSIGNAL

FIG.3

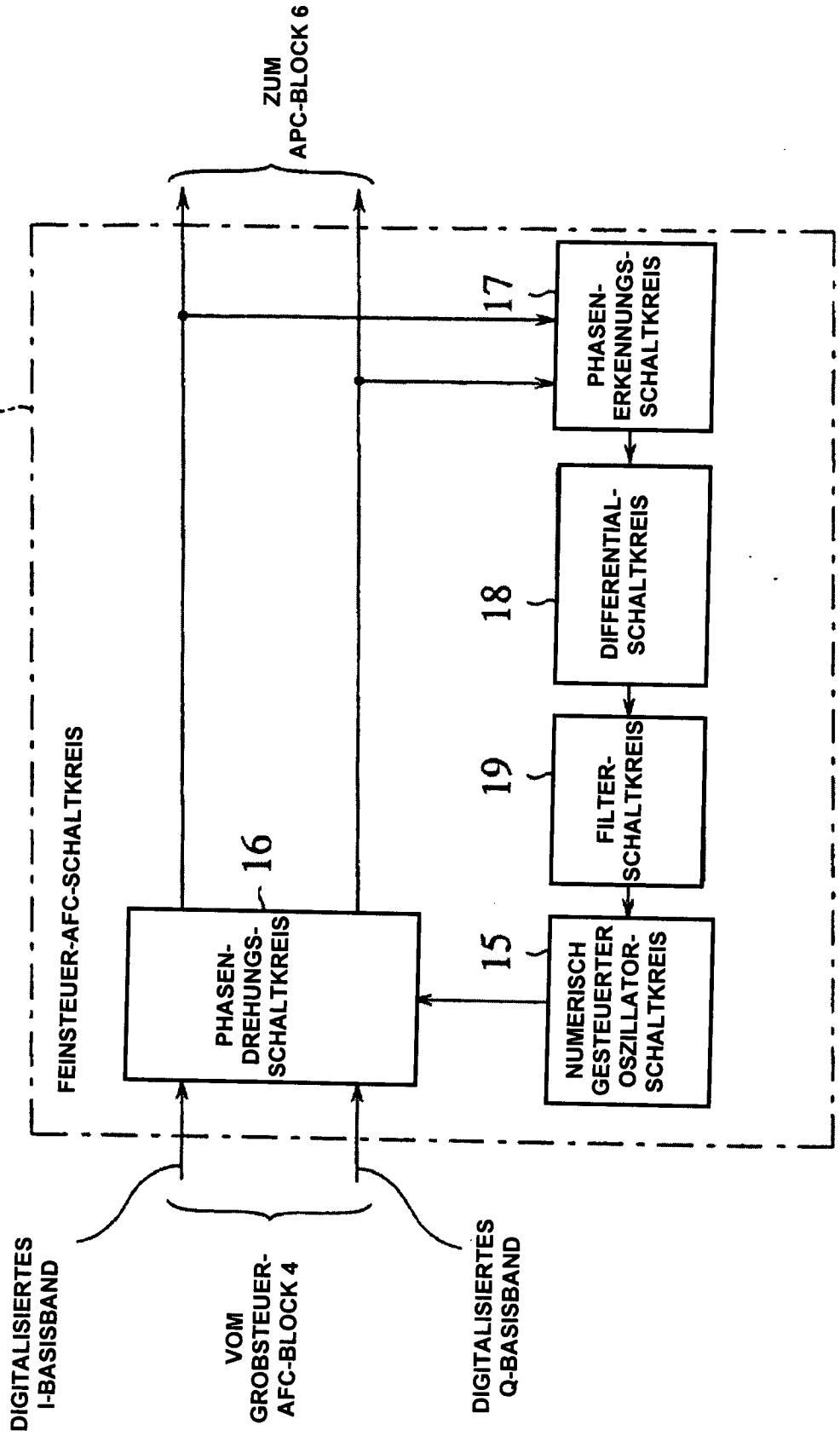

14
FEINSTEUER-AFC-SCHALTKREIS
ZUM APC-BLOCK 6
PHASEN-ERKENNUNGS-SCHALTKREIS
17
DIFFERENTIAL-SCHALTKREIS
18
FILTER-SCHALTKREIS
19
NUMERISCH GESTEUERTER OSZILLATOR-SCHALTKREIS
15
PHASEN-DREHUNGS-SCHALTKREIS
16
DIGITALISIERTES I-BASISBAND
VOM GROBSTEUER-AFC-BLOCK 4
DIGITALISIERTES Q-BASISBAND

FIG.4

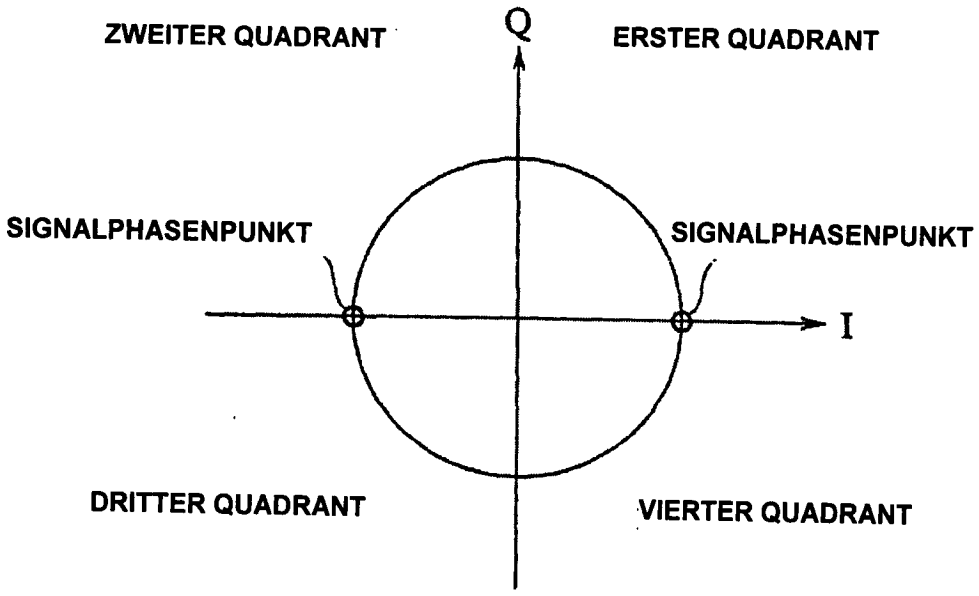

ZWEITER QUADRANT
Q
ERSTER QUADRANT
SIGNALPHASENPUNKT
SIGNALPHASENPUNKT
I
DRITTER QUADRANT
VIERTER QUADRANT

FIG.5

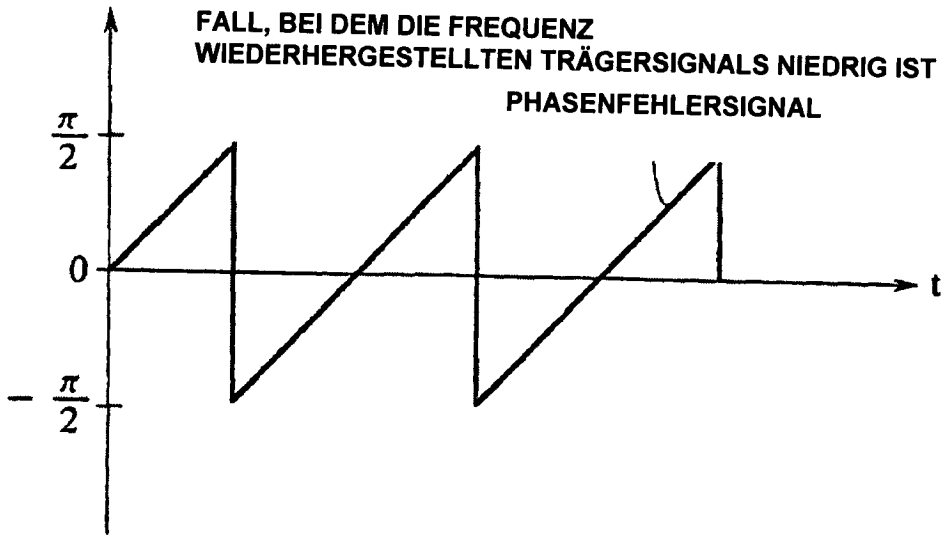

FALL, BEI DEM DIE FREQUENZ
WIEDERHERGESTELLTEN TRÄGERSIGNALS NIEDRIG IST
PHASENFEHLERSIGNAL
π/2
0
−π/2
t

FIG.6

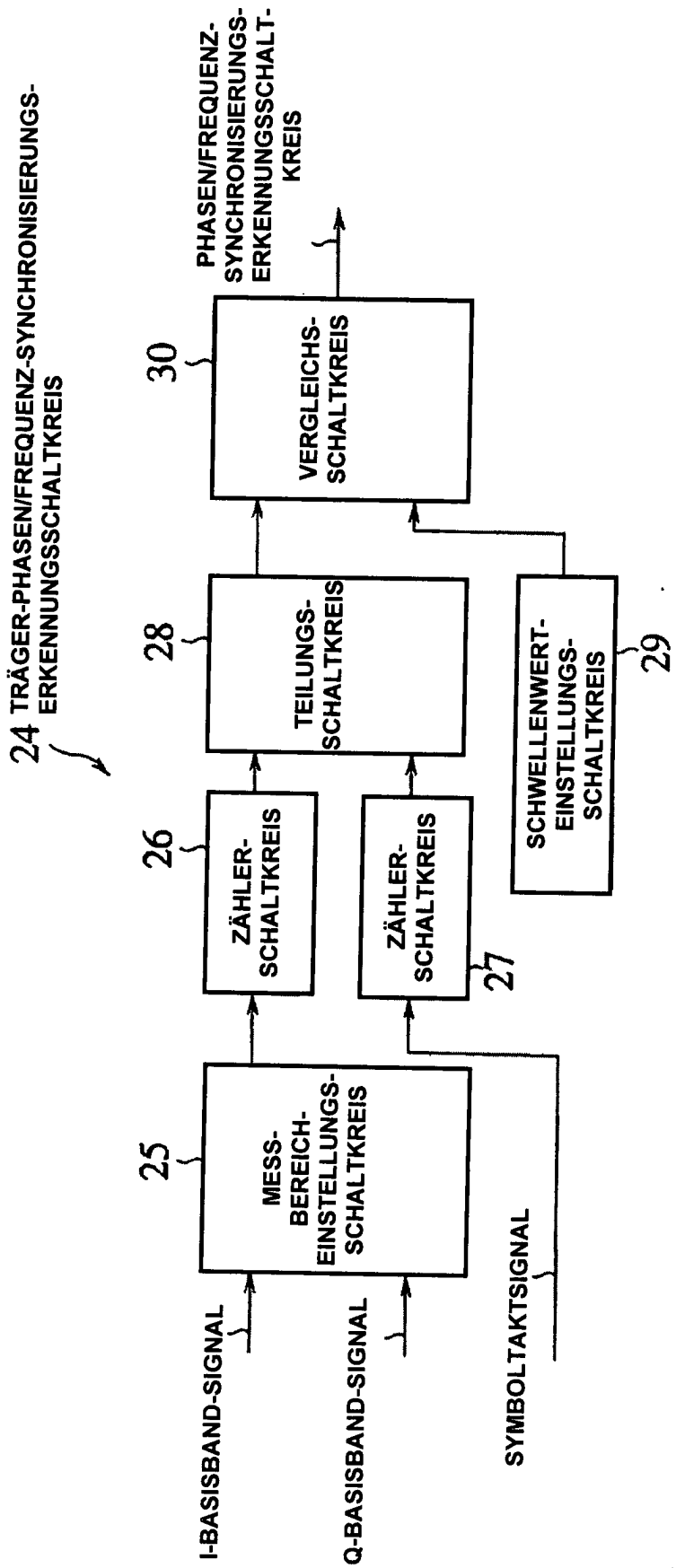

24 TRÄGER-PHASEN/FREQUENZ-SYNCHRONISIERUNGS-ERKENNUNGSSCHALTKREIS
PHASEN/FREQUENZ-SYNCHRONISIERUNGS-ERKENNUNGSSCHALT-KREIS
30
VERGLEICHS-SCHALTKREIS
28
TEILUNGS-SCHALTKREIS
29
SCHWELLENWERT-EINSTELLUNGS-SCHALTKREIS
26
ZÄHLER-SCHALTKREIS
27
ZÄHLER-SCHALTKREIS
25
MESS-BEREICH-EINSTELLUNGS-SCHALTKREIS
I-BASISBAND-SIGNAL
Q-BASISBAND-SIGNAL
SYMBOLTAKTSIGNAL

FIG.7

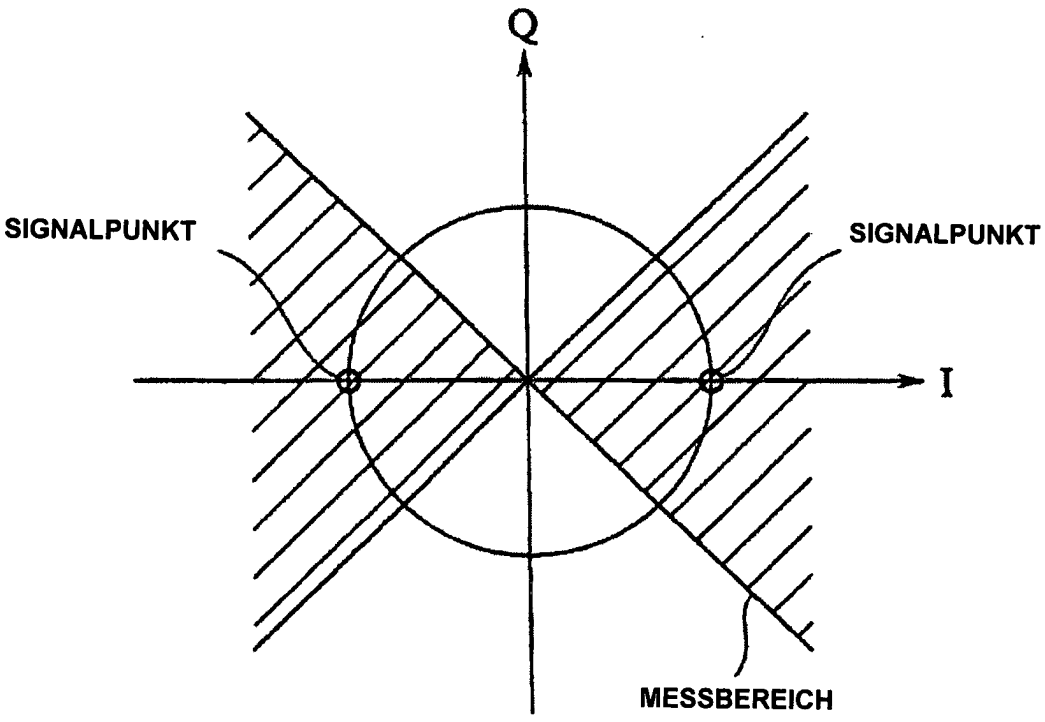


FIG.8

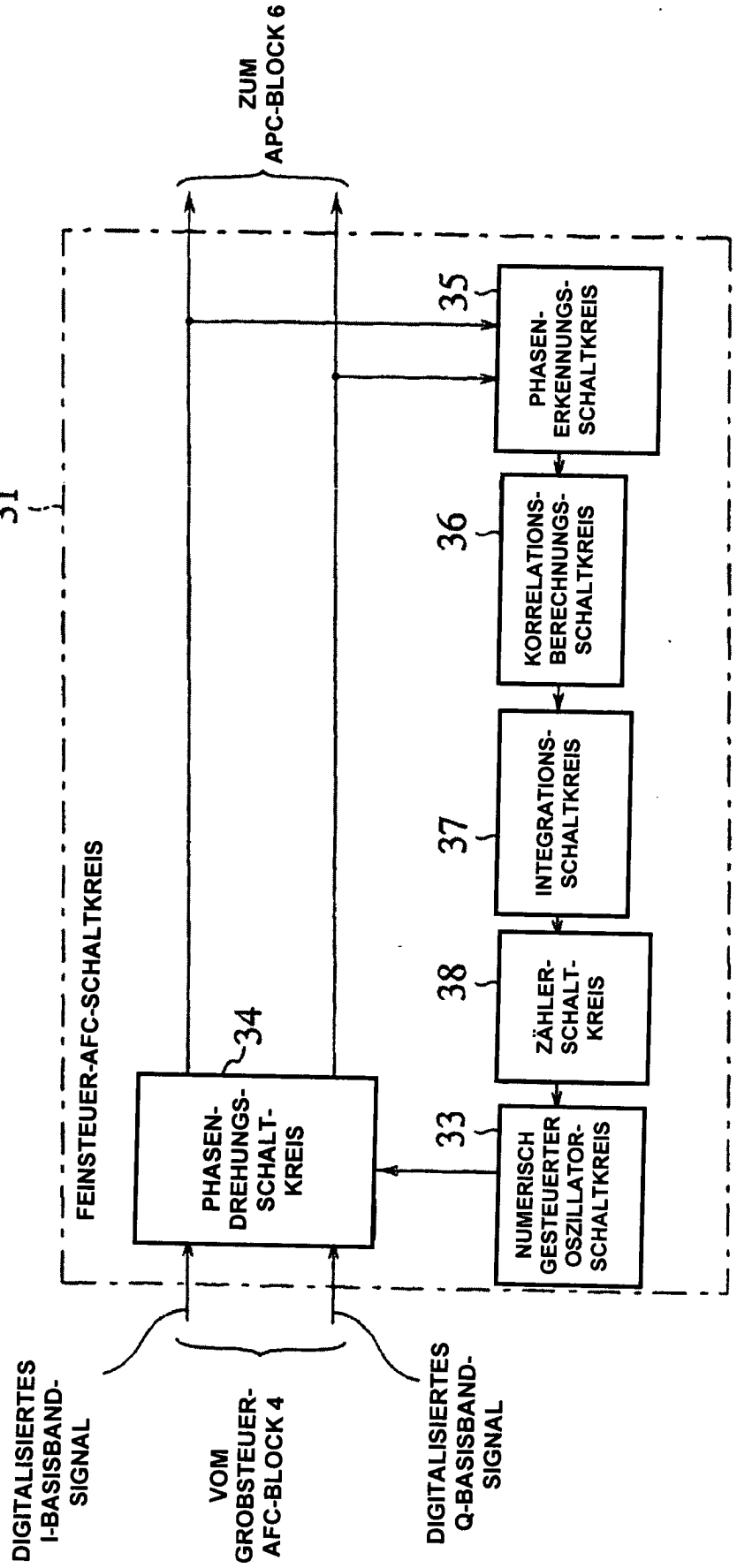

ZUM APC-BLOCK 6
31
FEINSTEUER-AFC-SCHALTKREIS
35
PHASEN-ERKENNUNGS-SCHALTKREIS
36
KORRELATIONS-BERECHNUNGS-SCHALTKREIS
37
INTEGRATIONS-SCHALTKREIS
38
ZÄHLER-SCHALT-KREIS
34
PHASEN-DREHUNGS-SCHALT-KREIS
33
NUMERISCH GESTEUERTER OSZILLATOR-SCHALTKREIS
DIGITALISIERTES I-BASISBAND-SIGNAL
VOM GROBSTEUER-AFC-BLOCK 4
DIGITALISIERTES Q-BASISBAND-SIGNAL

FIG.9

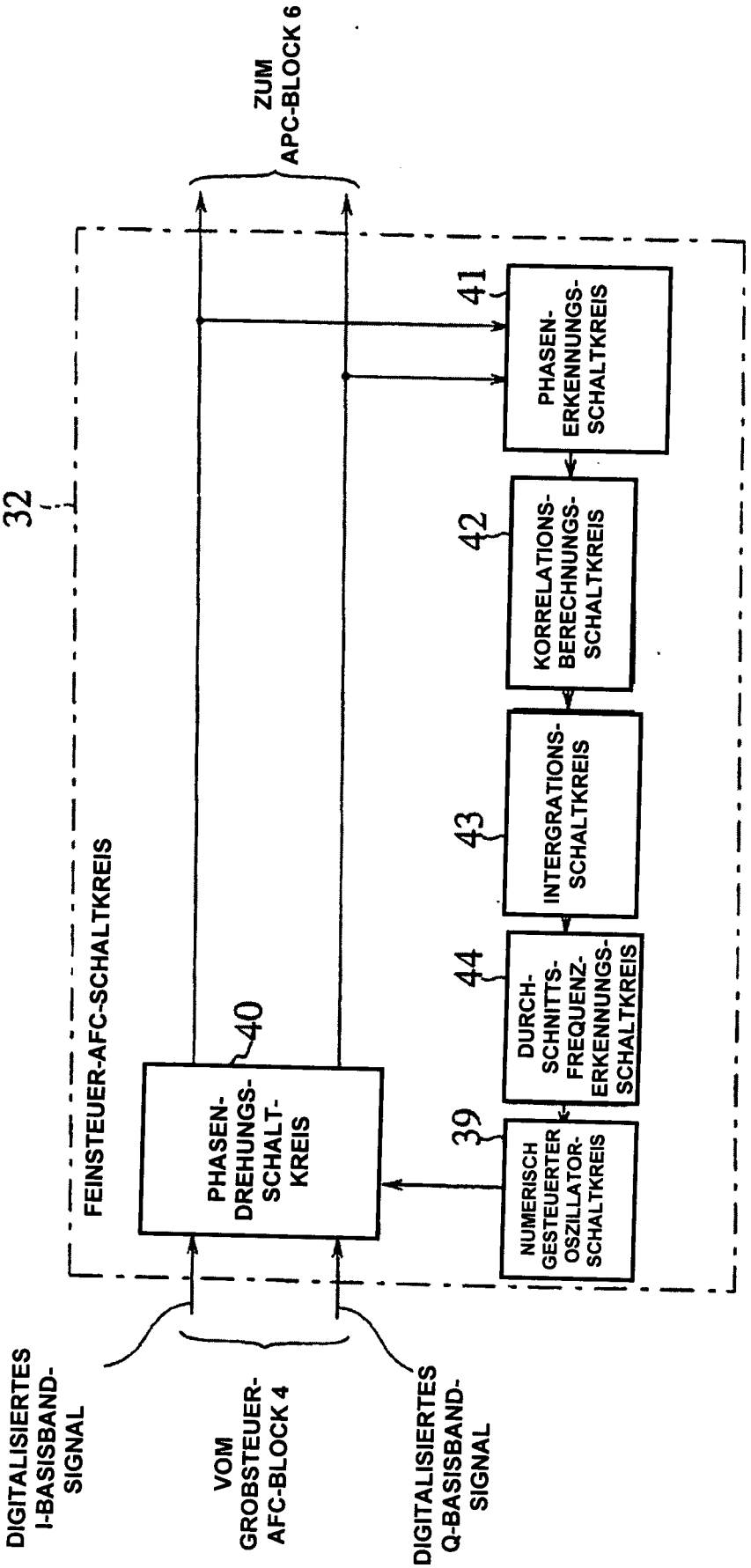

ZUM APC-BLOCK 6
32
FEINSTEUER-AFC-SCHALTKREIS
41
PHASEN-ERKENNUNGS-SCHALTKREIS
42
KORRELATIONS-BERECHNUNGS-SCHALTKREIS
43
INTERGRATIONS-SCHALTKREIS
44
DURCH-SCHNITTS-FREQUENZ-ERKENNUNGS-SCHALTKREIS
39
NUMERISCH GESTEUERTER OSZILLATOR-SCHALTKREIS
40
PHASEN-DREHUNGS-SCHALT-KREIS
DIGITALISIERTES I-BASISBAND-SIGNAL
VOM GROBSTEUER-AFC-BLOCK 4
DIGITALISIERTES Q-BASISBAND-SIGNAL

FIG.10A

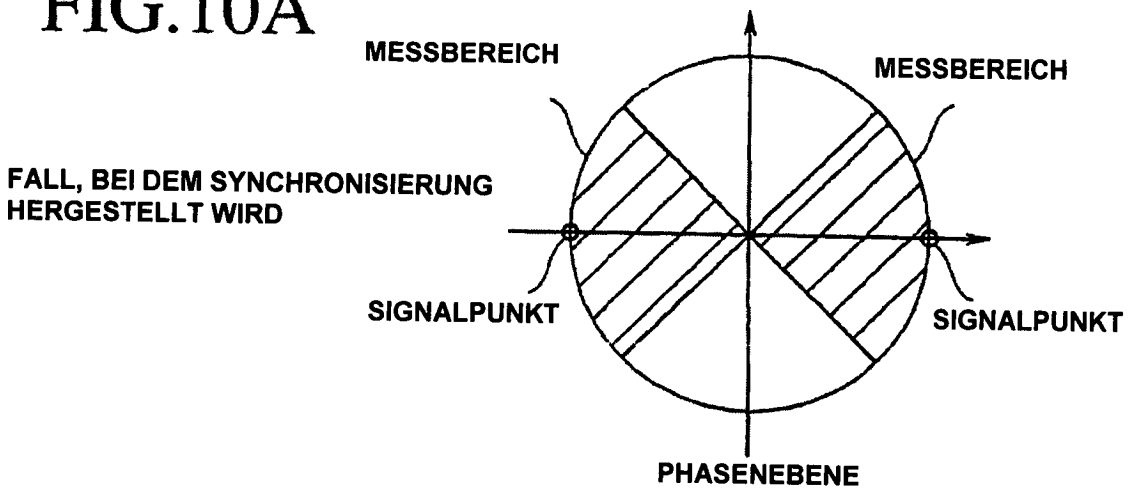


FIG.10B

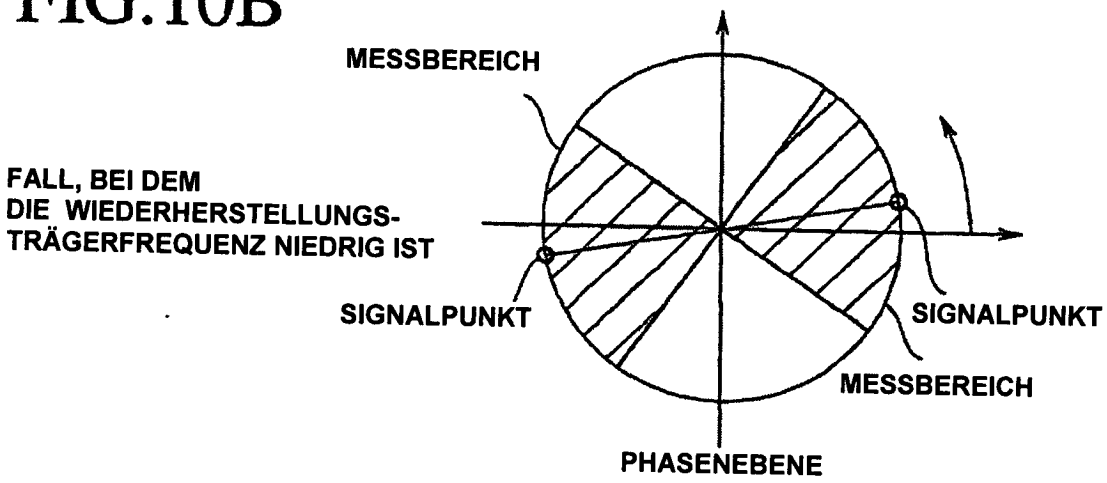


FIG.10C

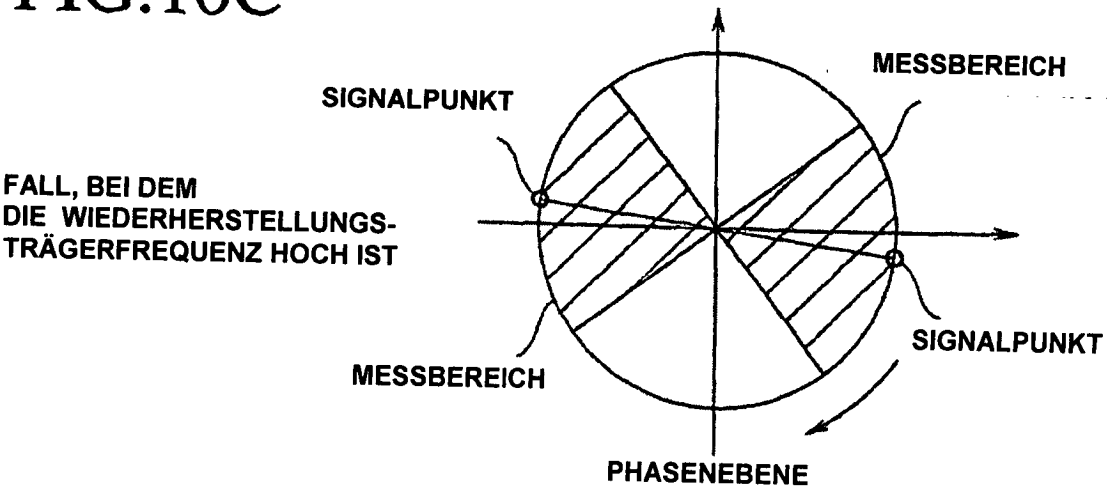


FIG.11

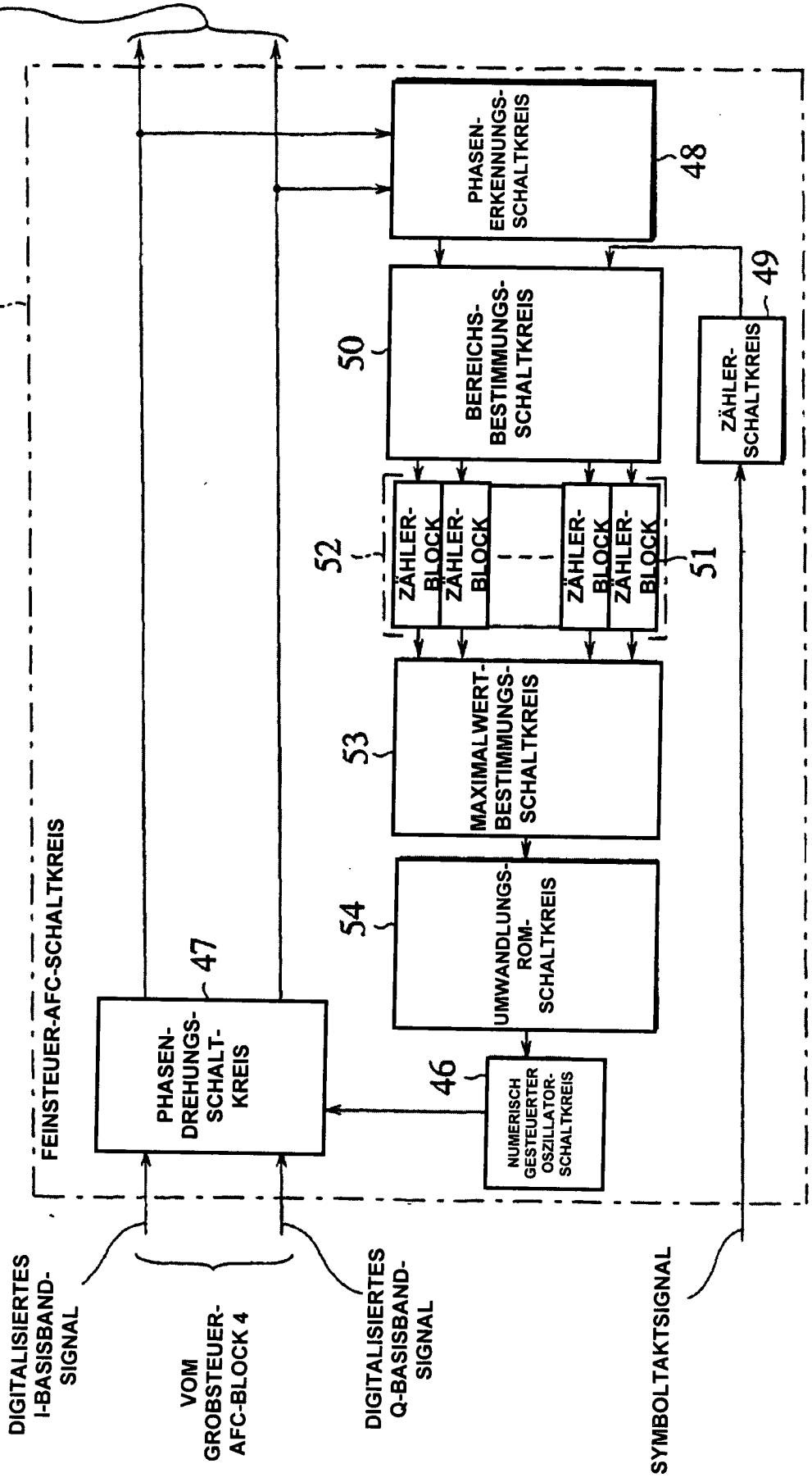
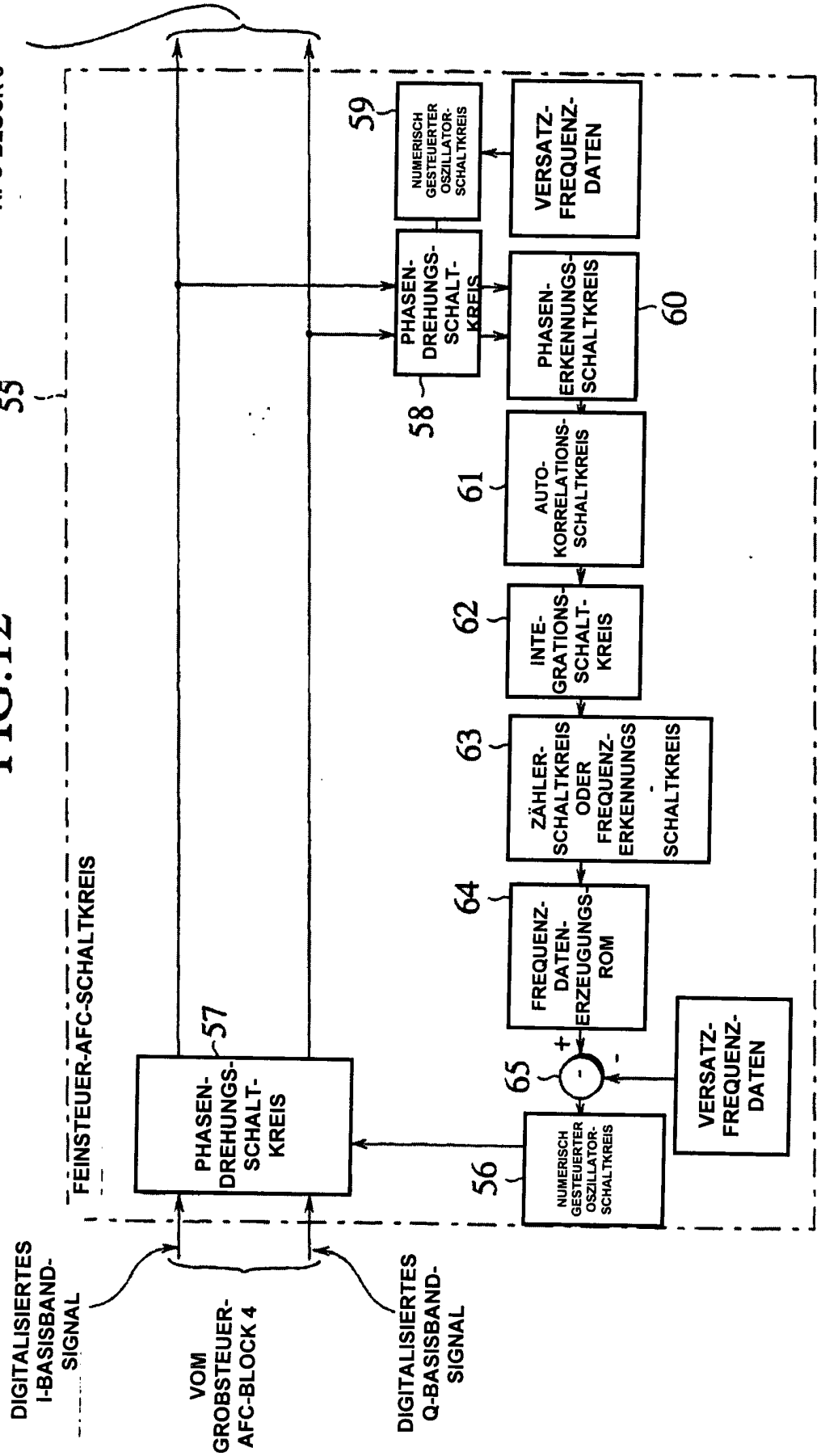

ZUM APC-BLOCK 6
45
FEINSTEUER-AFC-SCHALTKREIS
PHASEN-ERKENNUNGS-SCHALTKREIS
48
BEREICHS-BESTIMMUNGS-SCHALTKREIS
50
ZÄHLER-SCHALTKREIS
49
ZÄHLER-BLOCK
ZÄHLER-BLOCK
ZÄHLER-BLOCK
ZÄHLER-BLOCK
52
51
MAXIMALWERT-BESTIMMUNGS-SCHALTKREIS
53
UMWANDLUNGS-ROM-SCHALTKREIS
54
PHASEN-DREHUNGS-SCHALT-KREIS
47
NUMERISCH GESTEUERTER OSZILLATOR-SCHALTKREIS
46
DIGITALISIERTES I-BASISBAND-SIGNAL
VOM GROBSTEUER-AFC-BLOCK 4
DIGITALISIERTES Q-BASISBAND-SIGNAL
SYMBOLTAKTSIGNAL

FIG.12


ZUM APC-BLOCK 6
55
FEINSTEUER-AFC-SCHALTKREIS
59
NUMERISCH GESTEUERTER OSZILLATOR-SCHALTKREIS
VERSATZ-FREQUENZ-DATEN
PHASEN-DREHUNGS-SCHALT-KREIS
58
PHASEN-ERKENNUNGS-SCHALTKREIS
60
61
AUTO-KORRELATIONS-SCHALTKREIS
62
INTE-GRATIONS-SCHALT-KREIS
63
ZÄHLER-SCHALTKREIS ODER FREQUENZ-ERKENNUNGS-SCHALTKREIS
64
FREQUENZ-DATEN-ERZEUGUNGS-ROM
65
+
-
-
VERSATZ-FREQUENZ-DATEN
57
PHASEN-DREHUNGS-SCHALT-KREIS
56
NUMERISCH GESTEUERTER OSZILLATOR-SCHALTKREIS
DIGITALISIERTES I-BASISBAND-SIGNAL
VOM GROBSTEUER-AFC-BLOCK 4
DIGITALISIERTES Q-BASISBAND-SIGNAL