



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 696 34 390 T2** 2006.03.23

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 213 854 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **696 34 390.8**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **02 005 244.5**

(96) Europäischer Anmeldetag: **27.06.1996**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **12.06.2002**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **23.02.2005**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **23.03.2006**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **H04B 7/005** (2006.01)

**H04Q 7/36** (2006.01)

**H04B 1/707** (2006.01)

**H04Q 7/38** (2006.01)

(30) Unionspriorität:

**775 P                      30.06.1995      US**

(73) Patentinhaber:

**Interdigital Technology Corp., Wilmington, Del.,  
US**

(74) Vertreter:

**FROHWITTER Patent- und Rechtsanwälte, 81679  
München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LI,  
LU, MC, NL, PT, SE**

(72) Erfinder:

**Lomp, Gary R., Centerport, New York 11721, US;  
Kowalski, John, Camas, US; Ozluturk, Fatih M.,  
Port Washington, New York 11050, US; Silverberg,  
Avi, Commack, US; Regis, Robert T., Huntington,  
New York 11743, US; Luddy, Michael, Bayville, US;  
Marra, Alexander, New York, New York 10956, US;  
Jacques, Alexander, Mineola, New York 11501, US**

(54) Bezeichnung: **Kodemultiplexvielfachzugriffsnachrichtenübertragungssystem**

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

### Hintergrund der Erfindung

**[0001]** Die vorliegende Erfindung bezieht sich allgemein auf das Gebiet der Codemultiplex-Vielfachzugriffs-(CDMA)-Kommunikation, die auch als Spreizspektrums-Kommunikation bekannt ist. Insbesondere bezieht sich die Erfindung auf ein System und ein Verfahren zum Vorsehen eines Hochkapazitäts-CDMA-Kommunikationssystems, das einen oder mehrere simultane Benutzer-Trägerkanäle über eine vorgegebene Hochfrequenz vorsieht, wodurch eine dynamische Zuteilung der Trägerkanalrate ermöglicht wird, während eine Mehrwegeinterferenz vermieden wird.

### Beschreibung des Standes der Technik

**[0002]** Das Liefern qualitativ hochwertiger Telekommunikationsdienste an Benutzergruppen, die als abgelegene klassifiziert werden, wie zum Beispiel ländliche Telefonsysteme und Telefonsysteme in unterentwickelten Ländern, hat sich in den vergangenen Jahren als eine Schwierigkeit herausgestellt. Dieser Bedarf wurde teilweise durch drahtlose Funkdienste, wie zum Beispiel stationäre oder mobile Frequenzmultiplex-(FDM), Frequenzmultiplex-Vielfachzugriff-(FDMA)-, Zeitmultiplex-(TDM)-, Zeitmultiplex-Vielfachzugriffs-(TDMA)-Systeme, kombinierte Frequenz- und Zeitteilungssysteme (FD/TDMA) und andere landgestützte mobile Funkssysteme gedeckt. Normalerweise treffen diese abgelegenen Dienste auf mehr potentielle Benutzer, als durch ihre Frequenz- oder Spektralbandbreitenkapazität gleichzeitig unterstützt werden können.

**[0003]** Auf diese Einschränkungen eingehend haben die jüngsten Fortschritte auf dem Gebiet der Funkkommunikation Spreizspektrums-Modulationsverfahren zum Liefern simultaner Kommunikationen durch mehrere Benutzer verwendet. Bei der Spreizspektrums-Modulation wird ein Informationssignal mit einem Spreizcodesignal moduliert; dabei wird das Spreizcodesignal durch einen Codegenerator erzeugt, wobei der Zeitraum  $T_c$  des Spreizcodes wesentlich geringer als der Zeitraum des Informationsdatenbits oder -symbolsignals ist. Der Code kann die Trägerfrequenz modulieren, auf der die Information gesendet wurde, was Frequenzsprungspreizung genannt wird, oder kann das Signal direkt modulieren, indem der Spreizcode mit dem Informationsdatensignal multipliziert wird, was Direktsequenzspreizung (DS) genannt wird. Bei der Spreizspektrumsmodulation wird ein Signal mit einer Bandbreite erzeugt, die wesentlich größer ist als die zum Übertragen des Informationssignals erforderliche Bandbreite. Ein synchroner Empfang und ein Entspreizen des Signals beim Empfänger stellt die ursprüngliche Information wieder her. Ein Synchrondemodulator im Empfänger verwendet ein Referenzsignal zum Synchronisieren der Entspreizungsschaltungen mit dem Eingabe-Spreizspektrums-Modulationssignal zum Wiederherstellen des Träger- und Informationssignals. Das Referenzsignal kann ein Spreizcode sein, der nicht durch ein Informationssignal moduliert wird.

**[0004]** Die Spreizspektrumsmodulation in Funknetzen bietet viele Vorteile, weil viele Benutzer das gleiche Frequenzband nutzen können, während der jeweilige Empfänger des Benutzers eine minimale Interferenz erfährt. Außerdem verringert die Spreizspektrumsmodulation die Auswirkungen anderer Interferenzquellen. Zusätzlich können die synchronen Spreizspektrumsmodulations- und -Demodulationsverfahren durch das Vorsehen mehrerer Nachrichtenkanäle für einen einzigen Benutzer erweitert werden, wobei jedes mit einem anderen Spreizcode gespreizt wird, während jedoch immer noch ein einziges Referenzsignal an den Benutzer gesendet wird.

**[0005]** Ein Bereich, in dem Spreizspektrumsverfahren verwendet werden, ist das Gebiet mobiler zellulärer Kommunikation zum Liefern persönlicher Kommunikationsdienste (PCS). Solche Systeme unterstützen wünschenswerterweise große Anzahlen von Benutzern, steuern Doppler-Verschiebung und Schwund, und liefern Hochgeschwindigkeits-Digital-Datensignale mit niedrigen Bitfehlerraten. Diese Systeme verwenden eine Gruppe um  $90^\circ$  zueinander phasenverschobener oder quasi-orthogonaler Spreizcodes, wobei eine Pilot-Spreizcodesequenz mit der Gruppe von Codes synchronisiert ist. Jedem Benutzer wird einer der Spreizcodes als eine Spreizfunktion zugeordnet. Die Probleme bei solchen Systemen sind die folgenden: die Unterstützung einer großen Anzahl von Nutzern mit den um  $90^\circ$  zueinander phasenverschobenen Codes, das Bewältigen verringerter Leistung, die den abgelegenen Einheiten zur Verfügung steht, und die Bewältigung von Mehrwegeschwundeffekten. Die Lösungen solcher Probleme sind unter anderem die Verwendung von Antennen mit elektronischer Strahlsteuerung (phased-array antennas) zum Erzeugen einer Vielzahl steuerbarer Strahlen, die Verwendung sehr langer orthogonaler oder quasi-orthogonaler Codesequenzen. Diese Sequenzen können durch eine zyklische Verschiebung des Codes, der mit einer zentralen Referenz synchronisiert ist, und durch eine Diversitätskombination von Mehrwegesignalen wieder verwendet werden.

**[0006]** Die Probleme der bekannten Systeme konzentrieren sich auf den zuverlässigen Empfang und die Synchronisation der Empfänger-Entspreizungsschaltungen mit dem empfangenen Signal. Das Vorhandensein eines Mehrwegeschwunds ruft ein spezifisches Problem bei Spreizspektrumempfängern dahingehend hervor, dass ein Empfänger irgendwie die Mehrwegekomponenten nachverfolgen muss, um eine Codephasensynchronisation der Entspreizungseinrichtungen des Empfängers mit dem Eingangssignal aufrecht zu erhalten. Bekannte Empfänger verfolgen allgemein nur ein oder zwei der Mehrwegesignale nach, jedoch ist dieses Verfahren nicht zufriedenstellend, weil eine Kombination der Gruppe von Niederleistungs-Mehrwegesignalkomponenten tatsächlich viel mehr Leistung enthalten kann, als die ein oder zwei stärksten Mehrwegekomponenten. Die bekannten Empfänger verfolgen die stärksten Komponenten und kombinieren sie, um eine vorbestimmte Bitfehlerrate (BER) des Empfängers beizubehalten. Ein solcher Empfänger ist zum Beispiel im US-Patent Nr. 5,109,390 mit dem Titel "DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" ("Diversitätsempfänger in einem zellularen CDMA-Telefonsystem") von Gilhousen et al. beschrieben. Ein Empfänger, der alle Mehrwegekomponenten kombiniert, ist jedoch zum Beibehalten der erwünschten Bitfehlerrate mit einer Signalleistung fähig, die niedriger als diejenige bekannter Systeme ist, weil dem Empfänger eine größere Signalleistung zur Verfügung steht. Es besteht daher ein Bedarf nach einem Spreizspektrums-, Kommunikationssystem, das einen Empfänger einsetzt, der im Wesentlichen alle Mehrwegesignalkomponenten nachverfolgt, so dass im Wesentlichen alle Mehrwegesignale im Empfänger kombiniert werden können und daher die erforderliche Sendeleistung des Signals für eine vorgegebene Bitfehlerrate verringert werden kann.

**[0007]** Ein weiteres Problem bei Vielfachzugriffs-Spreizspektrumskommunikationssystemen ist die Notwendigkeit der Verringerung der Gesamtsendeleistung von Benutzern im System, da es sein kann, dass den Benutzern nur eine begrenzte Leistung zur Verfügung steht. Ein damit zusammenhängendes Problem, was eine Leistungssteuerung in Spreizspektrumssystemen notwendig macht, hängt mit der inhärenten Eigenschaft von Spreizspektrumssystemen zusammen, dass das Spreizspektrumsignal eines Benutzers vom Empfänger eines anderen Benutzers als Rauschen mit einem bestimmten Leistungspegel empfangen wird. Folglich können mit einem hohen Signalleistungspegel sendende Benutzer den Empfang anderer Benutzer stören. Wenn sich außerdem ein Benutzer im Verhältnis zum geographischen Standort eines anderen Benutzers bewegt, so machen es Signalschwund und -verzerrung notwendig, dass die Benutzer ihren Sendeleistungspegel anpassen, um eine bestimmte Signalqualität beizubehalten. Gleichzeitig sollte das System die Leistung, welche die Basisstation von allen Benutzern empfängt, auf einem relativ konstanten Pegel halten. Schließlich sollte, weil es bei dem Spreizspektrumssystem möglich ist, dass es mehr entfernte Benutzer hat, als gleichzeitig unterstützt werden können, das Leistungssteuerungssystem auch ein Kapazitätsverwaltungsverfahren anwenden, das zusätzlich Benutzer abweist, wenn ein maximaler Systemleistungspegel erreicht wurde.

**[0008]** Bekannte Spreizspektrumssysteme haben eine Basisstation eingesetzt, die ein empfangendes Signal misst und ein Leistungsanpassungssteuerungs-(adaptive power control/APC)-Signal an die entfernten Benutzer sendet. Entfernte Benutzer haben einen Sender mit einer Schaltung zur automatischen Verstärkungssteuerung (automatic gain control/AGC), die auf das APC-Signal anspricht. In solchen Systemen überwacht die Basisstation die Gesamtsystemleistung oder die vom jeweiligen Benutzer empfangene Leistung und setzt das APC-Signal entsprechend. Die Leistung dieses ohne Rückkopplung arbeitenden Systems kann durch das zusätzliche Vorsehen einer Messung der an der Basisstation gemessenen vom entfernten Benutzer empfangenen Leistung und durch das Senden eines APC-Signals zurück zur Basisstation zum Erzielen eines Leistungssteuerungsverfahrens mit Rückkopplung verbessert werden.

**[0009]** Diese Leistungssteuerungssysteme haben jedoch mehrere Nachteile. Zuerst muss die Basisstation einen komplexen Leistungssteuerungsalgorithmus ausführen, der die von der Basisstation zu bewältigende Verarbeitungsmenge erhöht. Zweitens erfährt das System tatsächlich verschiedene Typen der Leistungsveränderung: Veränderung der Rauschleistung, die durch die Veränderung der Anzahl von Benutzern verursacht wird, und Veränderungen der empfangenen Signalleistung eines bestimmten Trägerkanals. Diese Veränderungen treten mit unterschiedlicher Frequenz auf, so dass einfache Leistungssteuerungsalgorithmen dadurch optimiert werden können, dass sie nur einen der beiden Variationstypen ausgleichen. Schließlich haben diese Leistungsalgorithmen die Tendenz, die Gesamtsystemleistung auf einen relativ hohen Pegel hinaufzudrücken. Es besteht folglich ein Bedarf nach einem Spreizspektrum-Leistungssteuerungsverfahren, das schnell auf Veränderungen von Trägerkanal-Leistungspegeln reagiert, während gleichzeitig in Reaktion auf die Anzahl von Benutzern die Sendeleistung aller Benutzer angepasst wird. Außerdem besteht ein Bedarf nach einem verbesserten Spreizspektrums-Kommunikationssystem, das ein Leistungssteuerungssystem mit Rückkopplung verwendet, welches die Gesamtleistungsanforderungen des Systems minimiert, während eine genügende Bitfehlerrate bei den einzelnen entfernten Empfängern beibehalten wird. Zusätzlich sollte ein solches System den anfänglichen Sendeleistungspegel eines entfernten Benutzers steuern und die Gesamtsystemkapazität verwalten.

**[0010]** Spreizspektrums-Kommunikationssysteme sollten wünschenswerterweise große Anzahlen von Benutzern unterstützen, von denen jeder mindestens einen Kommunikationskanal hat. Zusätzlich sollte ein solches System eine Vielzahl generischer Informationskanäle bereitstellen, um Informationen an alle Benutzer auszusenden und um Benutzern den Zugang zum System zu ermöglichen. Unter Verwendung bekannter Spreizspektrumssysteme konnte dies nur dadurch bewerkstelligt werden, dass große Anzahlen von Spreizcodesequenzen erzeugt wurden.

**[0011]** Außerdem sollten Spreizspektrumssysteme Sequenzen verwenden, die um  $90^\circ$  phasenverschoben (orthogonal) oder fast orthogonal sind, um die Wahrscheinlichkeit zu verringern, dass ein Empfänger sich mit der falschen Spreizcodesequenz oder -phase synchronisiert. Das Erzeugen solcher großer Familien von Codesequenzen mit diesen Eigenschaften ist jedoch schwierig. Außerdem erfordert das Erzeugen großer Codefamilien ein Erzeugen von Sequenzen, die eine lange Periode vor einer Wiederholung aufweisen. Folglich wird die Zeit verlängert, die ein Empfänger zum Erreichen einer Synchronisation mit einer langen Sequenz benötigt. Bekannte Spreizcodegeneratoren kombinieren oft kürzere Sequenzen zum Erstellen längerer Sequenzen, doch kann es sein, dass solche Sequenzen nicht mehr genügend orthogonal sind. Es besteht daher ein Bedarf nach einem verbesserten Verfahren zum zuverlässigen Erzeugen großer Familien von Codesequenzen, die fast orthogonale Eigenschaften und lange Perioden vor einer Wiederholung aufweisen, die jedoch auch den Vorteil einer kurzen Codesequenz haben, welche die Zeit verkürzt, die der Empfänger zum Akquirieren und Synchronisieren mit der richtigen Codephase benötigt. Außerdem sollte das Codeerzeugungsverfahren eine Erzeugung von Codes mit einer beliebigen Periode erlauben, da die Spreizcodeperiode oft durch Parameter wie zum Beispiel die Datenrate oder Rahmengröße bestimmt wird.

**[0012]** Eine weitere wünschenswerte Eigenschaft von Spreizcodesequenzen ist, dass der Übergang des Benutzerdatenwerts an einem Übergang der Codesequenzwerte stattfindet. Da Daten typischerweise eine Periode haben, die durch  $2^N$  teilbar ist, erfordert eine solche Eigenschaft normalerweise, dass die Codesequenz eine gerade Länge von  $2^N$  hat. Wie auf diesem Gebiet jedoch bekannt ist, verwenden Codegenerationen allgemein Linear-Rückkopplungs-Schieberegister, die Codes einer Länge von  $2^N - 1$  erzeugen. Folglich sollte Spreizspektrum-Kommunikationssystem ebenfalls Spreizcodesequenzen einer geraden Länge erzeugen.

**[0013]** Schließlich sollte das Spreizspektrum-Kommunikationssystem zur Handhabung vieler unterschiedlicher Typen von Daten, wie zum Beispiel Fax-, Sprach-Bandbreiten-Daten und ISDN zusätzlich zum herkömmlichen Sprach-Verkehr fähig sein. Zum Erhöhen der unterstützten Anzahl von Benutzern verwenden viele Systeme Codierungsverfahren, wie zum Beispiel ADPCM zum Erzielen einer "Kompression" des digitalen Telefonsignals. Fax, ISDN und andere Daten haben es jedoch nötig, dass der Kanal ein leerer Kanal ist. Es besteht folglich ein Bedarf nach einem Spreizspektrums-Kommunikationssystem, das Kompressionsverfahren unterstützt, die ebenfalls dynamisch den Spreizspektrums-Trägerkanal zwischen einem codierten Kanal und einem leeren Kanal in Reaktion auf den Typ von Information modifizieren, der im Signal des Benutzers enthalten ist.

**[0014]** Das US Patent 5,245,629 beschreibt den Abgleich der Kapazitätsüberlastung in einem Spreizspektrum-Kommunikationssystem indem es erst den empfangenen Sendeleistungspegel oder signal-to-noise Pegel bestimmt, der dann mit einem Grenzbereich verglichen wird. Ist der Bereich größer als der Grenzbereich, wird die Umkehrübersetzung signal-to-noise dem System angepasst. Als Reaktion wird der Sendeleistungspegel des Teilnehmers angepasst und der empfangene Leistungspegel an der Basisstation zurück zum Grenzbereich gebracht.

#### Zusammenfassung der Erfindung

**[0015]** Die vorliegende Erfindung beruht auf einem Verfahren für die Kapazitätsverwaltung in einem Vielfachzugriffs-Spreizspektrums-Kommunikationssystem.

#### Kurzbeschreibung der Zeichnungen

**[0016]** [Fig. 1](#) ist ein Blockdiagramm eines Codemultiplex-Vielfachzugriffs-Kommunikationssystems nach der vorliegenden Erfindung.

**[0017]** [Fig. 2a](#) ist ein Blockdiagramm eines 36-Stufen-Linear-Schieberegisters, das zur Verwendung mit einem langen Spreizcode des erfindungsgemäßen Codegenerators geeignet ist.

**[0018]** [Fig. 2b](#) ist ein Blockdiagramm einer Schaltung, die den Vorwärtsregelungsbetrieb des Codegenerators veranschaulicht.

- [0019] [Fig. 2c](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften Codegenerators der vorliegenden Erfindung mit einer Schaltung zum Erzeugen von Spreizcodesequenzen aus den langen Spreizcodes und den kurzen Spreizcodes.
- [0020] [Fig. 2d](#) ist eine alternative Ausführungsform der Codegeneratorschaltung mit Verzögerungselementen zum Ausgleichen von elektrischen Schaltungsverzögerungen.
- [0021] [Fig. 3a](#) ist eine Kurvendarstellung der Konstellationspunkte des Pilot-Spreizcode-QPSK-Signals.
- [0022] [Fig. 3b](#) ist eine Kurvendarstellung der Konstellationspunkte des Nachrichtenkanal-QPSK-Signals.
- [0023] [Fig. 3c](#) ist ein Blockdiagramm einer beispielhaften Schaltung, die das Verfahren zum Nachverfolgen der empfangenen Spreizcodephase der vorliegenden Erfindung implementiert.
- [0024] [Fig. 4](#) ist ein Blockdiagramm der Nachführschaltung, die den Median der empfangenen Mehrwege-Signalkomponenten nachverfolgt.
- [0025] [Fig. 5a](#) ist ein Blockdiagramm der Nachführschaltung, die den Zentroid der empfangenen Mehrwegesignalkomponenten nachverfolgt.
- [0026] [Fig. 5b](#) ist ein Blockdiagramm des adaptiven Vektorkorrelators.
- [0027] [Fig. 6](#) ist ein Blockdiagramm einer beispielhaften Schaltung, die das Akquisitions-Entscheidungsverfahren und die korrekte Spreizcodephase des empfangenen Pilotcodes der vorliegenden Erfindung implementiert.
- [0028] [Fig. 7](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften Pilot-RAKE-Filters, der die Nachführschaltung und eine digitale phasensynchrone Schleife zum Entspreizen des Pilotspreizcodes und einen Generator der Gewichtungsfaktoren der vorliegenden Erfindung umfasst.
- [0029] [Fig. 8a](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften adaptiven Vektorkorrelators und eines abgestimmten Filters zum Entspreizen und Kombinieren der Mehrwegekomponenten der vorliegenden Erfindung.
- [0030] [Fig. 8b](#) ist ein Blockdiagramm einer alternativen Ausführungsform des adaptiven Vektorkorrelators und adaptiven angepassten Filters zum Entspreizen und Kombinieren der Mehrwegekomponenten der vorliegenden Erfindung.
- [0031] [Fig. 8c](#) ist ein Blockdiagramm einer alternativen Ausführungsform des adaptiven Vektorkorrelators und adaptiven angepassten Filters zum Entspreizen und Kombinieren der Mehrwegekomponenten der vorliegenden Erfindung.
- [0032] [Fig. 8d](#) ist ein Blockdiagramm des adaptiven angepassten Filters einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.
- [0033] [Fig. 9](#) ist ein Blockdiagramm der Elemente einer beispielhaften Radio-Trägerstation (RCS) der vorliegenden Erfindung.
- [0034] [Fig. 10](#) ist ein Blockdiagramm der Elemente eines beispielhaften Multiplexers, der zur Verwendung in der in [Fig. 9](#) gezeigten RCS geeignet ist.
- [0035] [Fig. 11](#) ist ein Blockdiagramm der Elemente eines beispielhaften Funkzugangscontrollers (wireless access controller/WAC) der in [Fig. 9](#) gezeigten RCS.
- [0036] [Fig. 12](#) ist ein Blockdiagramm der Elemente einer beispielhaften Modemschnittstelleneinheit (modem interface unit/MIU) der in [Fig. 9](#) gezeigten RCS.
- [0037] [Fig. 13](#) ist ein Übersichts-Blockdiagramm, das die Sende-, Empfangs-, Steuerungs- und Codeerzeugungsschaltungen des CDMA-Modems zeigt.
- [0038] [Fig. 14](#) ist ein Blockdiagramm des Sendeabschnitts des CDMA-Modems.

- [0039] [Fig. 15](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften Modem-Eingangssignalempfängers.
- [0040] [Fig. 16](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften Faltungscodierers, wie er in der vorliegenden Erfindung verwendet wird.
- [0041] [Fig. 17](#) ist ein Blockdiagramm des Empfangsabschnitts des CDMA-Modems.
- [0042] [Fig. 18](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften adaptiven angepassten Filters, wie es in dem CDMA-Modem-Empfangsabschnitt verwendet wird.
- [0043] [Fig. 19](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften Pilot-RAKES, wie er in dem CDMA-Modem-Empfangsabschnitt eingesetzt wird.
- [0044] [Fig. 20](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften Zusatz-Pilot-RAKES, wie er im CDMA-Modem-Empfangsabschnitt eingesetzt wird.
- [0045] [Fig. 21](#) ist ein Blockdiagramm einer beispielhaften Video-Verteilungsschaltung (video distribution circuit/VDC) der in [Fig. 9](#) gezeigten RCS.
- [0046] [Fig. 22](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften HF-Sender/Empfängers und beispielhafter Leistungsverstärker der in [Fig. 9](#) gezeigten RCS.
- [0047] [Fig. 23](#) ist ein Blockdiagramm einer beispielhaften Teilnehmereinheit (SU) der vorliegenden Erfindung.
- [0048] [Fig. 24](#) ist ein Fließdiagramm eines beispielhaften Anrufs-Einrichtungsalgorithmus für eine ankommende Anrufsanforderung, die erfindungsgemäß zum Einrichten eines Trägerkanals zwischen einer RCS und einer SU verwendet wird.
- [0049] [Fig. 25](#) ist ein Fließdiagramm eines beispielhaften Anruf-Einrichtungsalgorithmus für eine Ausgangs-Anrufanforderung, die erfindungsgemäß zum Einrichten eines Trägerkanals zwischen einer RCS und einer SU verwendet wird.
- [0050] [Fig. 26](#) ist ein Fließdiagramm für einen beispielhaften Wartungs-Leistungssteuerungsalgorithmus der vorliegenden Erfindung.
- [0051] [Fig. 27](#) ist ein Fließdiagramm eines beispielhaften automatischen Vorwärts-Leistungssteuerungsalgorithmus der vorliegenden Erfindung.
- [0052] [Fig. 28](#) ist ein Fließdiagramm eines beispielhaften automatischen Rück-Leistungssteuerungsalgorithmus der vorliegenden Erfindung.
- [0053] [Fig. 29](#) ist Blockdiagramm eines beispielhaften Leistungssteuerungssystems mit Rückkopplung der vorliegenden Erfindung, wenn der Trägerkanal eingerichtet wird.
- [0054] [Fig. 30](#) ist ein Blockdiagramm eines beispielhaften Leistungssteuerungssystems mit Rückkopplung der vorliegenden Erfindung während des Vorgangs der Einrichtung des Trägerkanals.

## ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

Akronym	Definition
AC	Assigned Channels (zugewiesene Kanäle)
A/D	Analog-to-Digital (analog-digital)
ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation (adaptive differentielle Pulscodemodulation)
AFPC	Automatic Forward Power Control (automatische Vorwärts-Leistungssteuerung)
AGC	Automatic Gain Control (automatische Verstärkungssteuerung)
AMF	Adaptive Matched Filter (adaptives angepasstes Filter)
APC	Automatic Power Control (automatische Leistungssteuerung)
ARPC	Automatic Reverse Power Control (automatische Rück-Leistungssteuerung)
ASPT	Assigned Pilot (zugewiesener Pilot)
AVC	Adaptive Vector Correlator (adaptiver Vektorkorrelator)
AXCH	Access Channel (Zugangskanal)
B-CDMA	Broadband Code Division Multiple Access (Breitband-Codemultiplex-Vielfachzugriff)
BCM	Bearer Channel Modification (Trägerkanalmodifikation)
BER	Bit Error Rate (Bitfehlerrate)
BS	Base Station (Basisstation)
CC	Call Control (Anrufsteuerung)
CDM	Code Division Multiplex (Codemultiplex)
CDMA	Code Division Multiple Access (Codemultiplex-Vielfachzugriff)
CLK	Clock Signal Generator (Taktsignalgenerator)
CO	Central Office (Zentralbüro)
CTCH	Control Channel (Steuerungskanal)
CUCH	Check-Up Channel (Überprüfungskanal)
dB	Dezibel
DCC	Data Combiner Circuitry (Datenkombinierschaltung)
DI	Distribution Interface (Verteilungsschnittstelle)
DLL	Delay Locked Loop (verzögerungssynchrone Schleife)
DM	Delta Modulator (Deltamodulator)
DS	Direct Sequence (direkte Sequenz)
EPIC	Extended PCM Interface Controller (erweiterte PCM-Schnittstellensteuerung)
FBCH	Fast Broadcast Channel (schneller Sendekanal)
FDM	Frequency Division Multiplex (Frequenzmultiplex)
FD/TDMA	Frequency & Time Division Systems (Frequenz- und Zeitmultiplexsysteme)
FDMA	Frequency Division Multiple Access (Frequenzmultiplex-Vielfachzugriff)
FEC	Forward Error Correction (Vorwärts-Fehlerkorrektur)
FSK	Frequency Shift Keying (Frequenzumtastung)
FSU	Fixed Subscriber Unit (stationäre Teilnehmereinheit)
GC	Global Channel (globaler Kanal)
GLPT	Global Pilot (globaler Pilot)
GPC	Global Pilot Code (globaler Pilotcode)

GPSK	Gaussian Phase Shift Keying (Gaußsche Frequenzumtastung)
GPS	Global Positioning System (globales Positionierungssystem)
HPPC	High Power Passive Components (passive Hochleistungskomponenten)
HSB	High Speed Bus (Hochgeschwindigkeitsbus)
I	In-Phase (in Phase)
IC	Interface Controller (Schnittstellensteuerung)
ISDN	Integrated Services Digital Network (integriertes digitales Dienstnetz)
ISST	Initial System Signal Threshold (anfänglicher System-signalschwellenwert)
LAXPT	Long Access Pilot (langer Zugangspilot)
LAPD	Link Access Protocol (Verbindungs-Zugangsprotokoll)
LCT	Local Craft Terminal (lokales Technikerendgerät)
LE	Local Exchange (Ortsnetz)
LFSR	Linear Feedback Shift Register (lineares Rückkopplungs-Schieberegister)
LI	Line Interface (Leitungsschnittstelle)
LMS	Least Mean Square (Fehlerquadrat)
LOL	Loss of Code Lock (Verlust der Codesynchronisation)
LPF	Low Pass Filter (Tiefpassfilter)
LSR	Linear Shift Register (lineares Schieberegister)
MISR	Modem Input Signal Receiver (Modem-Eingangssignalempfänger)
MIU	Modem Interface Unit (Modem-Schnittstelleneinheit)
MM	Mobility Management (Mobilitätsverwaltung)
MOI	Modem Output Interface (Modem-Ausgangsschnittstelle)
MPC	Maintenance Power Control (Wartungs-Leistungssteuerung)
MPSK	M-ary Phase Shift Keying (M-ary Phasenumtastung)
MSK	Minimum Shift Keying (minimale Phasenumtastung)
MSU	Mobile Subscriber Unit (mobile Teilnehmereinheit)
NE	Network Element (Netzwerkelement)
OMS	Operation and Maintenance System (Betriebs- und Wartungssystem)
OS	Operations System (Betriebssystem)
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying (um 90° phasenverschobene Phasenumtastung)
OW	Order Wire (Dienstleitung)
PARK	Portable Access Rights Key (tragbarer Zugangsschlüssel)
PBX	Private Branch Exchange (private Nebenstellenanlage)
PCM	Pulse Coded Modulation (pulsodierte Modulation)
PCS	Personal Communication Services (persönliche Kommunikationsdienste)
PG	Pilot Generator (Pilotgenerator)
PLL	Phase Locked Loop (phasensynchrone Schleife)
PLT	Pilot
PN	Pseudonoise (Pseudorauschen)
POTS	Plain Old Telephone Service ("normaler" Telefondienst)
PSTN	Public Switched Telephone Network (öffentliches Fernsprechwählnetz)
Q	Quadratur (Phasenverschiebung um 90°)



QPSK	Quadrature Phase Shift Keying (Quadratur-Phasenumtastung)
RAM	Random Access Memory (Speicher mit wahlfreiem Zugriff)
RCS	Radio Carrier Station (Funk-Trägerstation)
RDI	Receiver Data Input Circuit (Empfänger-Daten-Eingangsschaltung)
RDU	Radio Distribution Unit (Funkverteilereinheit)
RF	Radio Frequency (Hochfrequenz)
RLL	Radio Local Loop (Funk-Lokal-Schleife)
SAXPT	Short Acces Channel Pilots (kurze Zugangskanalpiloten)
SBCH	Slow Broadcast Channel (langsamer Sendekanal)
SHF	Super High Frequency (Superhochfrequenz)
SIR	Signal Power to Interface Noise Power Ratio (Signalleistungs-zu-Schnittstellenrauschen-Leistungsverhältnis)
SLIC	Subscriber Line Interface Circuit (Teilnehmerleitungs-Schnittstellenschaltung)
SNR	Signal-to-Noise Ratio (Signal-zu-Rauschen-Verhältnis)
SPC	Service PC (Wartungs-PC)
SPRT	Sequential Probability Ratio Test (Test des sequentiellen Wahrscheinlichkeitsverhältnisses)
STCH	Status Channel (Statuskanal)
SU	Subscriber Unit (Teilnehmereinheit)
TDM	Time Division Multiplexing (Zeitmultiplex)
TMN	Telecommunication Management Network (Telekommunikations-Verwaltungsnetz)
TRCH	Traffic Channels (Verkehrskanäle)
TSI	Time-Slot Interchanger (Zeitschlitz austauscher)
TX	Transmit (Übertragung/Sendung)
TXIDAT	I-Modem Transmit Data Signal (I-Modem-Übertragungsdatensignal)
TXQDAT	Q-Modem Transmit Data Signal (Q-Modem-Übertragungsdatensignal)
UHF	Ultra High Frequency (Ultrahochfrequenz)
VCO	Voltage Controlled Oscillator (spannungsgesteuerter Oszillator)
VDC	Video Distribution Circuit (Video-Verteilungsschaltung)
VGA	Variable Gain Amplifier (verstellbarer Verstärker)
VHF	Very High Frequency (sehr hochfrequent)
WAC	Wireless Access Controller (drahtloser Zugangskontroller)

#### Beschreibung der beispielhaften Ausführungsform

##### Allgemeine Systembeschreibung

**[0055]** Das erfindungsgemäße System liefert einen lokalen Telefondienst unter der Verwendung von Funkverbindungen zwischen einer oder mehreren Basisstationen und einer Vielzahl entfernter Teilnehmereinheiten. In der beispielhaften Ausführungsform ist eine Funkverbindung für eine Basisstation beschrieben, die mit einer stationären Teilnehmereinheit (FSU) kommuniziert, doch ist das System in gleicher Weise auch auf Systeme anwendbar, bei denen mehrere Basisstationen mit Funkverbindungen sowohl zu FSU als auch zu mobilen Teilnehmereinheiten (MSUs) aufweisen. Folglich werden die entfernten Teilnehmereinheiten hier als Teilnehmereinheiten (SUs) bezeichnet.

**[0056]** In [Fig. 1](#) stellt eine Basisstation (BS) **101** eine Anrufverbindung mit einem lokalen Netz (LE) **103** oder

einer anderen Telefonnetz-Schnittstelle her, wie zum Beispiel einer privaten Nebenstellenanlage (PBX) und weist eine Funk-Trägerstation (RCS) **104** auf. Eine oder mehrere RCS **104**, **105**, **110** haben eine Verbindung zu einer Funk-Verteilereinheit (RDU) **102** über Verbindungen **131**, **132**, **137**, **138**, **139** und RDU **102** bildet eine Schnittstelle mit LE **103** durch das Senden und Empfangen von Anruf-Setup-Steuerungs- und Informationssignalen über Telekommunikationsverbindungen **141**, **142**, **150**. SUs **116**, **119** kommunizieren mit der RCS **104** über Funkverbindungen **161**, **162**, **163**, **164**, **165**. Alternativ weist eine weitere Ausführungsform der Erfindung mehrere SUs und eine "Master"-SU mit einer Funktionalität ähnlich einer RCS auf. Eine solche Ausführungsform kann eine Verbindung zu einem lokalen Telefonnetz haben oder auch nicht.

**[0057]** Die Funkverbindungen **161** bis **165** werden in den Frequenzbändern des DCS1800-Standards (1,71–1,785 GHz und 1,805–1,880 GHz); dem US-PCS-Standard (1,85–1,99 GHz); und dem CEPT-Standard (2,0–2,7 GHz) betrieben. Auch wenn diese Bänder hier in der beschriebenen Ausführungsform verwendet werden, ist die Erfindung auf das gesamte UHF bis SHF-Band anwendbar, einschließlich der Bänder von 2,7 GHz bis 5 GHz. Die Sende- und Empfangsbandbreiten sind Vielfache von 3,5 MHz, was bei 7 MHz anfängt, beziehungsweise Vielfache von 5 MHz, was bei 10 MHz anfängt.

**[0058]** Das beschriebene System umfasst Bandbreiten von 7, 10, 10,5, 14 und 15 MHz. In der beispielhaften Ausführungsform der Erfindung ist das Mindest-Schutzband zwischen der Aufwärts- und Abwärtsverbindung 20 MHz und ist wünschenswerterweise mindestens dreimal so groß wie die Signalbandbreite. Die Duplextrennung ist zwischen 50 bis 175 MHz, wobei die beschriebene Erfindung 50, 75, 80, 95 und 175 MHz verwendet. Es können auch andere Frequenzen eingesetzt werden.

**[0059]** Auch wenn die beschriebene Ausführungsform andere um einen Träger zentrierte Spreizspektrums-Bandbreiten für den Sende- und Empfangs-Spreizspektrumskanal verwendet, lässt sich das vorliegende Verfahren leicht auch auf Systeme ausdehnen, die vielfache Spreizspektrums-Bandbreiten für den Sendekanal und vielfache Spreizspektrums-Bandbreiten für den Empfangskanal verwenden. Alternativ kann aufgrund der Tatsache, dass Spreizspektrums-Kommunikationssysteme das inhärente Merkmal haben, dass eine Sendung eines Benutzers als Rauschen einem Entspreizungsempfänger eines anderen Benutzers erscheint, eine Ausführungsform den gleichen Spreizspektrumskanal sowohl für den Sende- als auch für den Empfangs-Pfad-Kanal verwenden. Mit anderen Worten können Aufwärts- und Abwärtsübertragungen das gleiche Frequenzband besetzen. Außerdem lässt sich das vorliegende Verfahren auch leicht auf vielfache CDMA-Frequenzbänder ausdehnen, von denen jedes jeweils einen anderen Satz von Nachrichten übermittelt, ob es sich dabei um Aufwärts-, Abwärts- oder Aufwärts- und Abwärtsverbindungen handelt.

**[0060]** Die binäre Spreizsymbol-Information wird über die Funkverbindungen **161** bis **165** unter der Verwendung von Quadratur-Phasenumtastung(QPSK)-Modulation mit Nyquist-Pulsformung in der vorliegenden Ausführungsform übertragen, auch wenn andere Modulationsverfahren verwendet werden können, einschließlich Offset-QPSK (OQPSK) und minimale Umtastung (MSK), Gaußsche Phasenumtastung (GPSK) und M-ary Phasenumsetzung (MPSK), jedoch nicht darauf beschränkt.

**[0061]** Die Funkverbindungen **161** bis **165** umfassen Breitband-Codemultiplex-Vielfachzugriff (B-CDMA™) als den Übertragungsmodus sowohl in der Aufwärts- als auch in der Abwärtsrichtung. CDMA-Kommunikationsverfahren (auch als Spreizspektrums-Kommunikationsverfahren bekannt), die in Vielfachzugriffs-Systemen verwendet werden, sind wohl bekannt und im US-Patent 5,228,056 mit dem Titel "SYNCHRONOUS SPREAD-SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM AND METHOD" ("Synchrones Spreizspektrums-Kommunikationssystem und entsprechendes Verfahren") von Donald T. Schilling beschrieben. Das beschriebene System verwendet das Spreizverfahren mit direkter Sequenz (DS). Der CDMA-Modulator führt die Spreizspektrums-Spreizcode-Sequenz erzeugung durch, die eine Pseudoräuschen-Sequenz (PN-Sequenz) sein kann; und eine komplexe DS-Modulation des QPSK-Signals mit Spreizcodesequenzen für den in Phase befindlichen (I)-Kanal und den Quadratur(Q)-Kanal. Pilotsignale werden mit den modulierten Signalen erzeugt und ausgesendet, und Pilotsignale der vorliegenden Ausführungsform sind nicht durch Daten modulierte Spreizcodes. Die Pilotsignale werden zur Synchronisierung, Trägerphasenwiederherstellung und zum Schätzen der Impulsantwort des Funkkanals eingesetzt. Jede SU weist einen einzigen Pilotgenerator und mindestens einen CDMA-Modulator und -Demodulator auf, die zusammen als CDMA-Modem bezeichnet werden. Jede RCS **104**, **105**, **110** hat einen einzigen Pilotgenerator ausreichende CPMA-Modulatoren und -Demodulatoren für alle Logikkanäle, die von SUs in Benutzung sind.

**[0062]** Der CDMA-Demodulator entspreizt das Signal mit einer entsprechenden Verarbeitung zum Bekämpfen oder Ausnutzen von Mehrwege-Propagationseffekten. Die den empfangenen Leistungspegel betreffenden Parameter werden zum Erzeugen der Automatik-Leistungssteuerungs-Information (APC-Information) verwen-

det, die ihrerseits ans andere Ende der Kommunikationsverbindung gesendet wird. Die APC-Information wird zum Steuern der Sendeleistung der automatischen Vorwärts-Leistungssteuerungs-(AFPC) und automatischen Rückwärts-Leistungssteuerungs-(ARPC)-Verbindungen verwendet. Zusätzlich kann jede RCS **104**, **105** und **110** Wartungs-Leistungssteuerung (MPC) in einer Weise durchführen, die der APC ähnelt, um die anfängliche Sendeleistung einer jeden SU **111**, **112**, **115**, **117** und **118** einzustellen. Die Demodulation ist dann kohärent, wo das Pilotsignal die Phasenreferenz liefert.

**[0063]** Die beschriebenen Funkverbindungen unterstützen mehrere Verkehrskanäle mit Datenraten von 8, 16, 32, 64, 128 und 144 Kb/s. Der physische Kanal, der mit dem Verkehrskanal in Verbindung steht, wird mit einer 64 k-Symbol/s-Rate betrieben. Andere Datenraten können unterstützt werden, und Vorwärts-Fehlerkorrektur (FEC)-Codierung kann eingesetzt werden. Für die beschriebene Ausführungsform wird eine FEC mit einer Codierungsrate von  $\frac{1}{2}$  und einer Einschränkungslänge von 7 verwendet. Andere Raten und Einschränkungslängen können in Übereinstimmung mit den verwendeten Codeerzeugungsverfahren verwendet werden.

**[0064]** Eine Diversitätskombinierung bei den Radioantennen der RCS **104**, **105** und **110** ist nicht nötig, weil CDMA eine inhärente Frequenzdiversität aufgrund der Spreizbandbreite hat. Empfänger sind zum Beispiel adaptive angepasste Filter (AMFs) (nicht in [Fig. 1](#) gezeigt), die die Mehrwegesignale kombinieren. In der vorliegenden Ausführungsform führen beispielhafte AMFs eine Maximal-Verhältnis-Kombination durch.

**[0065]** In [Fig. 1](#) bildet RCS **104** eine Schnittstelle zu RDU **102** über Verbindungen **131**, **132**, **137** zum Beispiel mit 1,544 MB/s DS1-, 2,048 MB/s E1- oder HDSL-Formaten zum Empfangen und Senden digitaler Datensignale. Dies sind zwar typische Telefongesellschaft-Standardschnittstellen, doch ist die vorliegende Erfindung nicht nur auf diese digitalen Datenformate eingeschränkt. Die beispielhafte RCS-Leitungsschnittstelle (die in [Fig. 1](#) nicht gezeigt ist) übersetzt die Leitungscodierung (wie zum Beispiel HDB3, B8ZS, AMI) und extrahiert oder produziert Rahmenbildungsinformation, führt Alarm- und Einrichtungs-Signalisierungsfunktionen, sowie kanalspezifische Schleifen- und Paritätsprüffunktionen aus. Die Schnittstellen für diese Beschreibung liefern 64-KB/s-PCM-codierte oder 32-KB/s-ADPCM-codierte Telefonverkehrskanäle oder ISDN-Kanäle an die RCS zur Verarbeitung. Andere ADPCM-Codierungsverfahren können in Übereinstimmung mit den Sequenzerzeugungsverfahren eingesetzt werden.

**[0066]** Das erfindungsgemäße System unterstützt auch eine Trägerratenmodifikation zwischen der RCS **104** und jeder SU **111**, **112**, **115**, **117** und **118**, die mit der RCS **104** kommunizieren, wobei ein 64 KB/s unterstützender CDMA-Nachrichtenkanal Sprachbanddaten oder Fax zugewiesen werden kann, wenn Raten über 4,8 KB/s vorhanden sind. Ein solcher 64-KB/s-Trägerkanal wird als uncodierter Kanal betrachtet. Für ISDN kann eine Trägerratenmodifikation dynamisch aufgrund der D-Kanal-Nachrichten durchgeführt werden.

**[0067]** In [Fig. 1](#) weist jede SU **111**, **112**, **115**, **117** und **118** entweder eine Telefoneinheit **170** auf oder bildet zu dieser eine Schnittstelle, oder bildet eine Schnittstelle zu einer lokalen Nebenstellenanlage (PBX) **171**. Die Eingabe von der Telefoneinheit kann Sprache, Sprachbanddaten und Signalisierung sein. Die SU übersetzt die analogen Signale in digitale Sequenzen und kann auch ein Datenterminal **172** oder eine ISDN-Schnittstelle **173** aufweisen. Die SU kann Spracheingaben, Sprachbanddaten oder Fax und digitale Daten unterscheiden. Die SU codiert Stimmdateien mit Verfahren wie zum Beispiel ADPCM bei 32 KB/s oder niedrigeren Raten und erfasst Sprachbanddaten oder Fax mit Raten über 4,8 KB/s zum Modifizieren des Verkehrskanals (Trägerratenmodifikation) für eine uncodierte Übertragung. Außerdem kann eine A-Gesetz-Codierung, U-Gesetz-Codierung oder keine Kompression des Signals vor der Übertragung durchgeführt werden. Für digitale Daten können Datenkomprimierungsverfahren, wie zum Beispiel Leerlauf-Flag-Entfernung, zum Einsparen von Kapazität und zum Minimieren von Interferenz verwendet werden.

**[0068]** Die Sendeleistungspegel der Funkschnittstelle zwischen RCS **104** und SUs **111**, **112**, **115**, **117** und **118** werden unter der Verwendung zweier verschiedener Leistungssteuerungsverfahren mit Rückkopplung gesteuert. Das automatische Vorwärts-Leistungssteuerungsverfahren (AFPC-Verfahren) bestimmt den Abwärts-Übertragungsleistungspegel, und das automatische Rückwärts-Leistungssteuerungsverfahren (ARPC-Verfahren) bestimmt den Aufwärts-Sendeleistungspegel. Der logische Steuerungskanal, durch den SU **111** und RCS **104** zum Beispiel Leistungssteuerungsinformation übertragen, wird mindestens mit einer Aktualisierungsrate von 16 KHz betrieben. Weitere Ausführungsformen können eine schnellere oder langsamere Aktualisierungsrate von zum Beispiel 64 KHz verwenden. Diese Algorithmen stellen sicher, dass die Sendeleistung eines Benutzers eine akzeptable Bitfehlerrate (BER) aufweist, die Systemleistung zum Einsparen von Leistung bei einem Minimum ist und der Leistungspegel aller SUs **111**, **112**, **115**, **117** und **118**, die von der RCS **104** empfangen werden, bei einem fast gleichen Pegel beibehalten wird.

**[0069]** Zusätzlich verwendet das System ein optionales Wartungs-Leistungssteuerungsverfahren während des inaktiven Modus einer SU. Wenn eine SU **111** inaktiv oder heruntergefahren ist, um Leistung einzusparen, wird die Einheit von Zeit zu Zeit aktiv, um ihre Anfangs-SendeleistungspegelEinstellung in Reaktion auf ein Wartungs-Leistungssteuerungssignal von der RCS **104** einzustellen. Das Wartungs-Leistungssignal wird von der RCS **104** durch Messen der empfangenen Leistungspegel von SU **111** und des derzeitigen Systemleistungspegels und daraus einer Berechnung der notwendigen Anfangssendeleistung bestimmt. Das Verfahren kürzt die Kanal-Akquisitionszeit von SU **111** zum Beginnen einer Kommunikation. Das Verfahren verhindert auch, dass der Sendeleistungspegel von SU **111** zu hoch wird und während der anfänglichen Sendung mit anderen Kanälen interferiert, bevor die Leistungssteuerung mit Rückkopplung die Sendeleistung verringert.

**[0070]** RCS **104** erhält eine Synchronisation ihres Taktes von einer Schnittstellenleitung, wie zum Beispiel E1, T1 oder HDSL-Schnittstellen, jedoch hierauf nicht beschränkt. RCS **104** kann außerdem ihr eigenes inneres Taktsignal mit einem Oszillator erzeugen, der von einem Global-Positionierungssystem-Empfänger (GPS-Empfänger) geregelt werden kann. RCS **104** erzeugt einen globalen Pilotcode, einen Kanal mit einem Spreizcode, jedoch keine Datenmodulation, der durch **118** von entfernten SUs **111** akquiriert werden kann. Alle Übertragungskanäle der RCS sind mit dem Pilotkanal synchronisiert, und Spreizcodephasen von (nicht gezeigten) Codegeneratoren, die für logische Kommunikationskanäle innerhalb der RCS **104** verwendet werden, sind auch mit der Spreizcodephase des Pilotkanals synchronisiert. In ähnlicher Weise synchronisieren die SUs **111** bis **118**, welche den globalen Pilotcode der RCS **104** empfangen, die Spreiz- und Entspreizcodephasen der (nicht gezeigten) Codegeneratoren der SUs mit dem globalen Pilotcode.

**[0071]** RCS **104**, SU **111** und RDU **102** können eine Systemredundanz von Systemelementen und ein automatisches Schalten zwischen internen Funktionssystemelementen bei einem Fehlerereignis aufweisen, um einen Verlust oder ein Herausfallen aus einer Funkverbindung, Stromversorgung, einem Verkehrskanal oder einer Gruppe von Verkehrskanälen zu verhindern.

#### Logische Kommunikationskanäle

**[0072]** Ein "Kanal" des Standes der Technik wird normalerweise als ein Kommunikationsweg verstanden, der ein Teil einer Schnittstelle ist und der von anderen Wegen diese Schnittstelle ohne Ansehen seines Inhalts unterschieden werden kann. Im Fall von CDMA werden jedoch getrennte Kommunikationswege nur durch ihren Inhalt unterschieden. Der Begriff "logischer Kanal" wird zum Unterscheiden der getrennten Datenströme verwendet, die logisch äquivalent zu Kanälen im herkömmlichen Sinn sind. Alle logischen Kanäle und Unterkanäle der vorliegenden Erfindung werden auf einen üblichen 64-Kilo-Symbole-pro-Sekunde-(ksym/s)-QPSK-Strom abgebildet. Manche Kanäle sind mit Pilotcodes synchronisiert oder diesen zugeordnet, die vom System-Global-Pilotcode (GPC) erzeugt werden und eine ähnliche Funktion wie dieser ausführen. Die System-Pilotsignale werden jedoch nicht als logische Kanäle betrachtet.

**[0073]** Mehrere logische Kommunikationskanäle werden über die HF-Kommunikationsverbindung zwischen der RCS und SU verwendet. Jeder logische Kommunikationskanal hat entweder einen festen, vorbestimmten Spreizcode oder einen dynamisch zugewiesenen Spreizcode. Sowohl für den vorbestimmten als auch für den zugewiesenen Code ist die Codephase mit dem Pilotcode synchronisiert. Logische Kommunikationskanäle werden in zwei Gruppen eingeteilt: die Gruppe der globalen Kanäle (GC) enthält Kanäle, die entweder von der Basisstation-RCS an alle entfernten SUs gesendet werden oder von einer beliebigen SU an die RCS der Basisstation, unabhängig von der Identität der SU. Die Kanäle in der GC-Gruppe können Information eines vorgegebenen Typs für alle Benutzer enthalten, einschließlich derjenigen Kanäle, die von den SUs zum Systemzugang verwendet werden. Kanäle der Zuweisungs-Kanal-Gruppe (AC-Gruppe) sind diejenigen Kanäle, die der Kommunikation zwischen der RCS und einer bestimmten SU dienen.

**[0074]** Die Gruppe globaler Kanäle (GC) liefert 1) Sendesteuerungs-Logikkanäle, die Punkt-zu-Mehrpunkt-Dienste zum Aussenden von Nachrichten an alle SUs und Funkrufnachrichten an SUs vorsieht; und 2) Zugangssteuerungs-Logikkanäle, die Punkt-zu-Punkt-Dienste auf globalen Kanälen für SUs zum Zugriff auf das System und zum Erhalten zugewiesener Kanäle vorsehen.

**[0075]** Die RCS der vorliegenden Erfindung hat Vielfachzugriff-Steuer-Logikkanäle und eine Sende-Steuergruppe. Eine SU der vorliegenden Erfindung hat mindestens einen Zugangs-Steuerkanal und mindestens einen Sende-Steuer-Logikkanal.

**[0076]** Die globalen Logikkanäle, die von der RCS gesteuert werden, sind der schnelle Sendekanal (FBCH), der sich schnell ändernde Information darüber sendet, welche Dienste und welche Zugangskanäle derzeit ver-

füßbar sind, und der langsame Sendekanal (SBCH), der sich langsam verändernde Systeminformation und Funkrufnachrichten aussendet. Der Zugriffskanal (AXCH) wird von den SUs zum Zugreifen auf eine RCS und zum Erlangen des Zugangs auf zugewiesene Kanäle verwendet. Jeder AXCH ist mit einem Steuerkanal (CTCH) zusammengeordnet. Der CTCH wird von der RCS zum Bestätigen und Beantworten von Zugriffsversuchen durch SUs verwendet. Der lange Zugangspilot (LAXPT) wird synchron mit AXCH zum Liefern der RCS mit einer Zeit und einer Phasenreferenz gesendet.

**[0077]** Eine Gruppe zugewiesener Kanäle (AC) enthält die logischen Kanäle, die eine einzige Telekommunikationsverbindung zwischen der RCS und einer SU steuert. Die Funktionen, die entwickelt werden, wenn eine AC-Gruppe gebildet wird, umfassen ein Paar Leistungssteuerungs-Logik-Nachrichtenkanäle für jede der Aufwärts- und Abwärts-Verbindungen und, je nach dem Typ der Verbindungen, ein oder mehrere Paare Verkehrskanäle. Die Trägersteuerungsfunktion führt die erforderlichen Vorwärtsfehlersteuerungs-, Trägerratenmodifikations- und Verschlüsselungsfunktionen aus.

**[0078]** Für jede SU **111**, **112**, **115**, **117** und **118** wird mindestens eine AC-Gruppe gebildet, wenn eine Telekommunikationsverbindung existiert, und für jede RCS **104**, **105** und **110** werden mehrere AC-Gruppen gebildet, jeweils eine für jede aktive Verbindung. Eine AC-Gruppe logischer Kanäle wird für eine Verbindung nach der erfolgreichen Herstellung der Verbindung erzeugt. Die AC-Gruppe umfasst Verschlüsselung, FEC-Codierung und Multiplexierung bei der Sendung und FEC-Decodierung, Entschlüsselung und Demultiplexierung beim Empfang.

**[0079]** Jede AC-Gruppe sieht einen Satz verbindungsorientierter Punkt-zu-Punkt-Dienste vor und wird in beiden Richtungen zwischen einer spezifischen RCS, zum Beispiel RCS **104**, und einer spezifischen SU, zum Beispiel SU **111**, betrieben. Eine für eine Verbindung gebildete AC-Gruppe kann mehr als einen Träger über den HF-Kommunikationskanal steuern, der einer einzigen Verbindung zugeordnet ist. Eine Vielzahl von Trägern wird zum Tragen verteilter Daten, wie zum Beispiel ISDN, jedoch hierauf nicht eingeschränkt, verwendet. Eine AC-Gruppe kann das Duplizieren von Verkehrskanälen zum Erleichtern des Umschaltens auf 64-KB/s-PCM für Hochgeschwindigkeits-Fax- und Modem-Dienste für die Trägerraten-Modifikationsfunktion bieten.

**[0080]** Die zugewiesenen logischen Kanäle, die nach einer erfolgreichen Rufverbindung gebildet werden und in der AC-Gruppe eingeschlossen sind, sind ein dedizierter Signalisierungskanal [Dienstleitung(OW)], ein APC-Kanal und ein oder mehrere Verkehrskanäle (TRCH), die, je nach dem unterstützten Dienst, Träger von 8, 16, 32 oder 64 KB/s sind. Für Sprachverkehr codierter Sprache mäßiger Rate kann ADPCM oder PCM auf den Verkehrskanälen unterstützt werden. Für ISDN-Dienste bilden zwei 64-KB/s-TRCHs die B-Kanäle und ein 16 KB/s-TRCH bildet den D-Kanal. Alternativ dazu kann der APC-Unterkanal entweder getrennt auf seinem eigenen CDMA-Kanal moduliert werden oder mit einem Verkehrskanal oder OW-Kanal zeitmultiplexiert werden.

**[0081]** Jede SU **111**, **112**, **115**, **117** und **118** der vorliegenden Erfindung unterstützt bis zu drei gleichzeitige Verkehrskanäle. Die Abbildung der drei Logikkanäle für TRCHs zu den Benutzerdaten ist unten in Tabelle 1 gezeigt:

Tabelle 1:

Abbildung von Diensttypen auf die drei verfügbaren TRCH-Kanäle

Dienst	TRCH(0)	TRCH(1)	TRCH(2)
16 KB/s POTS	TRCH/16	ungenutzt	ungenutzt
32 + 64 KB/s POTS (während BCM)	TRCH/32	TRCH/64	ungenutzt
32 KB/s POTS	TRCH/32	ungenutzt	ungenutzt
64 KB/s POTS	ungenutzt	TRCH/64	ungenutzt
ISDN D	ungenutzt	ungenutzt	TRCH/16
ISDN B + D	TRCH/64	ungenutzt	TRCH/16
ISDN 2B + D	TRCH/64	TRCH/64	TRCH/16
digitales LL bei 64 KB/s	TRCH/64	ungenutzt	ungenutzt
digitales LL bei 2 x 64 KB/s	TRCH/64	TRCH/64	ungenutzt
analoges LL bei 64 KB/s	TRCH/64	ungenutzt	ungenutzt

**[0082]** Die APC-Datenrate wird bei 64 KB/s gesendet. Der APC-Logikkanal ist nicht FEC-codiert, um eine Verzögerung zu vermeiden, und wird mit einem relativ niedrigen Leistungspegel gesendet, um die für APC genutzte Kapazität zu minimieren. Alternativ dazu können APC und OW unter der Verwendung komplexer Spreizcodesequenzen getrennt moduliert werden, oder sie können auch zeitmultiplexiert werden.

**[0083]** Der OW-Logikkanal wird mit einer Rate von der Hälfte des Faltungscodes FEC-codiert. Dieser Logikkanal wird in Bursts übertragen, wenn Signalisierungsdaten vorhanden sind, um die Interferenz zu verringern. Nach einer Leerlaufperiode beginnt das OW-Signal mit mindestens 35 Symbolen vor dem Start des Datenrahmens. Für stumme Wartungs-Rufdaten wird die OW kontinuierlich zwischen Rahmen von Daten übertragen. Tabelle 2 fasst die in der beispielhaften Ausführungsform verwendeten Logikkanäle zusammen:

Tabelle 2: Logikkanäle und Unterkanäle der B-CDMA-Luftschnittstelle

Kanalname	Abkürzung	Kurzbeschreibung	Richtung (vorwärts oder Rückwärts)	Bit- rate	maximaler BER	Leistungs- pegel	Pilot
<b>Globale Kanäle</b>							
schneller Sendekanal	FBCH	sendet sich schnell verändernde Systeminformation	F	16 KB/s	1e-4	stationär	GLPT
langsamer Sendekanal	SBCH	sendet Funkrufnachrichten an FSUs und sich langsam ändernde Systeminformation	F	16 KB/s	1e-7	stationär	GLPT
Zugangskanal	AXCH(i)	für anfängliche Zugangsversuche durch FUs	R	32 KB/s	1e-7	gesteuert durch APC	LAXPT(i)
Steuerkanäle	CTCH(i)	zur Zugangsgewährung	F	32 KB/s	1e-7	stationär	GLPT
<b>zugewiesene Kanäle</b>							
16 KB/s POTS	TRCH/16	normale Telefonnutzung	F/R	16 KB/s	1e-4	durch APC gesteuert	F-GLPT R-ASPT
32 KB/s POTS	TRCH/32	normales Telefon	F/R	32 KB/s	1e-4	durch APC gesteuert	F-GLPT R-ASPT
64 KB/s POTS	TRCH/64	normale Telefonnutzung für Modems/Fax innerhalb der Bandbreite	F/R	64 KB/s	1e-4	durch APC gesteuert	F-GLPT R-ASPT
D-Kanal	TRCH/16	ISDN-D-Kanal	F/R	16 KB/s	1e-7	durch APC gesteuert	F-GLPT R-ASPT
Dienstleitungskanal	OW	zugewiesener Signalisierungskanal	F/R	32 KB/s	1e-7	durch APC gesteuert	F-GLPT R-ASPT
APC-Kanal	APC	trägt APC-Befehle	F/R	64 KB/s	2e-1	durch APC gesteuert	F-GLPT R-ASPT

## Die Spreizcodes

**[0084]** Die CDMA-Codegeneratoren, die zum Codieren der Logikkanäle der vorliegenden Erfindung verwendet werden, benutzen Linear-Schieberegister (LSRs) mit Rückkopplungslogik, was ein auf diesem Gebiet wohl bekanntes Verfahren ist. Die Codegeneratoren der vorliegenden Ausführungsform der Erfindung erzeugen 64 synchrone einzigartige Sequenzen. Jeder HF-Kommunikationskanal verwendet ein Paar dieser Sequenzen für eine komplexe Spreizung (in Phase und um 90° phasenverschoben) der Logikkanäle, so dass der Generator 32 komplexe Spreizsequenzen liefert. Die Sequenzen werden durch einen einzigen Startparameter (Seed) erzeugt, der anfänglich in eine Schieberegisterschaltung geladen wird.

## Die Erzeugung von Spreizcodesequenzen und die Startparameterwahl

**[0085]** Die Spreizcodeperiode der vorliegenden Erfindung ist als ein ganzzahliges Vielfaches der Symboldauer definiert, und der Anfang der Codeperiode ist auch der Anfang des Symbols. Das Verhältnis zwischen Bandbreiten und den Symbolängen, die für die beispielhafte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung gewählt wurde, ist wie folgt:

BW (MHZ)	L (chips/symbol)
7	91
10	130
10,5	133
14	182
15	195

**[0086]** Die Spreizcodelänge ist auch ein Vielfaches von 64 und von 96 zur Unterstützung von ISDN-Rahmen. Der Spreizcode ist eine Sequenz von Symbolen, die Chips oder Chipwerte genannt werden. Die allgemeinen Verfahren zum Erzeugen von pseudozufälligen Sequenzen unter der Verwendung Galoisscher Feldmathematik ist dem Fachmann bekannt; für die vorliegende Erfindung wurde jedoch ein einzigartiger Satz, oder eine Familie, von Codesequenzen abgeleitet. Zuerst wird die Länge des linearen Rückkopplungs-Schieberegisters zum Erzeugen einer Codesequenz gewählt, und der Anfangswert des Registers wird als "seed" (Startparameter) bezeichnet. Zweitens wird die Beschränkung auferlegt, dass keine durch einen Codestartparameter erzeugte Codesequenz eine zyklische Verschiebung einer weiteren durch den gleichen Codestartparameter erzeugten Codesequenz sein darf. Schließlich darf keine von einem Startparameter erzeugte Codesequenz eine zyklische Verschiebung einer durch einen anderen Startparameter erzeugten Codesequenz sein.

**[0087]** Es wurde festgelegt, dass die Spreizcodelänge der Chipwerte der vorliegenden Erfindung die folgende ist:

$$128 \times 233415 = 29877120 \quad (1)$$

**[0088]** Die Spreizcodes werden durch Kombinieren einer linearen Sequenz der Periode 233415 und einer nicht linearen Sequenz der Periode 128 erzeugt.

**[0089]** Der FBCH-Kanal der beispielhaften Ausführungsform ist eine Ausnahme, weil er nicht mit der Sequenz der Länge 128 kodiert wird, so dass der FBCH-Kanal-Spreizcode eine Periode 233415 hat.

**[0090]** Die nicht lineare Sequenz der Länge 128 ist als eine feste Sequenz implementiert, die in ein Schieberegister mit einer Rückkopplungsverbindung geladen wird. Die feste Sequenz kann durch eine m-Sequenz einer Länge 127 erzeugt werden, die mit einer zusätzlichen logischen 0, 1, oder einem Zufallswert versehen sein kann, wie das auf diesem Gebiet wohl bekannt ist.

**[0091]** Die lineare Sequenz der Länge  $L = 233415$  wird durch die Verwendung einer Linear-Rückkopplungs-Schieberegister(LFSR)-Schaltung mit 36 Stufen erzeugt. Die Rückkopplungsverbindungen entsprechen einem irreduziblen Polynom  $h(n)$  des 36. Grads. Das Polynom  $h(x)$ , das für die beispielhafte Ausführungsform der Erfindung gewählt wurde, ist wie folgt

$$h(x) = x^{36} + x^{35} + x^{30} + x^{28} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{20} + x^{19} + x^{17} \\ + x^{16} + x^{15} + x^{14} + x^{12} + x^{11} + x^9 + x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + x^1$$

oder in Binärnotation

$$h(x) = (1100001010110010110111101101100011101) \quad (2)$$

**[0092]** Es wird eine Gruppe von "Seed"-Werten für eine das Polynom  $h(x)$  der Gleichung (2) repräsentierende LFSR bestimmt, die Codesequenzen erzeugt, die zueinander fast orthogonal sind. Die erste Anforderung für die "Seed"-Werte (Startparameterwerte) ist, dass die Startparameterwerte nicht zwei Codesequenzen erzeugen, die einfach zyklische Verschiebungen von einander sind.

**[0093]** Die Startparameter sind als Elemente  $GF(2^{36})$  repräsentiert, welches das Feld der Restklasse modulo  $h(x)$  ist. Dieses Feld hat ein primitives Element  $\delta = x^2 + x + 1$ . Die binäre Repräsentation von  $\delta$  ist

$$\delta = 00000000000000000000000000000011 \quad (3)$$

**[0094]** Jedes Element von  $GF(2^{36})$  kann auch als eine um eine  $\delta$ -Potenz reduzierte Moduloperation  $h(x)$  geschrieben werden. Folglich sind die Startparameter als Potenzen von  $\delta$ , dem primitiven Element, repräsentiert.



**[0095]** Die Lösung für die Ordnung eines Elements erfordert nicht die Suche aller Werte; die Ordnung eines Elements teilt die Ordnung des Felds ( $GF(2^{36})$ ). Wenn  $\delta$  ein beliebiges Element von  $GF(2^{36})$  mit

$$x^e \equiv 1$$

für bestimmte  $e$  ist, dann ist  $e = 2^{36} - 1$ . Die Ordnung eines beliebigen Elements in  $GF(2^{36})$  teilt daher  $2^{36} - 1$ .

**[0096]** Unter Anwendung dieser Einschränkungen wurde festgestellt, dass eine numerische Suche eine Gruppe von Startparameterwerten,  $n$ , erzeugt, die Potenzen von  $\delta$ , dem primitiven Element von  $h(x)$  sind.

**[0097]** Die vorliegende Erfindung weist ein Verfahren zum Erhöhen der Anzahl verfügbarer Startparameter zur Verwendung in einem CDMA-Kommunikationssystem dadurch auf, dass erkannt wird, dass bestimmte zyklische Verschiebungen der vorher bestimmten Codesequenzen gleichzeitig verwendet werden können. Die Rundlaufverzögerungen für die Zellengrößen und Bandbreiten der vorliegenden Erfindung ist weniger als 3000 Chips. In einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung können genügend getrennte zyklische Verschiebungen einer Sequenz in der gleichen Zelle verwendet werden, ohne dass für einen Empfänger, der versucht, die Codesequenz festzustellen, eine Mehrdeutigkeit verursacht wird. Dieses Verfahren vergrößert den Satz zur Verwendung verfügbarer Sequenzen.

**[0098]** Durch Durchführung der zuvor beschriebenen Tests wurden durch numerische Berechnung 3879 primäre Startparameter bestimmt. Diese Startparameter sind mathematisch gegeben als:

$$\delta^n \text{ modulo } h(x) \tag{5}$$

wobei 3879 Werte von  $n$  im Anhang A aufgelistet sind, wobei  $\delta = (00, \dots 00111)$ , wie zuvor in (3).

**[0099]** Wenn alle primären Startparameter bekannt sind, werden alle sekundären Startparameter der vorliegenden Erfindung aus den primären Startparametern dadurch abgeleitet, dass sie um 4095 Chips modulo  $h(x)$  verschoben werden. Nachdem eine Familie von Startparametern bestimmt wurde, werden diese Werte in einem Speicher gespeichert und bei Bedarf den logischen Kanälen zugewiesen. Nachdem er zugewiesen wurde, wird der Anfangsstartparameterwert einfach in LFSR geladen, um die dem Startparameter zugeordnete erforderliche Spreizcodesequenz zu erzeugen.

#### Schnelle Akquisition langer und kurzer Codes.

**[0100]** Die schnelle Akquisition der korrekten Codephase durch einen Spreizspektrumempfänger wird durch die Konzeption von Spreizcodes erreicht, die schneller zu erfassen sind. Die vorliegende Ausführungsform der Erfindung weist ein neues Verfahren zum Erzeugen von Codesequenzen auf, die Schnell-Akquisitions-Eigenschaften haben, durch die Verwendung eines oder mehrerer der folgenden Verfahren. Zuerst kann aus zwei oder mehr kurzen Codes ein langer Code konstruiert werden. Die neue Implementierung verwendet viele Codesequenzen, von denen eine oder mehrere Schnell-Akquisitions-Sequenzen einer Länge  $L$  sind, die eine durchschnittliche Akquisitions-Phasen-Suche von  $r = \log_2 L$  haben. Sequenzen mit solchen Eigenschaften sind dem Fachmann auf diesem Gebiet wohl bekannt. Die durchschnittliche Anzahl von Akquisitions-Testphasen der resultierenden langen Sequenzen ist ein Vielfaches von  $r = \log_2 L$ , und nicht die Hälfte der Anzahl von Phasen langer Sequenzen.

**[0101]** Zweitens kann ein Verfahren zum Senden von in komplexen Werten auftretenden Spreizcodesequenzen (In-Phase-(I)- und Quadratur-(Q)-Sequenzen) in einem Pilotspreizcodesignal an Stelle des Sendens von Echtwertsequenzen verwendet werden. Zwei oder mehr getrennte Codesequenzen können über komplexe Kanäle gesendet werden. Wenn die Sequenzen unterschiedliche Phasen haben, kann eine Akquisition durch Akquisitionsschaltungen parallel oder über unterschiedliche Codesequenzen erfolgen, wenn die relative Phasenverschiebung zwischen den zwei oder mehreren Codekanälen bekannt ist. Bei zwei Codesequenzen kann zum Beispiel eine über einen In-Phasen-(I)-Kanal und eine über den Quadratur-(Q)-Kanal gesendet werden. Zum Suchen der Codesequenzen durchsucht die Akquisitions-Erfassungseinrichtung die zwei Kanäle, beginnt jedoch den (Q)-Kanal mit einer Versetzung von einer Hälfte der Spreizcodesequenzlänge. Bei einer Codesequenzlänge von  $N$  beginnt die Akquisitionseinrichtung die Suche bei  $N/2$  auf dem (Q)-Kanal. Die durchschnittliche Anzahl von Tests zum Auffinden der Akquisition ist gleich  $N/2$  für eine einzige Codesuche, doch verringert ein paralleles Suchen des (I)- und des phasenverschobenen (Q)-Kanals die durchschnittliche Anzahl von Tests auf  $N/4$ . Die auf dem jeweiligen Kanal gesendeten Codes könnten der gleiche Code, der gleiche Code mit einer Phasenverzögerung von dem Code eines Kanals oder unterschiedliche Codesequenzen sein.

## Epochen- und Subepochen-Strukturen

**[0102]** Die langen komplexen Spreizcodes, die für das beispielhafte System der vorliegenden Erfindung verwendet werden, haben eine Anzahl von Chips, nach denen sich der Code wiederholt. Die Wiederholungsperiode der Spreizsequenz wird eine Epoche genannt. Zum Abbilden der logischen Kanäle auf CDMA-Spreizcodes verwendet die vorliegende Erfindung eine Epochen- und Subepochen-Struktur. Die Codeperiode für den CDMA-Spreizcode zum Modulieren logischer Kanäle ist 29877120 Chips/Code-Periode, was die gleiche Anzahl von Chips für alle Bandbreiten ist. Die Codeperiode ist die Epoche der vorliegenden Erfindung, und Tabelle 3 unten definiert die Epochendauer für die unterstützten Chipraten. Zusätzlich sind zwei Unterepochen über die Spreizcodeperiode definiert, die 233415 Chips und 128 Chips lang sind.

**[0103]** Die 233415-Chip-Subepoche wird auch als lange Subepoche bezeichnet und wird zum Synchronisieren von Ereignissen der HF-Kommunikationsschnittstelle verwendet, wie zum Beispiel ein Verschlüsselungsschlüssel-Umschalten und das Wechseln vom globalen auf zugewiesene Codes. Die 128 Chips kurze Epoche wird zur Verwendung als eine zusätzliche Zeitabstimmungsreferenz definiert. Die höchste Symbolrate, die mit dem einzigen CDMA-Code verwendet wird, ist 64 ksym/s. Es gibt immer eine ganze Zahl von Chips in einer Symboldauer für die unterstützten Symbolraten 64, 32, 16 und 8 ksym/s.

Tabelle 3: Bandbreiten, Chipraten und Epochen

Bandbreite (MHz)	Chiprate, Komplex (Mchip/s)	Anzahl von Chips in 64 KBit/s Symbol	128 Chip-Subepoche-Dauer* ( $\mu$ s)	233415-Chip-Subepochen-Dauer* (ms)	Epochendauer (s)
7	5,824	91	21,978	40,078	5,130
10	8,320	130	15,385	28,055	3,591
10,5	8,512	133	15,038	27,422	3,510
14	11,648	182	10,989	20,039	2,565
15	12,480	195	10,256	18,703	2,394

\* Zahlen in diesen Spalten sind auf 5 Stellen gerundet.

**[0104]** Abbildung der logischen Kanäle auf Epochen und Subepochen Die komplexen Spreizcodes sind so konzipiert, dass der Beginn der Sequenzeperiode mit dem Beginn eines Symbols für alle unterstützten Bandbreiten zusammenfällt. Die vorliegende Erfindung unterstützt Bandbreiten von 7, 10, 10,5, 14 und 15 MHz. Unter der Annahme eines nominellen Roll-Offs von 20% entsprechen diese Bandbreiten den folgenden Chipraten in Tabelle 4.

Tabelle 4: unterstützte Bandbreiten und Chipraten für CDMA

Bandbreite (MHz)	$R_c$ (komplexe MChips/s)	überschüssige Bandbreite, %	$L:(R_c/L)=64k$	Fakturisierung von L
7	5,824	20,19	91	7X13
10	8,320	20,19	130	2X5X13
10,5	8,512	23,36	133	7X19
14	11,648	20,19	182	2X7X13
15	12,480	20,19	195	3X5X13

**[0105]** Die Anzahl von Chips in einer Epoche ist:

$$N = 29877120 = 2^7 \times 3^3 \times 5 \times 7 \times 13 \times 19$$

(6)

**[0106]** Wenn eine Verschachtelung eingesetzt wird, fällt der Beginn der Verschachtelungsperiode mit dem Beginn der Sequenzepoche zusammen. Die unter der Verwendung des Verfahrens der vorliegenden Erfindung erzeugten Spreizsequenzen können Verschachtelungsperioden unterstützen, die Vielfache von 1,5 ms für verschiedene Bandbreiten sind.

**[0107]** Zyklische Sequenzen des Standes der Technik werden unter Verwendung von Linear-Rückkopplungs-Schieberegister-(LFSR)-Schaltungen erzeugt. Dieses Verfahren erzeugt jedoch nicht Sequenzen gleicher Länge. Eine Ausführungsform des Spreizcodesequenzgenerators unter Verwendung der vorher erzeugten Code-Anfangsparameter ist in [Fig. 2a](#), [Fig. 2b](#) und [Fig. 2c](#) gezeigt. Die vorliegende Erfindung verwendet ein 36-Stufen-LFSR **201** zum Erzeugen einer Sequenz der Periode  $N' = 233415 = 3^3 \times 5 \times 7 \times 13 \times 19$ , was  $C_0$  in [Fig. 2a](#) ist. In den [Fig. 2a](#), [Fig. 2b](#) und [Fig. 2c](#) repräsentiert das Symbol  $\oplus$  eine binäre Addition (EXKLUSIV-ODER). Der wie oben konstruierte Sequenzgenerator erzeugt den in Phase befindlichen und den um  $90^\circ$  phasenverschobenen Teil eines Satzes komplexer Sequenzen. Die Anzapfverbindungen und der Anfangszustand des 36-Stufen-LFSR bestimmen die von dieser Schaltung erzeugte Sequenz. Die Anzapfkoeffizienten des 36-Stufen-LFSR werden so bestimmt, dass die resultierenden Sequenzen die Periode 233415 haben. Hier ist zu bemerken, dass die in [Fig. 2a](#) gezeigten Anzapfverbindungen dem in Gleichung (2) gegebenen Polynom entsprechen. Jede resultierende Sequenz wird dann durch eine binäre Addition mit der Sequenz  $C^*$  der Länge 128 zum Erzeugen der Epochenperiode von 29877120 überlagert.

**[0108]** [Fig. 2b](#) zeigt eine Vorwärtsregelungs-Schaltung (Feed Forward (FF)-Schaltung) **202**, die im Codegenerator verwendet wird. Das Signal  $X[n - 1]$  wird von der Chipverzögerung **211** ausgegeben, und der Eingang der Chipverzögerung **211** ist  $X[n]$ . Der Codechip  $C[n]$  wird durch den logischen Addierer **212** auf dem Eingangssignal  $X[n]$  und  $X[n - 1]$  gebildet. [Fig. 2c](#) zeigt den gesamten Spreizcodegenerator. Aus dem LFSR **201** gehen Ausgangssignale durch eine Kette von bis zu 63 Einzel-Stufen-FFs **203**, die wie gezeigt kaskadiert sind. Das Ausgangssignal einer jeden FF wird mit der kurzen geraden Codesequenz- $C^*$ -Periode  $128 = 2^7$  überlagert, die im Codespeicher **222** gespeichert ist und spektrale Eigenschaften einer Pseudozufallssequenz aufweist, um die Epoche  $N = 29877120$  zu erhalten. Diese Sequenz von 128 wird durch die Verwendung einer m-Sequenz (PN-Sequenz) einer Länge  $127 = 2^7 - 1$  und der Addition eines Bitwertes, wie zum Beispiel einer logischen 0, zur Sequenz zum Erhöhen der Länge auf 128 Chips, bestimmt. Die gerade Codesequenz  $C^*$  wird in das Gerad-Code-Schieberegister **221** eingespeist, das ein zyklisches Register ist, das die Sequenz kontinuierlich ausgibt. Die kurze Sequenz wird dann mit der langen Sequenz unter Verwendung einer EXKLUSIV-ODER-Operation **213**, **214**, **220** kombiniert.

**[0109]** Wie in [Fig. 2c](#) gezeigt ist, werden bis zu 63 Spreizcodesequenzen  $C_0$  bis  $C_{63}$  durch Abgreifen der Ausgangssignale von FFs **203** und durch logisches Addieren der kurzen Sequenz  $C^*$  in binären Addierern **213**, **214** und **220**, zum Beispiel, erzeugt. Einem Fachmann wird klar sein, dass die Implementierung von FF **203** einen kumulativen Verzögerungseffekt für die Codesequenzen erzeugen würde, die für jede FF-Stufe in der Kette erzeugt werden. Diese Verzögerung entsteht aufgrund der elektrischen Verzögerung von nicht Null in den elektronischen Komponenten der Implementierung. Die Zeitabstimmungsprobleme, die mit der Verzögerung zusammenhängen, können durch das Einfügen zusätzlicher Verzögerungselemente in die FF-Kette in einer Version der Ausführungsform der Erfindung abgeschwächt werden. Die FF-Kette von [Fig. 2c](#) mit zusätzlichen Verzögerungselementen ist in [Fig. 2d](#) gezeigt.

**[0110]** Die Codegeneratoren in der beispielhaften Ausführungsform der vorliegenden Erfindung sind zum Erzeugen von entweder globalen Codes oder zugewiesenen Codes konfiguriert. Globale Codes sind CDMA-Codes, die von allen Benutzern des Systems empfangen oder gesendet werden können. Zugewiesene Codes sind CDMA-Codes, die für eine bestimmte Verbindung zugeteilt werden. Wenn ein Satz von Sequenzen, wie beschrieben, vom selben Generator erzeugt wird, wird nur der Anfangsparameter des 36-Stufen-LFSR spezifiziert, um eine Familie von Sequenzen zu erzeugen. Sequenzen für alle globalen Codes werden unter Verwendung der gleichen LFSR-Schaltung erzeugt. Daher kann nach einer Synchronisierung einer SU mit dem globalen Pilotsignal von einer RCS und, nachdem die SU den Anfangsparameter für die LFSR-Schaltung für die Global-Kanal-Codes weiß, die SU nicht nur die Pilotsequenz, sondern auch alle anderen durch die RCS verwendeten globalen Codes erzeugen.

**[0111]** Das Signal, das auf HF hinaufkonvertiert wird, wird wie folgt erzeugt. Die Ausgangssignale der obigen Schieberegisterschaltungen werden in eine antipodale Sequenz (0 wird auf +1 abgebildet, 1 wird auf -1 abgebildet) konvertiert. Die logischen Kanäle werden anfänglich auf QPSK-Signale konvertiert, die als Konstellationspunkte abgebildet werden, wie das in diesem Gebiet wohl bekannt ist. Die In-Phase- und Quadratur-Kanäle

eines jeden QPSK-Signals bilden den Real- und Imaginärteil des komplexen Datenwerts. In ähnlicher Weise werden zwei Spreizcodes zum Bilden komplexer Spreiz-Chipwerte verwendet. Die komplexen Daten werden dadurch gespreizt, dass sie mit dem komplexen Spreizcode multipliziert werden. In ähnlicher Weise werden die empfangenen komplexen Daten mit der Konjugation des komplexen Spreizcodes zum Wiederherstellen der entspreizten Daten korreliert.

#### Kurze Codes

**[0112]** Kurze Codes werden für den anfänglichen Hochfahr-Vorgang verwendet, wenn eine SU auf eine RCS zugreift. Die Periode der kurzen Codes ist gleich der Symboldauer, und der Start einer jeden Periode ist mit einer Symbolgrenze ausgerichtet. Sowohl SU als auch RCS beziehen den Real- und Imaginärteil der kurzen Codes von den letzten acht Vorwärtsregelungsabschnitten des die globalen Codes für diese Zelle erzeugenden Sequenzgenerators.

**[0113]** Die kurzen Codes, die in dieser beispielhaften Ausführungsform der Erfindung verwendet werden, werden alle 3 ms aktualisiert. Andere Aktualisierungszeiten, die mit der Symbolrate konsistent sind, können ebenfalls verwendet werden. Daher findet alle 3 ms ausgehend von der Epochengrenze ein Wechsel statt. Nach einem Wechsel wird der nächste Teil einer Symbollänge des entsprechenden Vorwärtsregelungs-Ausgangssignals der kurze Code. Wenn die SU einen bestimmten Kurzcode verwenden muss, so wartet sie, bis die erste 3-ms-Grenze der nächsten Epoche kommt, und speichert den nächsten Teil einer Symbollänge, der vom entsprechenden FF-Abschnitt ausgegeben wird. Dieser wird dann als der kurze Code bis zum nächsten Wechsel verwendet, der 3 ms später erfolgt.

**[0114]** Die durch diese kurzen Codes repräsentierten Signale sind als Kurz-Zugriffs-Kanal-Piloten (SAXPTs) bekannt.

#### Abbildung logischer Kanäle auf Spreizcodes

**[0115]** Das exakte Verhältnis zwischen den Spreizcodesequenzen und den CDMA-Logikkanälen und Pilotsignalen ist in den Tabellen 5a und 5b dokumentiert. Diese Signalnamen, die mit "-CH" enden, entsprechen logischen Kanälen. Diese Signalnamen, die mit "-PT" enden, entsprechen den Pilotsignalen, die später noch im Einzelnen beschrieben werden.

Tabelle 5a: Spreizcodesequenzen und globale CDMA-Codes

Sequenz	Quadratur	Logischer Kanal oder Pilotsignal	Richtung
$C_0$	I	FBCH	vorwärts (F)
$C_1$	Q	FBCH	F
$C_2 \oplus C^*$	I	GLPT	F
$C_3 \oplus C^*$	Q	GLPT	F
$C_4 \oplus C^*$	I	SBCH	F
$C_5 \oplus C^*$	Q	SBCH	F
$C_6 \oplus C^*$	I	CTCH (0)	F
$C_7 \oplus C^*$	Q	CTCH (0)	F
$C_8 \oplus C^*$	I	APCH (1)	F
$C_9 \oplus C^*$	Q	APCH (1)	F
$C_{10} \oplus C.$	I	CTCH (1)	F
$C_{11} \oplus C.$	Q	CTCH (1)	F
$C_{12} \oplus C.$	I	APCH (1)	F
$C_{13} \oplus C.$	Q	APCH (1)	F
$C_{14} \oplus C.$	I	CTCH (2)	F
$C_{15} \oplus C.$	Q	CTCH (2)	F
$C_{16} \oplus C.$	I	APCH (2)	F
$C_{17} \oplus C.$	Q	APCH (2)	F
$C_{18} \oplus C.$	I	CTCH (3)	F

C <sub>19</sub> ⊕C.	Q	CTCH (3)	F
C <sub>20</sub> ⊕C.	I	APCH (3)	F
C <sub>21</sub> ⊕C.	Q	APCH (3)	F
C <sub>22</sub> ⊕C.	I	reserviert	-
C <sub>23</sub> ⊕C.	Q	reserviert	-
....	....	....	....
....	....	....	....
C <sub>40</sub> ⊕C.	I	reserviert	-
C <sub>41</sub> ⊕C.	Q	reserviert	-
C <sub>42</sub> ⊕C.	I	AXCH(3)	rückwärts (R)
C <sub>43</sub> ⊕C.	Q	AXCH(3)	R
C <sub>44</sub> ⊕C.	I	LAXPT(3) SAXPT(3) seed	R
C <sub>45</sub> ⊕C.	Q	LAXPT(3) SAXPT(3) seed	R
C <sub>46</sub> ⊕C.	I	AXCH(2)	R
C <sub>47</sub> ⊕C.	Q	AXCH(2)	R
C <sub>48</sub> ⊕C.	I	LAXPT(2) SAXPT(2) seed	R
C <sub>49</sub> ⊕C.	Q	LAXPT(2) SAXPT(2) seed	R
C <sub>50</sub> ⊕C.	I	AXCH(1)	R
C <sub>51</sub> ⊕C.	Q	AXCH(1)	R
C <sub>52</sub> ⊕C.	I	LAXPT(1) SAXPT(1) seed	R
C <sub>53</sub> ⊕C.	Q	LAXPT(1) SAXPT(1) seed	R
C <sub>54</sub> ⊕C.	I	AXCH(0)	R
C <sub>55</sub> ⊕C.	Q	AXCH(0)	R

C <sub>56</sub> ⊕C.	I	LAXPT(0) SAXPT(0) seed	R
C <sub>57</sub> ⊕C.	Q	LAXPT(0) SAXPT(0) seed	R
C <sub>58</sub> ⊕C.	I	IDLE	-
C <sub>59</sub> ⊕C.	Q	IDLE	-
C <sub>60</sub> ⊕C.	I	AUX	R
C <sub>61</sub> ⊕C.	Q	AUX	R
C <sub>62</sub> ⊕C.	I	reserviert	-
C <sub>63</sub> ⊕C.	Q	reserviert	-

Tabelle 5b: Spreizcodesequenzen und zugewiesene CDMA-Codes

Sequenz	Quadratur	logischer Kanal oder Pilotsignal	Richtung
C <sub>0</sub> ⊕C.	I	ASPT	rückwärts (R)
C <sub>1</sub> ⊕C.	Q	ASPT	R
C <sub>2</sub> ⊕C.	I	APCH	R
C <sub>3</sub> ⊕C.	Q	APCH	R
C <sub>4</sub> ⊕C.	I	OWCH	R
C <sub>5</sub> ⊕C.	Q	OWCH	R
C <sub>6</sub> ⊕C.	I	TRCH(0)	R
C <sub>7</sub> ⊕C.	Q	TRCH(0)	R
C <sub>8</sub> ⊕C.	I	TRCH(1)	R
C <sub>9</sub> ⊕C.	Q	TRCH(1)	R
C <sub>10</sub> ⊕C.	I	TRCH(2)	R
C <sub>11</sub> ⊕C.	Q	TRCH(2)	R
C <sub>12</sub> ⊕C.	I	TRCH(3)	R

$C_{13} \oplus C_0$	Q	TRCH(3)	R
$C_{14} \oplus C_0$	I	reserviert	-
$C_{15} \oplus C_0$	Q	reserviert	-
.....	.....	.....	.....
.....	.....	.....	.....
$C_{44} \oplus C_0$	I	reserviert	-
$C_{45} \oplus C_0$	Q	reserviert	-
$C_{46} \oplus C_0$	I	TRCH(3)	vorwärts (F)
$C_{47} \oplus C_0$	Q	TRCH(3)	F
$C_{48} \oplus C_0$	I	TRCH(2)	F
$C_{49} \oplus C_0$	Q	TRCH(2)	F
$C_{50} \oplus C_0$	I	TRCH(1)	F
$C_{51} \oplus C_0$	Q	TRCH(1)	F
$C_{52} \oplus C_0$	I	TRCH(0)	F
$C_{53} \oplus C_0$	Q	TRCH(0)	F
$C_{54} \oplus C_0$	I	OWCH	F
$C_{55} \oplus C_0$	Q	OWCH	F
$C_{56} \oplus C_0$	I	APCH	F
$C_{57} \oplus C_0$	Q	APCH	F
$C_{58} \oplus C_0$	I	IDLE	-
$C_{59} \oplus C_0$	Q	IDLE	-
$C_{60} \oplus C_0$	I	reserviert	-
$C_{61} \oplus C_0$	Q	reserviert	-
$C_{62} \oplus C_0$	I	reserviert	-
$C_{63} \oplus C_0$	Q	reserviert	-

[0116] Für globale Codes werden die Seed-Werte für das 36-Bit-Schieberegister zum Vermeiden der Verwendung des gleichen Codes oder einer beliebigen zyklischen Verschiebung des selben Codes im gleichen geographischen Bereich gewählt, um eine Ambiguität oder eine schädliche Interferenz zu vermeiden. Kein zugewiesener Code ist einem globalen Code gleich oder von diesem eine zyklische Verschiebung.



## Pilotsignale

**[0117]** Die Pilotsignale werden zur Synchronisation, Wiederherstellung der Trägerphase und zum Abschätzen der Impulsantwort des Radiokanals verwendet.

**[0118]** Die RCS **104** sendet eine Vorwärts-Verbindungs-Pilotträger-Referenz als eine komplexe Pilotcodesequenz zum Liefern einer Zeit- und Phasenreferenz für alle SUs **111**, **112**, **115**, **117** und **118** in dem von ihr bedienten Bereich. Der Leistungspegel des globalen Pilotsignals (GLPT-Signals) wird zum Erzeugen einer angemessenen Abdeckung über den gesamten RCS-Dienstbereich gesetzt, wobei dieser Bereich von der Zellengröße abhängt. Da nur ein Pilotsignal in der Vorwärtsverbindung ist, ist die Verringerung der Systemkapazität aufgrund der Pilotenergie vernachlässigbar.

**[0119]** Die SUs **111**, **112**, **115**, **117** und **118** senden jeweils eine Pilotträgerreferenz als eine quadraturmodulierte (Komplex-Wert)-Pilot-Spreizcodesequenz zum Liefern einer Zeit- und Phasenreferenz an die RCS für die Rückwärtsverbindung. Das von der SU ausgesendete Pilotsignal einer Ausführungsform der Erfindung ist um 6 dB schwächer als die Leistung des 32-KB/s POTS-Verkehrskanals. Der Rück-Pilotkanal wird mit APC gesteuert. Der einer bestimmten Verbindung zugeordnete Rückverbindungs-Pilot wird der zugewiesene Pilot (ASPT) genannt. Zusätzlich gibt es Zugangskanälen zugeordnete Pilotsignale. Diese werden als Lang-Zugangskanal-Piloten (LAXPTs) bezeichnet. Kurz-Zugangskanal-Piloten (SAXPTs) sind ebenfalls den Zugangskanälen zugeordnet und werden zur Spreizcode-Akquisition und zum anfänglichen Hochfahren verwendet.

**[0120]** Alle Pilotsignale werden aus komplexen Codes gebildet, wie unten definiert:

$$\text{GLPT (vorwärts)} = \{(C_2 \oplus C^*) + j \cdot (C_3 \oplus C^*)\} \cdot \{(1) + j \cdot (0)\} \\ \{\text{komplexer Code}\} \cdot \{\text{Träger}\}$$

**[0121]** Die komplexen Pilotsignale werden durch Multiplikation mit konjugierten Spreizcodes entspreizt:  $\{(C_2 \oplus C^*) - j \cdot (C_3 \oplus C^*)\}$ . Dagegen sind die Verkehrskanäle in der folgenden Form:

$$\text{TRCH}_n(\text{vorwärts/rückwärts}) = \{(C_k \oplus C^*) + j \cdot (C_1 \oplus C^*)\} \cdot \{(\pm 1) + j(\pm 1)\} \\ \{\text{komplexe Codes}\} \cdot \{\text{Datensymbol}\}$$

die dadurch eine auf  $\pi/4$  Radianz gesetzte Konstellation in Bezug auf die Pilotsignalkonstellationen bilden.

**[0122]** Die GLPT-Konstellation ist in [Fig. 3a](#) gezeigt, und die  $\text{TRCH}_n$ -Verkehrskanalkonstellation ist in [Fig. 3b](#) gezeigt.

## Logikkanalzuweisung der FBCH-, SBCH- und Verkehrskanäle

**[0123]** Der FBCH ist ein globaler Vorwärtsverbindungskanal, der zum Aussenden dynamischer Information über die Verfügbarkeit von Diensten und AXCHs verwendet wird. Nachrichten werden kontinuierlich über diesen Kanal versendet, und jede Nachricht dauert ungefähr eine ms. Die FBCH-Nachricht ist 16 Bit lang, wird kontinuierlich wiederholt und ist auf die Epoche ausgerichtet. Der FBCH ist wie in Tabelle 6 definiert formatiert.

Tabelle 6: FBCH-Format

Bit	Definition
0	Ampel 0
1	Ampel 1
2	Ampel 2
3	Ampel 3
4-7	Dienstindikatorbits
8	Ampel 0
9	Ampel 1
10	Ampel 2
11	Ampel 3
12-15	Dienstindikatorbits

**[0124]** Für den FBCH wird das Bit 0 zuerst gesendet. Wie in Tabelle 6 verwendet, entspricht eine Ampel einem Zugriffskanal (AXCH) und gibt an, ob der bestimmte Zugriffskanal derzeit in Verwendung (rotes Licht) oder nicht in Verwendung (grünes Licht) ist. Eine logische "1" zeigt an, dass die Ampel grün ist, und eine logische "0" zeigt an, dass die Ampel rot ist. Die Werte der Ampelbits können sich von Oktett zu Oktett ändern, und jede 16-Bit-Nachricht enthält eigene Dienst-Anzeigebits, welche die Typen von Diensten beschreiben, die für die AXCHs verfügbar sind.

**[0125]** Eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung verwendet Dienstanzeigebits wie folgt, um die Verfügbarkeit von Diensten oder AXCHs anzuzeigen. Die Dienstanzeigerbits {4, 5, 6, 7, 12, 13, 14, 15} zusammen genommen können eine unsignierte binäre Zahl sein, wobei das Bit 4 das MSB und das Bit 15 das LSB ist. Jedes Diensttypinkrement hat eine zugeordnete nominelle Größe der erforderlichen Kapazität, und der FBCH sendet kontinuierlich die verfügbare Kapazität aus. Die ist so ausgelegt, dass sie einen maximalen Wert hat, der dem höchsten möglichen Dienstinkrement gleich ist. Wenn eine SU einen neuen Dienst oder eine Erhöhung der Anzahl von Trägern benötigt, vergleicht sie die erforderliche Kapazität zu der vom FBCH angegebenen Kapazität und betrachtet sich als blockiert, wenn die Kapazität nicht zur Verfügung steht. Der FBCH und die Verkehrskanäle sind auf die Epoche ausgerichtet.

**[0126]** Langsam-Sende-Informationsrahmen enthalten System- oder andere allgemeine Information, die allen SUs zur Verfügung steht, und Funkruf-Informationsrahmen enthalten Information über Rufanforderungen für bestimmte SUs. Langsam-Sende-Informationsrahmen und Funkruf-Informationsrahmen werden zusammen auf einem einzigen logischen Kanal multiplexiert, der den langsamen Sendekanal (SBCH) bildet. Wie schon vorher definiert, ist die Codeepoche eine Abfolge von 29877120 Chips mit einer Epochendauer, die von der in Tabelle 7 unten definierten Chiprate abhängt. Zur Erleichterung der Energieeinsparung ist der Kanal in N "Schlaf"-Zyklen aufgeteilt, und jeder Zyklus ist in M Schlitze (Slots) eingeteilt, die 19 ms lang sind, außer für die 10,5-MHz-Bandbreite, die Schlitze von 18 ms aufweist.

Tabelle 7: SBCH-Kanal-Format

Bandbreite (MHz)	Spreiz-coderate (MHz)	Epochen-länge (ms)	Zyklen/ Epoche N	Zyklus-länge (ms)	Schlitze/ Zyklus M	Schlitz-länge (ms)
7,0	5,824	5130	5	1026	54	19
10,0	8,320	3591	3	1197	63	19

10,5	8,512	3510	3	1170	65	18
14,0	11,648	2565	3	855	45	19
15,0	12,480	2394	2	1197	63	19

**[0127]** Schlafzyklusschlitz #1 wird immer zur Langsam-Sende-Information verwendet. Die Schlitz #2 bis #M - 1 werden für Funkrufgruppen verwendet, außer wenn erweiterte Langsam-Sende-Information eingefügt wird. Das Muster von Zyklen und Schlitz in einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung läuft kontinuierlich bei 16 KB/s.

**[0128]** Innerhalb eines jeden Schlafzyklus schaltet die SU den Empfänger ein und akquiriert erneut den Pilotcode. Dann erreicht sie eine Trägersynchronisation in ausreichender Genauigkeit für eine zufriedenstellende Demodulation und Viterbi-Decodierung. Die Ruhezeit zum Erreichen einer Trägersynchronisierung kann bis zu drei Schlitz lang sein. Zum Beispiel schaltet eine dem Schlitz #7 zugewiesene SU den Empfänger am Anfang von Schlitz #4 an. Da sie ihren Schlitz überwacht hat, erkennt die SU entweder ihre Funkrufadresse und hat eine Zugangsanforderung eingeleitet, oder sie hat ihre Funkrufadresse nicht erkannt, in welchem Fall sie zum Schlafmodus zurückkehrt. Tabelle 8 zeigt Tastgrade für die unterschiedlichen Bandbreiten, wobei eine Aufwachdauer von 3 Schlitz angenommen wird.

Tabelle 8: Schlafzyklus-Energieeinsparung

Bandbreite (MHz)	Schlitz/Zyklus	Tastgrad
7,0	54	7,4%
10,0	63	6,3%
10,5	65	6,2%
14,0	45	8,9%
15,0	63	6,3%

## Spreizcodenachführung und AMF-Erfassung in Mehrwegekanälen

## Spreizcodenachführung

**[0129]** Drei CDMA-Spreizcodenachführverfahren in Mehrwege-Schwund-Umgebungen sind beschrieben, welche die Codephase eines empfangenen Mehrwege-Spreizspektrumsignals verfolgen. Das erste besteht in der bekannten Nachführschaltung, die einfach die Spreizcodephase mit dem höchsten Detektor-Ausgangssignalwert verfolgt, das zweite besteht in einer Nachführschaltung, die den Medianwert der Codephase der Gruppe von Mehrwegesignalen verfolgt, und das dritte besteht in einer Zentroid-Nachführschaltung, welche die Codephase eines optimierten, durch die Methode der kleinsten Vierecke gewichteten Durchschnitts der Mehrwege-Signalkomponenten verfolgt. Es folgt eine Beschreibung des Algorithmus, durch den die Spreizcodephase des empfangenen CDMA-Signals verfolgt wird.

**[0130]** Eine Nachführschaltung hat Betriebseigenschaften, die das Verhältnis zwischen dem Zeitfehler und der Steuerspannung aufzeigen, die einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) einer Spreizcodephasen-Nachführschaltung ansteuert. Wenn ein positiver Zeitfehler auftritt, erzeugt die Nachführschaltung eine negative Steuerspannung zum Ausgleichen des Zeitfehlers. Wenn ein negativer Zeitfehler auftritt, erzeugt die Nachführschaltung eine positive Steuerspannung zum Ausgleichen des Zeitfehlers. Wenn die Nachführschaltung einen Wert Null erzeugt, dann entspricht dieser Wert der perfekten Zeitausrichtung, die Synchronisationspunkt ("Lock-Point") genannt wird. **Fig. 3** zeigt die grundlegende Nachführschaltung. Das empfangene Signal  $r(t)$  wird an das abgestimmte Filter **301** angelegt, was  $r(t)$  mit einer lokalen Codesequenz  $c(t)$  korreliert, die vom Codegenerator **303** erzeugt wurde. Das Ausgangssignal des abgestimmten Filters  $x(t)$  wird vom Sampler **302** abgegriffen, um Proben  $x[nT]$  und  $x[nT + T/2]$  zu erzeugen. Die Proben  $x[nT]$  und  $x[nT + T/2]$  werden von einer Nachführschaltung **304** dazu verwendet, um zu bestimmen, ob die Phase des Spreizcodes  $c(t)$  des Codegenerators **303** korrekt ist. Die Nachführschaltung **304** erzeugt ein Fehlersignal  $e(t)$  als ein Eingangssignal an den Codegenerator **303**. Der Codegenerator **303** verwendet dieses Signal  $e(t)$  als ein Eingangssignal zum Abstimmen der von ihr erzeugten Codephase.

**[0131]** In einem CDMA-System wird das vom Referenz-Benutzer ausgesendete Signal in der Tiefpass-Präsentation wie folgt geschrieben:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k P_{T_c}(t - kT_c) \quad (7)$$

wobei  $c_k$  die Spreizcodekoeffizienten,  $P_{T_c}(t)$  die Spreizcode-Chipwellenform und  $T_c$  die Chipdauer repräsentiert. Unter der Annahme, dass der Referenz-Benutzer keine Daten sendet, so dass nur der Spreizcode den Träger moduliert. Gemäß [Fig. 3c](#) ist das empfangene Signal

$$r(t) = \sum_{i=1}^M a_i s(t - \tau_i) \quad (8)$$

**[0132]** Hier beruht  $a_i$  auf dem Schwundeffekt des Mehrwegekanals auf dem  $i$ -ten Pfad, und  $\tau_i$  ist die Zufallszeitverzögerung, die dem gleichen Pfad zugeordnet ist. Der Empfänger lässt das empfangene Signal durch ein abgestimmtes Filter, das als Korrelationsempfänger implementiert und unten beschrieben ist. Dieser Betrieb erfolgt in zwei Schritten: Zuerst wird das Signal durch ein chipabgestimmtes Filter geleitet und zum Wiederherstellen der Spreizcode-Chipwerte abgegriffen, dann wird diese Chipsequenz mit der lokal erzeugten Codesequenz korreliert.

**[0133]** [Fig. 3c](#) zeigt das Chip abgestimmte Filter **301**, das mit der Chipwellenform  $P_{T_c}(t)$  abgestimmt ist, und den Sampler **302**. Idealerweise ist das Signal  $x(t)$  am Ausgang des chipabgestimmten Filters

$$x(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_i c_k g(t - \tau_i - kT_c) \quad (9)$$

wobei

$$g(t) = P_{T_c}(t) * h_R(t) \quad (10)$$

**[0134]** Hier ist  $h_R(t)$  die Impulsantwort des chipabgestimmten Filters und "\*" bezeichnet die Faltung. Die Ordnung der Summen kann wie folgt umgeschrieben werden

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k f(t - kT_c) \quad (11)$$

wobei

$$f(t) = \sum_{i=1}^M a_i g(t - \tau_i) \quad (12)$$

**[0135]** Im oben beschriebenen Mehrwegekanal greift der Sampler das Ausgangssignal des abgestimmten Filters zum Erzeugen von  $x(nT)$  an den Punkten maximaler Leistung von  $g(t)$  ab. In der Praxis ist jedoch die Wellenform  $g(t)$  beträchtlich verzerrt, was am Effekt des Mehrwegesignal-Empfangs liegt, und eine perfekte Zeitausrichtung des Signals ist nicht verfügbar.

**[0136]** Wenn die Mehrwegeverzerrung im Kanal vernachlässigbar ist und eine perfekte Abschätzung der Zeitabstimmung verfügbar ist, d.h.  $a_1 = 1$ ,  $\tau_1 = 0$  und  $a_i = 0$ ,  $i = 2, \dots, M$ , ist das empfangene Signal  $r(t) = s(t)$ . Dann wird bei diesem idealen Kanalmodell das Ausgangssignal des chipabgestimmten Filters

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k g(t - kT_c) \quad (13)$$

**[0137]** Wenn ein Mehrwegeschwund auftritt, ist jedoch die empfangene Spreizcode-Chipwert-Wellenform verzerrt und hat eine Anzahl lokaler Maxima, die sich von einem Abtastintervall zum anderen je nach den Kanaleigenschaften ändern können.

**[0138]** Bei Mehrwege-Schwund-Kanälen mit sich schnell ändernden Kanaleigenschaften ist es nicht praktikabel zu versuchen, das Maximum der Welle  $f(t)$  in jedem Chipperiodenintervall zu lokalisieren. Stattdessen kann eine Zeitreferenz von den Eigenschaften von  $f(t)$  erhalten werden, die sich vielleicht nicht zu schnell verändert. Es folgt eine Beschreibung von drei Nachführverfahren aufgrund unterschiedlicher Eigenschaften von  $f(t)$ .

## Bekanntes Spreizcode-Nachführverfahren:

**[0139]** Bei bekannten Nachführverfahren wird eine Codenachführschaltung verwendet, welche die Zeit festzustellen versucht, wann der maximale Ausgangswert des abgestimmten Filters der Chipwellenform auftritt, und das Signal entsprechend abzutasten. In Mehrwege-Schwund-Kanälen kann die vom Empfänger entspreizte Codewellenform jedoch eine Anzahl lokaler Maxima aufweisen, was speziell in einer mobilen Umgebung der Fall ist. Im Folgenden repräsentiert  $f(t)$  die empfangene Signalwellenform des Spreizcodechips, der mit der Kanalimpulsantwort gefaltet ist. Die Frequenzantwortkennlinie von  $f(t)$  und das Maximum dieser Kennlinie kann sich ziemlich schnell verändern, wodurch ein Nachführen des Maximums von  $f(t)$  impraktikabel wird.

**[0140]**  $\tau$  sei die Zeitschätzung, welche die Nachführschaltung während eines bestimmten Abtastintervalls berechnet. Außerdem sei die folgende Fehlerfunktion definiert

$$\varepsilon = \begin{cases} \int_{\{t \mid |\tau - t| > \delta\}} f(t) dt, & |\tau - t| > \delta \\ 0 & |\tau - t| < \delta \end{cases} \quad (14)$$

$$\varepsilon = 0 \quad |\tau - t| < \delta$$

**[0141]** Die Nachführschaltungen des Standes der Technik berechnen einen Wert des Eingangssignals, der den Fehler  $\varepsilon$  minimiert. So kann man Folgendes schreiben

$$\min \varepsilon = 1 - \max_{\tau} \int_{\tau - \delta}^{\tau + \delta} f(t) dt \quad (15)$$

**[0142]** Angenommen,  $f(\tau)$  hat in den angegebenen Werten eine glatte Form, dann minimiert der Wert von  $\tau$ , für den  $f(\tau)$  ein Maximum ist, den Fehler  $\varepsilon$ , so dass die Nachführschaltung das Maximum von  $f(t)$  verfolgt.

## Median-Gewichtungs-Wert-Nachführverfahren:

**[0143]** Das Median-Gewichtungs-Wert-Nachführverfahren einer erfindungsgemäßen Ausführungsform minimiert den absolut gewichteten Wert, der wie folgt definiert ist

$$\varepsilon = \int_{-\infty}^{\infty} |t - \tau| f(t) dt \quad (16)$$

**[0144]** Dieses Nachführverfahren berechnet den "Median"-Signalwert von  $f(t)$  durch Sammeln von Information aus allen Pfaden, wobei  $f(\tau)$  wie in Gleichung 12 ist. In einer Mehrwege-Schwund-Umgebung kann die Wellenform  $f(t)$  mehrere lokale Maxima, jedoch nur einen Median haben.

**[0145]** Zum Minimieren von  $\varepsilon$  wird die Gleichung (16) nach  $\tau$  abgeleitet, und das Ergebnis wird mit Null gleichgesetzt, was Folgendes ergibt

$$\int_{-\infty}^{\tau} f(t) dt = \int_{\tau}^{\infty} f(t) dt \quad (17)$$

**[0146]** Der Wert von  $\tau$ , der (17) erfüllt, wird der "Median" von  $f(t)$  genannt. Daher verfolgt das Median-Nachführverfahren der vorliegenden Ausführungsform den Median  $f(t)$ . [Fig. 4](#) zeigt eine Implementierung der Nachführschaltung auf der Grundlage des Minimierens des absolut gewichteten Fehlers, der oben definiert ist. Das Signal  $x(t)$  und seine um einen halben Chip versetzte Version  $x(t + T/2)$  werden durch den A/D **401** mit einer Rate von  $1/T$  abgegriffen. Die folgende Gleichung bestimmt die Betriebskennlinie der Schaltung in [Fig. 4](#):

$$\varepsilon(\tau) = \sum_{n=1}^{2L} |f(\tau - nT/2)| - |f(\tau + nT/2)| \quad (18)$$

**[0147]** Das Nachführen des Medians einer Gruppe von Mehrwegsignalen hält die empfangene Energie der Mehrwegsignalkomponenten im Wesentlichen gleich auf der frühen und späten Seite des Medianpunkts der korrekten lokal erzeugten Spreizcodephase  $c_n$ . Die Nachführschaltung besteht aus einem A/D **401**, der ein Eingangssignal  $x(t)$  zum Bilden der um einen halben Chip versetzten Abtastungen abtastet. Die um einen halben Chip versetzten Abtastungen werden alternativ in gerade Abtastungen, die als früher Satz von Abtastungen  $x(nT + \tau)$ , und ungerade Abtastungen, die als später Satz von Abtastungen  $x(nT + (T/2) + \tau)$  bezeichnet werden, gruppiert. Das erste korrelationsbankadaptive angepasste Filter **402** multipliziert jede frühe Abtastung mit den

Spreizcodephasen  $c(n + 1)$ ,  $c(n + 2)$ , ...,  $c(n + L)$ , wobei  $L$  im Vergleich zur Codelänge klein ist und ungefähr gleich der Anzahl von Chips Verzögerung zwischen dem frühesten und dem spätesten Mehrwegesignal ist. Das Ausgangssignal eines jeden Korrelators wird an eine entsprechende erste Sum-and-Dump-Bank **404** angelegt. Die Größen der Ausgangswerte der  $L$  Sum-and-Dumps werden im Rechner **406** berechnet und dann im Summierer **408** summiert, wodurch sich ein Ausgangswert ergibt, der zur Signalenergie in der frühen Mehrwegesignalen proportional ist. In ähnlicher Weise verfährt ein zweites korrelationsbankadaptives abgestimmtes Filter **403** mit den späten Abtastungen, wobei Codephasen  $c(n - 1)$ ,  $c(n - 2)$ , ...,  $c(n - L)$  verwendet werden, und jedes Ausgangssignal wird an eine entsprechende Sum-and-Dump-Schaltung in einem Integrator **405** angelegt. Die Größen  $L$  Sum-and-Dump-Ausgangssignale werden in einem Rechner **407** berechnet und dann im Summierer **409** summiert, wobei sich ein Wert für die späte Mehrwegesignalenergie ergibt. Schließlich berechnet der Subtraktor **410** die Differenz und erzeugt das Fehlersignal  $\varepsilon(t)$  des frühen und späten Signalenergiewertes.

**[0148]** Die Nachführschaltung passt mittels des Fehlersignals  $\varepsilon(\tau)$  die lokal erzeugten Codephasen  $c(t)$  an, so dass die Differenz zwischen den frühen und späten Werten gegen Null tendiert.

#### Zentroid-Nachführverfahren

**[0149]** Die optimale Spreizcodenachführschaltung einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird quadratgewichtete Nachführschaltung oder Zentroid-Nachführschaltung genannt. Wenn  $\tau$  zum Benennen der Zeitschätzung definiert ist, welche die Nachführschaltung auf der Grundlage einer Kennlinie von  $f(t)$  berechnet, minimiert die Zentroid-Nachführschaltung den wie folgt definierten quadratgewichteten Fehler:

$$\varepsilon = \int_{-\infty}^{\infty} |t - \tau|^2 f(t) dt \quad (19)$$

**[0150]** Diese Funktion im Innern des Integrals hat eine quadratische Form, welche ein einziges Minimum aufweist. Der Wert von  $\tau$ , der  $\varepsilon$  minimiert, kann durch Ableiten der obigen Gleichung nach  $\tau$  und einer Gleichsetzung mit Null bekommen werden, wodurch sich Folgendes ergibt:

$$\int_{-\infty}^{\infty} (-2t + 2\tau) f(t) dt = 0 \quad (20)$$

**[0151]** Daher ist der Wert von  $\tau$ , der die Gleichung (21) erfüllt

$$\tau - \frac{1}{\beta} \int_{-\infty}^{\infty} t f(t) dt = 0 \quad (21)$$

die Zeitschätzung, die die Nachführschaltung berechnet, wobei  $\beta$  ein konstanter Wert ist.

**[0152]** Auf der Grundlage dieser Beobachtungen ist eine Ausführung einer beispielhaften Nachführschaltung, welche den quadratgewichteten Fehler minimiert, in [Fig. 5a](#) gezeigt. Durch die folgende Gleichung wird das Fehlersignal  $\varepsilon(\tau)$  der Zentroid-Nachführschaltung bestimmt:

$$\varepsilon(\tau) = \sum_{n=1}^{2L} n \left[ |f(\tau - nT/2)| - |f(\tau + nT/2)| \right] = 0 \quad (22)$$

**[0153]** Der Wert, welcher  $\varepsilon(\tau) = 0$  erfüllt, ist die perfekte Zeitschätzung.

**[0154]** Die frühe und späte Mehrwegesignalenergie auf jeder Seite des Zentroidpunkts sind gleich. Die in [Fig. 5a](#) gezeigte Zentroid-Nachführschaltung besteht aus einem A/D-Wandler **501**, der ein Eingabesignal  $x(t)$  zum Bilden der um einen halben Chip versetzten Abtastungen abtastet. Die um einen halben Chip versetzten Abtastungen werden abwechselnd als ein früher Satz von Abtastungen  $x(nT + \tau)$  und ein später Satz von Abtastungen  $x(nT + (T/2) + \tau)$  gruppiert. Das erste korrelationsbankadaptiv angepasste Filter **502** multipliziert jede frühe Abtastung und jede späte Abtastung mit den positiven Spreizcodephasen  $c(n + 1)$ ,  $c(n + 2)$ , ...,  $c(n + L)$ , wobei  $L$  im Vergleich zur Codelänge klein und ungefähr gleich zur Anzahl von Chips Verzögerung zwischen dem frühesten und dem spätesten Mehrwegesignal ist. Das Ausgangssignal eines jeden Korrelators wird an eine entsprechende der  $L$  Sum-and-Dump-Schaltungen der ersten Sum-and-Dump-Bank **504** angelegt. Der Größenwert einer jeden Sum-and-Dump-Schaltung der Sum-and-Dump-Bank **504** wird durch den entsprechenden Rechner in der Rechnerbank **506** berechnet und an einen entsprechenden Gewichtungsverstärker der ersten Gewichtungsbank **508** angelegt. Das Ausgangssignal eines jeden Gewichtungsverstärkers repräsentiert die gewichtete Signalenergie in einem Mehrwege-Komponenten-Signal.

**[0155]** Die gewichteten frühen Mehrwegesignalenergiewerte werden in einem Abtastungsaddierer **510** summiert, wodurch sich ein Ausgabewert ergibt, der zur Signalenergie in der Gruppe von Mehrwegesignalen proportional ist, welche den positiven Codephasen entsprechen, die die frühen Mehrwegesignale sind. In ähnlicher Weise bearbeitet ein zweites korrelationsbankadaptives abgestimmtes Filter **503** die frühen und späten Abtastungen, wobei die negativen Spreizcodephasen  $c(n-1)$ ,  $c(n-2)$ , ...,  $c(n-L)$  verwendet werden; jedes Ausgangssignal wird an eine entsprechende Sum-and-Dump-Schaltung des diskreten Integrators **505** geleitet. Der Größenwert der  $L$  Sum-and-Dump-Ausgangssignale wird durch den entsprechenden Rechner der Rechnerbank **507** berechnet und in der Gewichtungsbank **509** gewichtet. Die gewichteten späten Mehrwegesignalenergiewerte werden im Abtastungsaddierer **511** summiert, wobei sich ein Energiewert für die Gruppe von Mehrwegesignalen ergibt, der den negativen Codephasen entspricht, welche die späten Mehrwegesignale sind. Schließlich berechnet der Addierer **512** die Differenz der frühen und späten Signalenergiewerte zum Erzeugen eines Fehlerabtastwerts  $\varepsilon(\tau)$ .

**[0156]** Die Nachführschaltung von [Fig. 5a](#) erzeugt ein Fehlersignal  $\varepsilon(\tau)$ , das zum Abstimmen der lokal erzeugten Codephase  $c(nT)$  verwendet wird, um die gewichtete durchschnittliche Energie in den frühen und späten Mehrwegesignalgruppen gleich zu halten. Die gezeigte Ausführungsform verwendet Gewichtungswerte, die größer werden, wenn der Abstand vom Zentroid größer wird. Die Signalenergie in den frühesten und spätesten Mehrwegesignalen ist wahrscheinlich geringer als die Mehrwegesignalwerte in der Nähe des Zentroids. Folglich ist die von dem Addierer **510** berechnete Differenz gegenüber Veränderungen der Verzögerung der frühesten und spätesten Mehrwegesignale empfindlicher.

#### Quadratischer Detektor zur Nachführung

**[0157]** In der neuen Ausführungsform des Nachführverfahrens stimmt die Nachführschaltung die Abtastphase so ab, dass sie "optimal" und im Mehrwegeverfahren robust ist.  $f(t)$  soll die empfangene Signalwellenform in Gleichung 12 oben repräsentieren. Das bestimmte Verfahren zum Optimieren startet mit einer verzögerungssynchronen Schleife mit einem Fehlersignal  $\varepsilon(\tau)$ , das die Schleife ansteuert. Die Funktion  $\varepsilon(\tau)$  muss nur einen Nullübergang bei  $\tau = \tau_0$  haben, wobei  $\tau_0$  optimal ist. Die optimale Form für  $\varepsilon(\tau)$  ist die kanonische Form:

$$\varepsilon(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t, \tau) |f(t)|^2 dt \quad (23)$$

wobei  $w(t, \tau)$  eine Gewichtungsfunktion ist, die  $f(t)$  zum Fehler  $\varepsilon(\tau)$  in Beziehung bringt, und die durch Gleichung 24 angegebene Beziehung trifft ebenfalls zu

$$\varepsilon(\tau + \tau_0) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t, \tau + \tau_0) |f(t)|^2 dt \quad (24)$$

**[0158]** Aus Gleichung (24) folgt, dass  $w(t, \tau)$  äquivalent zu  $w(t - \tau)$  ist. Man betrachte die Steigung  $M$  des Fehlersignals in der Nachbarschaft eines Verriegelungspunkts (Synchronisationspunkt)  $\tau_0$ :

$$M = \left. \frac{d\varepsilon(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau_0} = - \int_{-\infty}^{\infty} w'(t - \tau_0) g(t) dt \quad (25)$$

wobei  $w'(t, \tau)$  die Ableitung von  $w(t, \tau)$  nach  $\tau$  und  $g(t)$  der Durchschnitt von  $|f(t)|^2$  ist.

**[0159]** Der Fehler  $\varepsilon(\tau)$  hat einen deterministischen Teil und einen Rauschteil. Wenn  $z$  die Rauschkomponente in  $\varepsilon(\tau)$  bezeichnet, dann ist  $|z|^2$  die durchschnittliche Rauschleistung in der Fehlerfunktion  $\varepsilon(\tau)$ . Folglich maximiert die optimale Nachführschaltung das Verhältnis

$$F = \frac{M^2}{|z|^2} \quad (26)$$

**[0160]** Es folgt eine Beschreibung der Implementierung des Quadratdetektors. Der diskrete Fehlerwert  $e$  eines Fehlersignals  $\varepsilon(\tau)$  wird durch Durchführung der folgenden Operation erzeugt:

$$e = y^T B y \quad (27)$$

wobei der Vektor  $y$  die empfangenen Signalkomponenten  $y_i$ ,  $i = 0, 1, \dots, L-1$  repräsentiert, wie in [Fig. 5b](#) ge-



zeigt. Die Matrix B ist eine L-mal-L-Matrix, und die Elemente werden durch eine Berechnung von Werten bestimmt, so dass das Verhältnis F (26) maximiert wird.

[0161] Der oben beschriebene Quadratdetektor kann zum Implementieren des oben anhand von [Fig. 5a](#) beschriebenen Zentroid-Nachführsystems verwendet werden. Für diese Implementierung ist der Vektor y das Ausgangssignal der Sum-and-Dump-Schaltungen **504**:  $y = \{f(\tau - LT), f(\tau - LT + T/2), f(\tau - (L - 1)T), \dots, f(\tau), f(\tau + T/2), f(\tau + T), \dots, f(\tau + LT)\}$ , und die Matrix B ist in Tabelle 9 angegeben.

Tabelle 9: B-Matrix für quadratische Form des Zentroid-Nachführsystems

L	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	L-1/2	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	L-1	0	0	0	0	0	0	0	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
0	0	0	0	1/2	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	-1/2	0	0	0	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
0	0	0	0	0	0	0	0	-L+1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	0
									L+1/2	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-L

Bestimmung des benötigten Minimalwerts von L:

[0162] Der Wert von L im vorhergehenden Abschnitt bestimmt die minimale Anzahl von Korrelatoren und Sum-and-Dump-Elementen. L wird so klein wie möglich gewählt, ohne dass dadurch die Funktionalität der Nachführschaltung beeinträchtigt wird.

[0163] Die Mehrwege-Kennlinie des Kanals ist so, dass die empfangene Chip-Wellenform  $f(t)$  über  $QT_c$  Sekunden gespreizt wird, oder die Mehrwege-Komponenten nehmen einen Zeitraum von Q Chips Dauer ein. Der gewählte Wert von L ist  $L = Q$ . Q wird durch ein Messen der bestimmten HF-Kanal-Sendeeigenschaften zum Bestimmen der frühesten und spätesten Mehrwege-Komponenten-Signalpropagationsverzögerung ermittelt.  $QT_c$  ist die Differenz zwischen der frühesten und spätesten Mehrwege-Komponenten-Ankunftszeit bei einem Empfänger.

#### Adaptiver Vektorkorrelator

[0164] Eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung verwendet einen adaptiven Vektorkorrelator (AVC) zum Schätzen der Kanal-Impulsantwort und zum Erhalten eines Referenzwerts zum kohärenten Kombinieren empfangener Mehrwege-Signalkomponenten. Die beschriebene Ausführungsform verwendet ein Feld von Korrelatoren zum Schätzen der die jeweiligen Mehrwegekomponente beeinflussenden komplexen Kanalantwort. Der Empfänger gleicht die Kanalantwort aus und kombiniert die empfangenen Mehrwege-Signalkomponenten kohärent. Dieses Verfahren wird als Maximal-Verhältnis-Kombinieren bezeichnet.

[0165] Gemäß [Fig. 6](#) führt das Eingangssignal  $x(t)$  in das System Interferenzrauschen anderer Nachrichtenkanäle, Mehrwegesignale der Nachrichtenkanäle, thermisches Rauschen und Mehrwegesignale des Pilotsignals ein. Das Signal wird an den AVC **601** geleitet, der in der beispielhaften Ausführungsform eine Entspreizungseinrichtung **602**, eine Kanalschätzeinrichtung zum Schätzen der Kanalantwort **604**, eine Korrekturereinrichtung zur Korrektur eines Signals gegen Auswirkungen der Kanalantwort **603** und einen Addierer **605** aufweist. Die AVC-Entspreizungseinrichtung **602** besteht aus mehreren Codekorrelatoren, wobei jeder Korrelator eine andere Phase des Pilotcodes  $c(t)$  verwendet, der vom Pilotcodegenerator **608** erzeugt wird. Das Ausgangssignal dieser Entspreizungseinrichtung entspricht einem Rauschleistungspegel, wenn der lokale Pilotcode der Entspreizungseinrichtung nicht mit dem Eingangscodesignal in Phase ist. Alternativ entspricht es einem empfangenen Pilotsignalleistungspegel plus Rauschleistungspegel, wenn die Phasen des Eingangspilotcodes und des lokal erzeugten Pilotcodes die gleichen sind. Die Ausgangssignale der Korrelatoren der Entspreizungseinrichtung werden hinsichtlich der Kanalantwort durch die Korrekturereinrichtung **603** korrigiert



und an den Addierer **605** angelegt, der die gesamte Mehrwege-Pilotsignalleistung sammelt. Die Kanalantwort-Schätzeinrichtung **604** empfängt das kombinierte Pilotsignal und die Ausgangssignale der Entspreizungseinrichtung **602** und liefert ein Kanalantwort-Schätzsignal  $w(t)$  an die Korrekturereinrichtung **603** des AVC, und das Schätzsignal  $w(t)$  steht ebenfalls dem adaptiven abgestimmten Filter (AMF), das unten beschrieben ist, zur Verfügung. Das Ausgangssignal der Entspreizungseinrichtung **602** wird ebenfalls an die Akquisitions-Entscheidungseinrichtung **606** geliefert, die auf der Grundlage eines bestimmten Algorithmus, wie zum Beispiel eines sequenziellen Wahrscheinlichkeitsverhältnistests (SPRT) bestimmt, ob die anwesenden Ausgangspegel der Entspreizungsschaltungen der Synchronisation des lokal erzeugten Codes mit der erwünschten Eingangscodephase entsprechen. Wenn der Detektor keine Synchronisation feststellt, dann sendet die Akquisitions-Entscheidungseinrichtung ein Steuersignal  $a(t)$  an den lokalen Pilotcodegenerator **608** zum Verschieben seiner Phase um eine oder mehrere Chipperioden. Wenn eine Synchronisation gefunden wurde, informiert die Akquisitions-Entscheidungseinrichtung die Nachführschaltung **607**, die eine enge Synchronisation zwischen der empfangenen und der lokal erzeugten Codesequenz erreicht und aufrecht erhält.

**[0166]** Eine beispielhafte Implementierung des Pilot-AVC, der zum Entspreizen des Pilotspreizcodes verwendet wird, ist in [Fig. 7](#) gezeigt. Bei der beschriebenen Ausführungsform wird angenommen, dass das Eingangssignal  $x(t)$  mit einer Abtastperiode  $T$  zum Bilden von Abtastungen  $x(nT + \tau)$  abgetastet wurde und aus Interferenzrauschen anderer Nachrichtenkanäle, Mehrwegesignalen aus Nachrichtenkanälen, thermischem Rauschen und Mehrwegesignalen des Pilotcodes zusammengesetzt ist. Das Signal  $x(nT + \tau)$  wird an  $L$  Korrelatoren angelegt, wobei  $L$  die Anzahl von Codephasen ist, über die die Unsicherheit innerhalb des Mehrwegesignals existiert. Jeder Korrelator **701**, **702**, **703** weist einen Multiplikator **704**, **705**, **706** auf, der das Eingangssignal mit einer bestimmten Phase des Pilotspreizcodesignals  $c((n + i)T)$  multipliziert, und Sum-and-Dump-Schaltungen **708**, **709**, **710**. Das Ausgangssignal des jeweiligen Multiplizierers **704**, **705**, **706** wird an eine entsprechende Sum-and-Dump-Schaltung **708**, **709**, **710** zum Durchführen eines diskreten Integrals angelegt. Vor dem Summieren der in den Ausgangssignalen der Korrelatoren enthaltenen Signalenergie kompensiert der AVC die Kanalantwort und die Trägerphasenrotation der verschiedenen Mehrwegesignale. Jedes Ausgangssignal eines jeden Sum-and-Dumps **708**, **709**, **710** wird mit einem Derotationszeiger [komplexe Konjugation von  $e^{j(nT)}$ ] aus der digitalen phasensynchronen Schleife (digital phase lock loop/DPLL) **721** durch den entsprechenden Multiplizierer **714**, **715**, **716** zur Berücksichtigung der Phasen- und Frequenzverschiebung des Trägersignals multipliziert. Der Pilot-RAKE AMF berechnet die Gewichtungsfaktoren  $w_k$ ,  $k = 1, \dots, L$  für das jeweilige Mehrwegesignal durch Einleiten des Ausgangssignals eines jeden Multiplizierers **714**, **715**, **716** durch ein Tiefpassfilter (LPF) **711**, **712**, **713**. Jedes entspreizte Mehrwegesignal wird mit seinem entsprechenden Gewichtungsfaktor in einem entsprechenden Multiplizierer **717**, **718**, **719** multipliziert. Die Ausgangssignale der Multiplizierer **717**, **718**, **719** werden in einem Master-Addierer **720** summiert, und das Ausgangssignal  $p(nT)$  des Akkumulators **720** besteht aus den kombinierten entspreizten Mehrwege-Pilotsignalen im Rauschen. Das Ausgangssignal  $p(nT)$  wird ebenfalls in die DPLL **721** geleitet, um das Fehlersignal  $e_p(nT)$  zum Nachführen der Trägerphase zu erzeugen.

**[0167]** Die [Fig. 8a](#) und [Fig. 8b](#) zeigen alternative Ausführungsformen des AVC, die zum Erfassen und Mehrwege-Signal-Komponenten-Kombinierung verwendet werden können. Die Nachrichtensignal-AVCs der [Fig. 8a](#) und [Fig. 8b](#) verwenden vom Pilot-AVC erzeugte Gewichtungsfaktoren zum Korrigieren der Nachrichten-Daten-Mehrwege-Signale. Das Spreizcodesignal  $c(nT)$  ist die Spreizcode-Spreizsequenz, die von einem bestimmten Nachrichtenkanal verwendet wird, und ist mit dem Pilotspreizcodesignal synchron. Der Wert  $L$  ist die Anzahl von Korrelatoren in der AVC-Schaltung.

**[0168]** Die Schaltung von [Fig. 8a](#) berechnet die Entscheidungsvariable  $Z$ , die durch den folgenden Ausdruck gegeben ist

$$Z = w_1 \sum_{i=1}^N x(iT + \tau)c(iT) + w_2 \sum_{i=1}^N x(iT + \tau)c((i+1)T) \\ + \dots + w_L \sum_{i=1}^L x(iT + \tau) + c((i+L)T) \quad (28)$$

wobei  $N$  die Anzahl von Chips im Korrelationsfenster ist. In äquivalenter Weise ist die Entscheidungsstatistik gegeben durch

$$\begin{aligned}
Z &= x(t+\tau) \sum_{i=1}^L w_1 c(iT) + x(2T+\tau) \sum_{i=1}^L w_1 c((i+1)T) \\
&+ \dots + x(NT+\tau) \sum_{i=1}^L w_N c((i+N)T) \\
&= \sum_{k=1}^N x(kT-\tau) \sum_{i=1}^L w_k c((i+k-1)T)
\end{aligned} \tag{29}$$

**[0169]** Die alternative Implementierung, die aus Gleichung (29) resultiert, ist in [Fig. 8b](#) gezeigt.

**[0170]** Gemäß [Fig. 8a](#) wird das Eingangssignal  $x(t)$  zum Bilden von  $x(nT + \tau)$  abgetastet und setzt sich aus Interferenzrauschen anderer Nachrichtenkanäle, Mehrwegesignalen von Nachrichtenkanälen, thermischem Rauschen und Mehrsignalen des Pilotcodes zusammen. Das Signal  $x(nT + \tau)$  wird an  $L$  Korrelatoren angelegt, wobei  $L$  die Anzahl von Codephasen ist, über die die Unsicherheit in den Mehrwegesignalen existiert. Jeder Korrelator **801**, **802**, **803** enthält einen Multiplizierer **804**, **805**, **806**, welcher das Eingangssignal mit einer bestimmten Phase des Nachrichtenkanal-Spreizcodesignals multipliziert, und eine entsprechende Sum-and-Dump-Schaltung **808**, **809**, **810**. Das Ausgangssignal eines jeden Multiplizierers **804**, **805**, **806** wird an eine entsprechende Sum-and-Dump-Schaltung **808**, **809**, **810** angelegt, die eine diskrete Integrierung durchführt. Vor dem Summieren der in den Ausgangssignalen der Korrelatoren enthaltenen Signalenergie kompensiert der AVC die unterschiedlichen Mehrwegesignale. Jedes entspreizte Mehrwegesignal und sein entsprechender Gewichtungsfaktor, der aus dem entsprechenden Mehrwege-Gewichtungsfaktor des Pilot-AVC erhalten wird, wird in einem entsprechenden Multiplizierer **817**, **818**, **819** multipliziert. Die Ausgangssignale des Multiplizierers **817**, **818**, **819** werden in einem Master-Addierer **820** summiert, und das Ausgangssignal  $z(nT)$  des Akkumulators **820** besteht aus abgetasteten Pegeln eines entspreizten Nachrichtensignals im Rauschen.

**[0171]** Die alternative Ausführungsform der Erfindung weist eine neue Implementierung der AVC-Entspreizungsschaltung für die Nachrichtenkanäle auf, welche das Sum-and-Dump für jede Mehrwege-Signal-Komponente gleichzeitig ausführt. Der Vorteil dieser Schaltung liegt darin, dass nur eine Sum-and-Dump-Schaltung und nur ein Addierer nötig sind. Gemäß [Fig. 8b](#) liefert der Nachrichtencodesequenzgenerator **830** eine Nachrichtencodesequenz an das Schieberegister **831** der Länge  $L$ . Das Ausgangssignal eines jeweiligen Registers **832**, **833**, **834**, **835** des Schieberegisters **831** entspricht der in Phase um einen Chip verschobenen Nachrichtencodesequenz. Der Ausgabewert eines jeden Registers **832**, **833**, **834**, **835** wird in den Multiplizierern **836**, **837**, **838**, **839** mit dem entsprechenden Gewichtungsfaktor  $w_k$ ,  $k = 1, \dots, L$  multipliziert, der vom Pilot-AVC erhalten wurde. Die Ausgangssignale der  $L$  Multiplizierer **836**, **837**, **838**, **839** werden durch die Addierschaltung **840** summiert. Das Addierschaltungs-Ausgangssignal und das Empfänger-Eingangssignal  $x(nT + \tau)$  werden dann in Multiplizierer **841** multipliziert und durch die Sum-and-Dump-Schaltung **842** zum Erzeugen eines Nachrichtensignals  $z(nT)$  integriert.

**[0172]** Eine dritte Ausführungsform des adaptiven Vektorkorrelators ist in [Fig. 8c](#) gezeigt. Die gezeigte Ausführungsform verwendet die Statistik der kleinsten Quadrate (LMS) zum Implementieren des Vektorkorrelators und bestimmt die Derotations-Faktoren für jede Mehrwegekomponente vom empfangenen Mehrwegesignal. Der AVC von [Fig. 8c](#) ist der beispielhaften Implementation des Pilot-AVC ähnlich, der zum Entspreizen des Pilotspreizcodes verwendet wird, der in [Fig. 7](#) gezeigt ist. Die digitale phasensynchrone Schleife **721** wird durch die phasensynchrone Schleife **850** ersetzt, die einen spannungsgesteuerten Oszillator **851**, Schleifenfilter **852**, Begrenzer **853** und einen Imaginärkomponentenseparator **854** aufweist. Die Differenz zwischen dem korrigierten entspreizten Ausgangssignal  $z(nT)$  und einem idealen entspreizten Ausgangssignal wird durch den Addierer **855** geliefert, und das Differenzsignal ist ein entspreizter Fehlerwert  $ide$ , der durch die Rotations-Schaltungen zum Ausgleichen von Fehlern in den Derotations-Faktoren weiter verwendet wird.

**[0173]** In einer Mehrwege-Signalamgebung wird die Signalenergie eines übertragenen Symbols über die Mehrwege-Signalkomponenten verteilt. Der Vorteil einer Mehrwege-Signaladdition ist der, dass ein wesentlicher Teil der Signalenergie in einem Ausgangssignal vom AVC wieder hergestellt wird. Folglich hat eine Erfassungsschaltung ein Eingangssignal vom AVC mit einem höheren Signal-zu-Rauschen-Verhältnis (SNR), und kann so die Anwesenheit eines Symbols mit einer niedrigeren Bitfehlerrate (BER) erfassen. Zusätzlich liefert die Messung des Ausgangssignals des AVC eine gute Anzeige für die Sendeleistung des Senders und ein gutes Maß für das Interferenzrauschen des Systems.

## Adaptives abgestimmtes Filter

**[0174]** Eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung weist ein adaptives abgestimmtes Filter (Adaptive Matched Filter/AMF) zum optimalen Kombinieren der Mehrwege-Signalkomponenten in einem empfangenen Spreizspektrums-Nachrichtensignal auf. Das AMF ist eine angezapfte Verzögerungsleitung, die verschobene Werte des abgetasteten Nachrichtensignals enthält und diese nach einer Korrektur der Kanalantwort kombiniert. Die Korrektur der Kanalantwort wird unter Verwendung der Kanalantwortabschätzung durchgeführt, die im AVC berechnet wurde, der das Pilot-Sequenzsignal bearbeitet. Das Ausgangssignal des AMF ist die Kombination der Mehrwegekomponenten, die zum Ergeben eines Maximalwerts summiert werden. Diese Kombination korrigiert die Verzerrung des Mehrwege-Signalempfangs. Die verschiedenen Nachrichten-Entspreizungsschaltungen verarbeiten dieses kombinierte Mehrwege-Komponentensignal vom AMF.

**[0175]** [Fig. 8d](#) zeigt eine beispielhafte Ausführungsform des AMF. Das abgetastete Signal vom A/D-Wandler **870** wird an die L-Stufen-Verzögerungsleitung **872** angelegt. Jede Stufe dieser Verzögerungsleitung **872** enthält das einer anderen Mehrwege-Signalkomponente entsprechende Signal. Eine Korrektur der Signalantwort wird an jede verzögerte Signalkomponente durch Multiplizieren der Komponente im entsprechenden Multiplizierer der Multipliziererbank **874** mit dem entsprechenden Gewichtungsfaktor  $w_1, w_2, \dots, w_L$  vom AVC entsprechend der verzögerten Signalkomponente angelegt. Alle gewichteten Signalkomponenten werden im Addierer **876** zum Ergeben des kombinierten Mehrwege-Komponentensignals  $y(t)$  summiert.

**[0176]** Das kombinierte Mehrwege-Komponentensignal  $y(t)$  enthält nicht die Korrektur aufgrund der Phase und der Frequenzverschiebung des Trägersignals. Die Korrektur der Phasen- und Frequenzverschiebung des Trägersignals wird an  $y(t)$  durch Multiplizieren von  $y(t)$  mit der Trägerphase und der Frequenzkorrektur (Derotations-Zeiger) im Multiplizierer **878** vorgenommen. Die Phasen- und Frequenzkorrektur wird vom AVC wie zuvor beschrieben erzeugt. [Fig. 8d](#) zeigt, dass die Korrektur vor den Entspreizungsschaltungen **880** durchgeführt wird, doch können alternative Ausführungsformen der Erfindung die Korrektur auch nach den Entspreizungsschaltungen anwenden.

## Verfahren zum Verringern von Re-Akquisitionszeit mit virtuellem Standort

**[0177]** Eine Folge des Bestimmens der Differenz der Codephase zwischen der lokal erzeugten Pilotcodesequenz und einer empfangenen Spreizcodesequenz ist, dass ein angenäherter Wert für die Distanz zwischen der Basisstation und einer Teilnehmereinheit berechnet werden kann. Wenn die SU eine relativ feste Position im Verhältnis zur RCS der Basisstation hat, wird die Unsicherheit der empfangenen Spreizcodephase für folgende Re-Akquisitionsversuche durch die SU oder RCS verringert. Die von der Basisstation benötigte Zeit zum Akquirieren des Zugangssignals einer SU, die sich "ausgeklinkt" hat, trägt zur Verzögerungszeit zwischen dem Ausklinken der SU und dem Empfang eines Wähltons von der PSTN bei. Für Systeme, die eine kurze Verzögerung benötigen, wie zum Beispiel 150 ms für den Wählton, nachdem ein Ausklinken erfasst wurde, ist ein Verfahren wünschenswert, das die Akquisitions- und Trägerkanal-Einrichtungszeit verringert. Eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung verwendet ein solches Verfahren zum Verringern der Re-Akquisitionszeit durch die Verwendung eines virtuellen Standorts.

**[0178]** Die RCS akquiriert das SU-CDMA-Signal durch Suchen von nur solchen empfangenen Codephasen, die der größten Propagationsverzögerung des spezifischen Systems entsprechen. Mit anderen Worten nimmt die CRS an, dass alle SUs in einer vorbestimmten, festen Distanz von der RCS sind. Das erste Mal, dass die SU einen Kanal mit der RCS einrichtet, wird das normale Suchmuster von der RCS zum Akquirieren des Zugangskanals durchgeführt. Das normale Verfahren fängt damit an, dass die Codephasen, die der längsten möglichen Verzögerung entsprechen, durchsucht werden, und die Suche allmählich auf die Codephasen mit der kürzesten möglichen Verzögerung eingeschränkt wird. Nach der anfänglichen Akquisition kann jedoch die SU die Verzögerung zwischen der RCS und der SU durch Messen der Zeitdifferenz zwischen dem Senden einer kurzen Zugangsnachricht an die RCS und dem Empfangen einer Bestätigungsnachricht und durch Verwendung des empfangenen globalen Pilotkanals als eine Zeitreferenz messen. Die SU kann auch den Verzögerungswert empfangen, indem durch die RCS die Rundlauf-Verzögerungszeit aus der Codephasendifferenz zwischen dem globalen Pilotcode, der von der RCS erzeugt wird, und der empfangenen zugewiesenen Pilotsequenz von der SU berechnet wird, und dann der SU der Wert auf einem vorbestimmten Steuerungskanal gesendet wird. Wenn die Rundlaufverzögerung einmal der SU bekannt ist, kann die SU die Codephase der lokal erzeugten zugewiesenen Pilotsequenz und der Spreizcodesequenz durch Addieren der erforderlichen Verzögerung angepasst werden, so dass die SU der RCS so erscheint, als wäre sie in der vorbestimmten festen Entfernung von der RCS. Auch wenn das Verfahren für die größte Verzögerung beschrieben ist, kann eine Verzögerung verwendet werden, die einem beliebigen vorbestimmten Standort im System entspricht.

**[0179]** Ein zweiter Vorteil des Verfahrens der Verringerung der Re-Akquisitionszeit durch einen virtuellen Standort ist der, dass eine Einsparung an SU-Energieverbrauch erzielt werden kann. Es wird darauf hingewiesen, dass eine SU, die "heruntergefahren" oder in einem Schlafmodus ist, den Trägerkanal-Akquisitionsvorgang mit einem niedrigen Sendeleistungspegel beginnen muss und die Energie nach und nach erhöhen muss, bis die RCS ihr Signal empfangen kann, um eine Interferenz mit anderen Benutzern zu minimieren. Da die nachfolgende Re-Akquisitionszeit kürzer ist und weil der Standort der SU relativ fest im Verhältnis zur RCS ist, kann die SU die Sendeleistung schneller erhöhen, weil die SU dann einen kürzeren Zeitraum wartet, bevor sie die Sendeleistung erhöht. Die SU wartet einen kürzeren Zeitraum, weil sie innerhalb eines kleinen Fehlerbereichs weiß, wann sie eine Antwort von der RCS empfangen sollte, wenn die RCS das SU-Signal akquiriert hat.

### Das Spreizspektrums-Kommunikationssystem

#### Die Funk-Trägerstation (Radio Carrier Station/RCS)

**[0180]** Die Funk-Trägerstation (RCS) der vorliegenden Erfindung hat die Funktion einer zentralen Schnittstelle zwischen der SU und dem entfernten Verarbeitungs-Steuernetzwerkelement, wie zum Beispiel einer Funk-Verteilereinheit (Radio Distribution Unit/RDU). Die Schnittstelle zur RDU der vorliegenden Ausführungsform folgt dem Standard G.704 und einer Schnittstelle nach einer modifizierten Version von DECT V5.1, doch kann die vorliegende Erfindung eine beliebige Schnittstelle unterstützen, die Rufsteuerungs- und Verkehrskanäle austauschen kann. Die RCS empfängt Informationskanäle von der RDU, einschließlich Rufsteuerungsdaten und Verkehrskanaldaten, wie zum Beispiel, jedoch darauf nicht eingeschränkt, 32-KB/s-ADPCM, 64-KB/s-PCM und ISDN sowie Systemkonfigurations- und Wartungsdaten. Die RCS beendet auch die CDMA-Funk-Schnittstellen-Trägerkanäle mit SUs, wobei diese Kanäle sowohl Steuerungsdaten als auch Verkehrskanaldaten enthalten. In Reaktion auf die Anruf-Steuerungsdaten entweder von der RDU oder einer SU weist die RCS Verkehrskanäle an Trägerkanäle auf der RF-Kommunikationsverbindung zu und stellt eine Kommunikationsverbindung zwischen der SU und dem Telefonnetz durch eine RDU her.

**[0181]** Wie in [Fig. 9](#) gezeigt, empfängt die RCS Anrufsteuerungs- und Nachrichten-Informationsdaten in den MUXs **905**, **906** und **907** über Schnittstellenleitungen **901**, **902** und **903**. Auch wenn das E1-Format gezeigt ist, können andere ähnliche Telekommunikationsformate in der gleichen Weise unterstützt werden, wie unten beschrieben ist. Die in [Fig. 9](#) gezeigten MUXs können unter Verwendung von Schaltungen implementiert werden, die den in [Fig. 10](#) gezeigten ähnlich sind. Der in [Fig. 10](#) gezeigte MUX weist einen System-Taktsignalgenerator **1001** auf, der aus (nicht gezeigten) phasensynchronen Oszillatoren besteht, die Taktsignale für die Leitungs-PCM-Multiplexleitung **1002** erzeugen (die ein Teil der PCM-Multiplexleitung **910** ist), und den Hochgeschwindigkeitsbus (HSB) **970**; und den MUX-Controller **1010**, der den Systemtakt **1001** mit der Schnittstellenleitung **1004** synchronisiert. Es ist vorgesehen, dass die phasensynchronen Oszillatoren bei fehlender Synchronisation mit einer Leitung Zeitgebersignale für die RCS liefern können. Die MUX-Leitungsschnittstelle **1011** trennt die Rufsteuerungsdaten von den Nachrichteninformationsdaten. Gemäß [Fig. 9](#) liefert jeder MUX eine Verbindung zum Drahtlos-Zugangs-Controller (WAC) **920** über die PCM-Multiplexleitung **910**. Der MUX-Controller **1010** überwacht auch die Anwesenheit unterschiedlicher im Informationssignal anwesender Töne mittels eines Tondetektors **1030**.

**[0182]** Zusätzlich liefert der MUX-Controller **1010** die ISDN-D-Kanal-Netzwerksignalisierung lokal an die RDU. Die MUX-Leitungsschnittstelle **1011**, wie zum Beispiel eine FALC 54, weist eine E1-Schnittstelle **1012** auf, die aus einem (nicht gezeigten) Sende-Verbindungs-Paar und einem (nicht gezeigten) Empfangs-Verbindungs-Paar des MUX besteht, der mit der RDU oder dem Amts(CO)-ISDN-Switch mit der Datenrate von 2,048 Mbps verbunden ist. Das Sende-Verbindungs-Paar und Empfangs-Verbindungs-Paar sind mit der E1-Schnittstelle **1012** verbunden, die differentielle drei-Pegel-Sende/Empfangs-codierte Paare in Pegel zur Verwendung durch den Framer **1015** übersetzt. Die Leitungsschnittstelle **1011** verwendet interne (nicht gezeigte) phasensynchrone Schleifen zum Erzeugen E1-abgeleiteter Takte von 2,048 MHz und 4,096 MHz sowie eines 8-KHz-Rahmen-Synchronisations-Pulses. Die Leitungsschnittstelle kann als Takt-Master oder Takt-Slave betrieben werden. Es ist zwar gezeigt, dass die beispielhafte Ausführungsform eine E1-Schnittstelle verwendet, doch ist auch vorgesehen, dass andere Typen von Telefonleitungen verwendet werden können, die mehrfach Anrufe leiten können, wie zum Beispiel T1-Leitungen oder Leitungen, die eine Schnittstelle zu einer privaten Nebenstellenanlage (Private Branch Exchange/PBX) bilden.

**[0183]** Der Leitungs-Schnittstellen-Framer **1015** rahmt die Datenströme durch ein Erkennen der Rahmenmuster auf Kanal-1 (Zeitschlitz 0) der Eingangsleitung und fügt Dienst-Bits ein und extrahiert diese, und erzeugt/überprüft Leitungs-Dienst-Qualitätsinformation.



**[0184]** Solange ein gültiges E1-Signal an der E1-Schnittstelle **1012** erscheint, zieht der FALC **54** ein 2,048 MHz-PCM-Taktsignal aus der E1-Leitung. Dieser Takt wird über den Systemtakt **1001** systemweit als ein PCM-Multiplex-Leitungs-Taktsignal verwendet. Wenn die E1-Leitung versagt, liefert der FALC **54** weiter einen PCM-Takt, der von einem Oszillatorsignal  $o(t)$  abgeleitet wurde, das an den (nicht gezeigten) Synchronisationseingang des FALC **54** geleitet wird. Dieser PCM-Takt dient dem RCS-System, bis ein anderer MUX mit einer funktionierenden E1-Leitung die Verantwortung zum Erzeugen der System-Taktsignale übernimmt.

**[0185]** Der Framer **1015** erzeugt einen Empfangs-Rahmen-Synchronisationspuls, der seinerseits zum Auslösen der PCM-Schnittstelle **1016** zum Übertragen von Daten auf die Leitungs-PCM-Multiplexleitung **1002** und in das RCS-System zur Verwendung durch andere Elemente verwendet werden kann. Da alle E1-Leitungen rahmensynchronisiert sind, sind alle Leitungs-PCM-Multiplexleitungen ebenfalls rahmensynchronisiert. Aus diesem 8-KHz-PCM-Synchronisationspuls verwendet der System-Taktsignal-Generator **1001** des MUX eine (nicht gezeigte) phasensynchrone Schleife zum Synchronisieren des  $PN \times 2$ -Takts [z.B. 15,96 MHz/ $W_0(t)$ ]. Die Frequenz dieses Taktsignals ist für unterschiedliche Sendebandbreiten unterschiedlich, wie in Tabelle 7 beschrieben.

**[0186]** Der MUX weist einen MUX-Controller **1010** auf, wie zum Beispiel einen 25-MHz-Quad-Integrated-Kommunikationscontroller, der einen Mikroprozessor **1020**, einen Programmspeicher **1021** und einen Zeitmultiplexer (TDM) **1022** aufweist. Der TDM **1022** ist zum Empfangen des vom Framer **1015** gelieferten Signals angeschlossen und extrahiert Information aus den Zeitschlitzen 0 und 16. Die extrahierte Information bestimmt, wie der MUX-Controller **1010** die Verbindungs-Zugangs-Protokoll-D(LAPD)-Datenverbindung verarbeitet. Die Anrufssteuerungs- und Trägermodifikationsnachrichten, die zum Beispiel als V5.1-Netzwerk-Schichtnachrichten definiert sind, werden entweder an den WAC geleitet oder lokal vom MUX-Controller **1010** verwendet.

**[0187]** Die RCS-Leitungs-PCM-Multiplexleitung **1002** ist verbunden und hat ihren Ursprung beim Framer **1015** über die PCM-Schnittstelle **1016** und weist einen 2,048-MHz-Datenstrom sowohl in der Sende- als auch in der Empfangsrichtung auf. Die RCS weist auch einen Hochgeschwindigkeitsbus (HSB) **970** auf, der die Kommunikationsverbindung zwischen dem MUX, WAC und den MIUs ist. Der HSB **970** unterstützt eine Datenrate von zum Beispiel 100 Megabit pro Sekunde. MUX, WAC und MIU haben alle Zugang zum HSB unter Verwendung einer Vermittlung (Konkurrenzvereinbarung). Die RCS der vorliegenden Erfindung kann auch mehrere MUXs verwenden, wobei ein Wort ein "Master" und der Rest "Slaves" sein müssen.

**[0188]** Gemäß [Fig. 9](#) ist der Drahtlos-Zugangcontroller (WAC) **920** der RCS-Systemcontroller, der Anrufsteuerfunktionen und die Verbindung von Datenströmen zwischen den MUXs **905**, **906**, **907**, Modem-Schnittstelleneinheiten (MIUs) **931**, **932**, **933** verwaltet. Der WAC **920** steuert und überwacht auch andere RCS-Elemente, wie zum Beispiel den VDC **940**, RF **950** und Leistungsverstärker **960**. Der WAC **920**, wie er in [Fig. 11](#) gezeigt ist, weist Trägerkanäle den Modems auf jeder MIU **931**, **932**, **933** zu und weist die Nachrichtendaten auf der Leitungs-PCM-Multiplexleitung **910** von den MUXs **905**, **906**, **907** den Modems auf den MIUs **931**, **932**, **933** zu. Diese Zuweisung erfolgt über die System-PCM-Multiplexleitung **911** mittels eines Zeitschlitztaustausches auf dem WAC **920**. Wenn aus Redundanzgründen mehr als ein WAC vorhanden ist, bestimmen die WACs die Master-Slave-Beziehung mit einem zweiten WAC. Der WAC **920** erzeugt auch Nachrichten und Funkrufinformation in Reaktion auf Anrufsteuersignale von den MUXs **905**, **906**, **907**, die von einem entfernten Prozessor, wie zum Beispiel einer RDU empfangen wurden; erzeugt Sendedaten, die an das MIU-Mastermodem **934** übertragen werden; und steuert die Erzeugung der globalen System-Pilot-Spreizcodesequenz durch die MIU-MM **934**. Der WAC **920** ist auch mit einem externen Netzwerkmanager (NM) **980** für einen Techniker- oder Benutzerzugang verbunden.

**[0189]** Gemäß [Fig. 11](#) weist der WAC einen Zeitschlitztaustauscher (TSI) **1101** auf, der Information von einem Zeitschlitz in einer Leitungs-PCM-Multiplexleitung und einer System-PCM-Multiplexleitung auf einen anderen Zeitschlitz entweder in der gleichen oder in einer anderen Leitungs-PCM-Multiplexleitung oder System-PCM-Multiplexleitung überträgt. Der TSI **1101** ist mit dem WAC-Controller **1111** von [Fig. 11](#) verbunden, der die Zuweisung oder Übertragung von Information von einem Zeitschlitz auf einen anderen Zeitschlitz steuert und speichert diese Information im Speicher **1120**. Die beispielhafte Ausführungsform der Erfindung hat vier PCM-Multiplexleitungen **1102**, **1103**, **1104**, **1105**, die mit dem TSI verbunden sind. Der WAC ist auch mit dem HSB **970**, durch welchen der WAC mit einem zweiten (nicht gezeigten) WAC kommuniziert, mit den MUXs und den MIUs verbunden.

**[0190]** Gemäß [Fig. 11](#) weist der WAC **920** einen WAC-Controller **1111** auf, der zum Beispiel einen Mikroprozessor **1112**, wie zum Beispiel einen Motorola MC 68040, und einen Kommunikationsprozessor **1113**, wie zum

Beispiel den Motorola MC-68360-QUICC-Kommunikationsprozessor, und einen Taktoszillator **1114**, der ein Takt-Synchronisationssignal wo(t) vom System-Taktgenerator empfängt, aufweist. Der Taktgenerator ist auf einem (nicht gezeigten) MUX vorhanden, um ein Zeitgebersignal an den WAC-Controller **1111** zu liefern. Der WAC-Controller **1111** weist auch einen Speicher **1120** auf, der einen Flash-Prom **1121** und einen SRAM-Speicher **1122** einschließt. Der Flash-Prom **1121** enthält den Programmcode für den WAC-Controller **1111** und ist für neue Softwareprogramme umprogrammierbar, die von einer externen Quelle heruntergeladen werden. Der SRAM **1122** ist zum Enthalten der temporären Daten vorgesehen, die durch den WAC-Controller **1111** in den Speicher **1120** geschrieben oder aus diesem ausgelesen werden.

**[0191]** Ein Niedergeschwindigkeitsbus **912** ist an den WAC **920** angeschlossen, um Steuer- und Statussignale zwischen dem HF-Sender/Empfänger **950**, VDC **940**, RF **950** und dem Leistungsverstärker **960** zu übertragen, wie in [Fig. 9](#) gezeigt ist. Die Steuersignale werden vom WAC **920** zum Freischalten oder Sperren des HF-Senders/Empfängers **950** oder Leistungsverstärkers **960** gesendet, und die Statussignale werden vom HF-Sender/Empfänger **950** oder Leistungsverstärker **960** zum Überwachen der Anwesenheit einer Fehlerbedingung gesendet.

**[0192]** Gemäß [Fig. 9](#) enthält die beispielhafte RCS mindestens eine MIU **931**, die in [Fig. 12](#) gezeigt ist und nun im Detail beschrieben wird. Die MIU der beispielhaften Ausführungsform weist sechs CDMA-Modems auf, die Erfindung ist jedoch nicht auf diese Anzahl von Modems eingeschränkt. Die MIU weist eine System-PCM-Multiplexleitung **1201** auf, die an jedes der CDMA-Modems **1210**, **1211**, **1212**, **1215** über eine PCM-Schnittstelle **1220** angeschlossen ist, einen Steuer-Kanalbus **1221**, der mit dem MIU-Controller **1230** und den jeweiligen CDMA-Modems **1210**, **1211**, **1212**, **1213** verbunden ist, einen MIU-Taktsignalgenerator (CLK) **1231** und einen Modem-Ausgangssignalkombinierer **1232**. Die MIU verleiht der RCS die folgenden Funktionen: Der MIU-Controller empfängt CDMA-Kanal-Zuweisungsbefehle vom WAC und weist ein Modem einem Benutzer-Informationssignal zu, das an die Leitungsschnittstelle des MUX angelegt wird, und ein Modem zum Empfangen des CDMA-Kanals von der SU; außerdem kombiniert sie die CDMA-Sende-Modemdaten für jedes der MIU-CDMA-Modems; sie multiplexiert I- und Q-Sendenachrichtdaten von den CDMA-Modems zum Senden an den VDC; sie empfängt analoge I- und Q-Empfangsnachrichtendaten vom VDC; sie verteilt die I- und Q-Daten an die CDMA-Modems; sie sendet und empfängt digitale AGC-Daten; sie verteilt die AGC-Daten an die CDMA-Modems; und sie sendet MIU-Board-Status- und Wartungsinformation an den WAC **920**.

**[0193]** Der MIU-Controller **1230** der beispielhaften Ausführungsform der vorliegenden Erfindung enthält einen Kommunikationsmikroprozessor **1240**, wie zum Beispiel den MC-68360-"QUICC"-Prozessor, und weist einen Speicher **1242** auf, der einen Flash-Prom-Speicher **1243** und einen SRAM-Speicher **1244** umfasst. Der Flash Prom **1243** ist zum Enthalten des Programmcodes für den Mikroprozessor **1240** vorgesehen, und der Speicher **1243** ist zum Unterstützen neuer Programmversionen herunterladbar und neu programmierbar. Der SARM **1244** ist zum Enthalten des temporären Datenraums vorgesehen, der vom MC 68360-Mikroprozessor **1240** benötigt wird, wenn der MIU-Controller **1230** Daten in den Speicher schreibt oder aus ihm ausliest.

**[0194]** Die MIU-CLK-Schaltung **1231** liefert ein Zeitgebersignal an den MIU-Controller **1230** und liefert auch ein Zeitgebersignal an die CDMA-Modems. Die MIU-CLK-Schaltung **1231** empfängt das System-Taktsignal wo(t) und ist mit diesem synchronisiert. Der Controller-Taktsignalgenerator **1213** empfängt und synchronisiert sich auch mit dem Spreizcode-Taktsignal pn(t), das an die CDMA-Modems **1210**, **1213**, **1212**, **1215** vom MUX verteilt wird.

**[0195]** Die RCS der vorliegenden Erfindung weist ein Systemmodem **1210** auf, das in einer MIU enthalten ist. Das Systemmodem **1210** weist einen (nicht gezeigten) Sendespreizer und einen (nicht gezeigten) Pilotgenerator auf. Das Sendemodem liefert die Sendeinformation, die vom beispielhaften System verwendet wird, und die Sendenachrichtdaten werden vom MIU-Controller **1230** an das Systemmodem **1210** gesendet. Das Systemmodem weist ebenfalls vier zusätzliche (nicht gezeigte) Modems auf, die zum Senden der Signale CT1 bis CT4 und AX1 bis AX4 verwendet werden. Das Systemmodem **1210** liefert ungewichtete I- und Q-Sendenachrichtendatensignale, die an den VDC angelegt werden. Der VDC addiert das Sendenachricht-Datensignal mit den MIU-CDMA-Modem-Sendendaten aller CDMA-Modems **1210**, **1211**, **1212**, **1215** und das globale Pilotsignal.

**[0196]** Der Pilotgenerator (PG) **1250** liefert das globale Pilotsignal, das erfindungsgemäß verwendet wird, und das globale Pilotsignal wird an die CDMA-Modems **1210**, **1211**, **1212**, **1215** durch den MIU-Controller **1230** geliefert. Andere Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung benötigen jedoch den MIU-Controller zum Erzeugen des globalen Pilotsignals nicht, sondern verwenden ein globales Pilotsignal, das von einer beliebigen Form eines CDMA-Codesequenzgenerators erzeugt wurde. In der beschriebenen Ausführungsform der

Erfindung wird das ungewichtete I- und Q-Global-Pilotsignal auch an den VDC gesendet, wo es ein Gewicht zugewiesen bekommt und zu den MIU-CDMA-Modem-Sendedaten und dem Sende-Nachrichten-Datensignal addiert wird.

**[0197]** Eine System-Zeitabstimmung in der RCS wird aus der E1-Schnittstelle gezogen. Es gibt vier MUXs in einer RCS, von denen drei (**905**, **906** und **907**) in [Fig. 9](#) gezeigt sind. Zwei MUXs sind auf jedem Gehäuse angeordnet. Einer der zwei MUXs auf jedem Gehäuse ist als der Master bezeichnet, und einer der Master ist als der Systemmaster bezeichnet. Der MUX, der der Systemmaster ist, bezieht ein 2,048-MHz-PCM-Taktsignal von der E1-Schnittstelle unter der Verwendung einer (nicht gezeigten) phasensynchronen Schleife. Seinerseits teilt der Systemmaster-MUX das 2,048-MHz-PCM-Taktsignal in seiner Frequenz durch 16 zum Erzeugen eines 128-KHz-Referenz-Taktsignals. Das 128-KHz-Referenz-Taktsignal wird vom MUX, der der Systemmaster ist, an alle anderen MUXs verteilt. Jeder MUX multipliziert seinerseits das 128-KHz-Referenz-Taktsignal in seiner Frequenz zum Synthetisieren des System-Taktsignals, das eine Frequenz hat, die der doppelten Frequenz des PN-Taktsignals entspricht. Der MUX teilt auch das 128-KHz-Taktsignal in seiner Frequenz durch 16 zum Erzeugen eines 8-KHz-Rahmen-Synchronisationssignals, das an die MIUs verteilt wird. Das System-Taktsignal der beispielhaften Ausführungsform hat eine Frequenz von 11,648 MHz für einen CDMA-Kanal mit einer Bandbreite von 7 MHz. Jeder MUX teilt auch das System-Taktsignal in seiner Frequenz durch 2 zum Erzeugen des PN-Taktsignals und teilt das PN-Taktsignal weiter in seiner Frequenz durch 29877120 (die PN-Sequenzlänge) zum Erzeugen des PN-Synchronisationssignals, das die Epochengrenzen zeigt. Das PN-Synchronisationssignal aus dem Systemmaster-MUX wird auch zum Erhalten einer Phasenausrichtung der intern erzeugten Taktsignale für jeden MUX an alle MUXs verteilt. Das PN-Synchronisationssignal und das Rahmen-Synchronisationssignal werden ausgerichtet. Die beiden MUXs, die als die Master-MUXs für jedes Gehäuse bezeichnet wurden, verteilen dann sowohl das System-Taktsignal als auch das PN-Taktsignal an die MIUs und den VDC.

**[0198]** Die PCM-Multiplexleitungs-Schnittstelle **1220** verbindet die System-PCM-Multiplexleitung **911** mit jedem CDMA-Modem **1210**, **1211**, **1212**, **1215**. Der WAC-Controller sendet Modem-Steuerinformation, einschließlich Verkehrs-Nachrichten-Steuersignale für jedes entsprechende Benutzer-Informationssignal an den MIU-Controller **1230** über den HSB **970**. Jedes CDMA-Modem **1210**, **1211**, **1212**, **1215** empfängt ein Verkehrs-Nachrichten-Steuersignal, das Signalisierungsinformation vom MIU-Controller **1111** enthält. Verkehrs-Nachrichten-Steuersignale weisen auch Anrufs-Steuerungsinformation (CC-Information) und Spreizcode- und Entspreizcodesequenzinformation auf.

**[0199]** Die MIU enthält auch den Sendedaten-Kombinierer **1232**, der gewichtete CDMA-Modem-Sendedaten einschließlich In-Phase-(I)- und Quadratur-(Q)-Modem-Sendedaten von den CDMA-Modems **1210**, **1211**, **1212**, **1215** auf der MIU, addiert. Die I-Modem-Sendedaten werden getrennt von den Q-Modem-Sendedaten addiert. Das kombinierte I- und Q-Modem-Sendedaten-Ausgangssignal des Sende-Daten-Kombinierers **1232** wird an den I- und Q-Multiplexer **1233** angelegt, der einen einzigen CDMA-Sende-Nachrichtenkanal erzeugt, der aus den I- und Q-Modem-Sendedaten besteht, die einen digitalen Datenstrom multiplexiert wurden.

**[0200]** Die Empfänger-Daten-Eingangsschaltung (RDI) **1234** empfängt die Analog-Differential-I- und -Q-Daten von der Video-Verteilerschaltung (VDC) **940**, die in [Fig. 9](#) gezeigt ist, und verteilt Analog-Differential-I- und -Q-Daten an jedes der CDMA-Modems **1210**, **1211**, **1212**, **1215** der MIU. Die Automatik-Verstärkungs-Steuerungs-Verteilungsschaltung (AGC) **1235** empfängt das AGC-Datensignal vom VDC und verteilt die AGC-Daten an jedes der CDMA-Modems der MIU. Die TRL-Schaltung **1233** empfängt die Ampelinformation und verteilt in ähnlicher Weise die Ampelinformationen an jedes der Modems **1210**, **1211**, **1212**, **1215**.

#### Das CDMA-Modem

**[0201]** Das CDMA-Modem sorgt für die Erzeugung von CDMA-Spreizcodesequenzen und die Synchronisation zwischen dem Sender und dem Empfänger. Außerdem liefert es vier Voll-Duplex-Kanäle (TR0, TR1, TR2, TR3) die jeweils auf 64, 32, 16 und 8 ksym/s programmierbar sind, zur Spreizung und Sendung auf einem spezifischen Leistungspegel. Das CDMA-Modem misst die empfangene Signalstärke zur Ermöglichung einer automatischen Leistungssteuerung, es erzeugt und sendet Pilotsignale und codiert und decodiert unter der Verwendung des Signals für eine Vorwärts-Fehlerkorrektur (FEC). Das Modem in einer SU übernimmt auch eine Sender-Spreizcode-Pulsformung unter Verwendung eines FIR-Filters. Das CDMA-Modem wird auch von der Teilnehmereinheit (SU) verwendet, und in der folgenden Erörterung wird auf diejenigen Merkmale, die ausschließlich von der SU verwendet werden, eigens hingewiesen. Die Betriebsfrequenzen des CDMA-Modems sind in Tabelle 10 aufgeführt.

Tabelle 10: Betriebsfrequenzen

Bandbreite (MHz)	Chiprate (MHz)	Symbolrate (KHz)	Verstärkung (Chips/Symbol)
7	5,824	64	91
10	8,320	64	130
10,5	8,512	64	133
14	11,648	64	182
15	12,480	64	195

[0202] Jedes CDMA-Modem **1210**, **1211**, **1212**, **1215** von [Fig. 12](#), und wie auch in [Fig. 13](#) gezeigt, besteht aus einem Sendeabschnitt **1301** und einem Empfangsabschnitt **1302**. Im CDMA-Modem ist außerdem ein Steuerungs-Center **1303** enthalten, der Steuernachrichten CNTRL vom externen System empfängt. Diese Nachrichten werden zum Beispiel zum Zuweisen spezifischer Spreizcodes, zum Aktivieren des Spreizens oder Entspreizens oder zum Zuweisen von Übertragungsraten verwendet. Zusätzlich hat das CDMA-Modem eine Codegeneratoreinrichtung **1304**, die zum Erzeugen der verschiedenen Spreiz- und Entspreizcodes verwendet wird, die vom CDMA-Modem verwendet werden. Der Sendeabschnitt **1301** ist zum Senden der Eingangsinformation und der Steuersignale  $m_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, I$  als gemäß dem Spreizspektrum verarbeitete Benutzerinformationssignale  $sc_j(t)$ ,  $J = 1, 2, \dots, J$  ausgelegt. Der Sendeabschnitt **1301** empfängt den globalen Pilotcode vom Codegenerator **1304**, der durch die Steuereinrichtung **1303** gesteuert wird. Die gemäß dem Spreizspektrum verarbeiteten Benutzer-Informationssignale werden schließlich mit anderen in ähnlicher Weise verarbeiteten Signalen addiert und als CDMA-Kanäle über die CDMA-HF-Vorwärts-Nachrichtenverbindung, zum Beispiel an die SUs übertragen. Der Empfangsabschnitt **1302** empfängt CDMA-Kanäle als  $r(t)$  und entspreizt die Benutzerinformation und die Steuersignale  $rc_k(t)$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ , die über die CDMA-HF-Rück-Nachrichtenverbindung, zum Beispiel von den SUs an die RCS gesendet wurden, und stellt diese wieder her.

#### CDMA-Modem-Senderabschnitt

[0203] Gemäß [Fig. 14](#) weist die Codegeneratoreinrichtung **1304** eine Sende-Zeitgeber-Steuerlogik **1401** und einen Spreizcode-PN-Generator **1402** auf, und der Sendeabschnitt **1301** weist einen Modem-Eingangssignal-Empfänger (MISR) **1410**, Faltungscoder **1411**, **1412**, **1413**, **1414**, Spreizer **1420**, **1421**, **1422**, **1423**, **1424** und Kombiniierer **1430** auf. Der Sendeabschnitt **1301** empfängt die Nachrichten-Datenkanäle MESSAGE, faltungscodiert jeden Nachrichten-Datenkanal im entsprechenden Faltungscoder **1411**, **1412**, **1413**, **1414**, moduliert die Daten mit einer Zufalls-Spreizcodesequenz im entsprechenden Spreizer **1420**, **1421**, **1422**, **1423**, **1424** und kombiniert modulierte Daten aus allen Kanälen, einschließlich des in der beschriebenen Ausführungsform vom Codegenerator empfangenen Pilotcodes, im Kombiniierer **1430** zum Erzeugen von I- und Q-Komponenten zur HF-Sendung. Der Senderabschnitt **1301** der vorliegenden Ausführungsform unterstützt vier programmierbare Kanäle mit 64, 32, 16 beziehungsweise 8 KB/s (TR0, TR1, TR2, TR3). Die Nachrichtenkanaldaten sind ein zeitmultiplexiertes Signal, das von der PCM-Multiplexleitung **1201** durch die PCM-Schnittstelle **1220** empfangen und in den MISR **1410** eingegeben wird.

[0204] [Fig. 15](#) ist ein Blockdiagramm des beispielhaften MISR **1410**. Für die beispielhafte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird durch das 8-KHz-Rahmen-Synchronisationssignal MPCMSYNC ein Zähler gesetzt und durch 2,048 MHz-MPCMCLK von der Zeitgeberschaltung **1401** inkrementiert. Das Zähler-Ausgangssignal wird vom Komparator **1502** mit TRCFG-Werten verglichen, die dem Zeitschlitzort für Daten des Nachrichtenkanals TR0, TR1, TR2 beziehungsweise TR3 entsprechen; und die TRCFG-Werte werden vom MIU-Controller **1230** in MCTRL empfangen. Der Komparator sendet Zählsignale an die Register **1505**, **1506**, **1507** und **1508**, die Nachrichtenkanaldaten in Puffer **1510**, **1511**, **1512**, **1513** unter Verwendung des aus dem Systemtaktgeber bezogenen TXPCNCLK-Zeitgebersignals getaktet eingeben. Die Nachrichtendaten werden vom Signal MSGDAT vom PCM-Multiplexleitungssignal MESSAGE geliefert, wenn Freischaltungssignale TR0EN, TR1EN, TR2EN und TR3EN von der Zeitgeber-Steuerlogik **1401** aktiv sind. In weiteren Ausführungsformen kann MESSAGE auch Signale einschließen, die Register frei schalten, was von einer Verschlüsselungsrate oder Datenrate abhängt. Wenn das Zähler-Eingangssignal gleich einer der Kanal-Standortadressen ist, dann werden die festgelegten Sende-Nachrichtendaten in den Registern **1510**, **1511**, **1512**, **1513** in die Faltungscoder **1411**, **1412**, **1413**, **1414**, die in [Fig. 14](#) gezeigt sind, eingegeben.



**[0205]** Der Faltungscodierer ermöglicht die Verwendung von Vorwärts-Fehlerkorrekturverfahren (FEC-Verfahren), die auf diesem Gebiet wohl bekannt sind. FEC-Verfahren arbeiten mit dem Einführen einer Redundanz bei der Erzeugung von Daten in kodierter Form. Codierte Daten werden übermittelt, und die Redundanz in den Daten ermöglicht es der Empfänger-Decodiervorrichtung, Fehler zu erfassen und zu korrigieren. Eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung verwendet Faltungscodierung.

**[0206]** Zusätzliche Datenbits werden den Daten beim Codiervorgang hinzugefügt und stellen den Codier-Zusatz dar. Die Codierrate wird als das Verhältnis von übertragenen Datenbits zu übertragenen Gesamtbits (codierte Daten + redundante Daten) ausgedrückt und als die Rate "R" des Codes bezeichnet.

**[0207]** Faltungscodes sind Codes, bei denen jedes Codebit durch die Faltung eines jeden neuen uncodierten Bits mit einer Anzahl zuvor codierter Bits erzeugt wird. Die Gesamtzahl in diesem Codiervorgang verwendeter Bits wird als die Einschränkungslänge "K" des Codes bezeichnet. Bei der Faltungscodierung werden Daten in ein Schieberegister von K Bits Länge getaktet eingelesen, so dass ein ankommendes Bit in das Register getaktet eingelesen wird, und es und die existierenden  $K - 1$  Bits gefaltet codiert werden, um ein neues Symbol zu erzeugen. Der Faltungsvorgang besteht aus dem Erzeugen eines Symbols, das aus einer Modul-2-Summe eines bestimmten Musters verfügbarer Bits besteht, wobei immer das erste Bit und das letzte Bit in mindestens einem der Symbole eingefügt wird.

**[0208]** [Fig. 16](#) zeigt das Blockdiagramm eines Faltungscodierers mit  $K = 7$ ,  $R = 1/2$ , der zur Verwendung als der in [Fig. 14](#) gezeigte Codierer **1411** geeignet ist. Diese Schaltung codiert den Kanal TR0, der in einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung verwendet wird. Ein Sieben-Bit-Register **1601** mit Stufen Q1 bis Q7 verwendet das Signal TXPNCLK zum getakteten Einlesen von TR0-Daten, wenn das TR0EN-Signal durchgesetzt wird. Der Ausgangswert der Stufen Q1, Q2, Q3, Q4, Q6 und Q7 werden jeweils unter Verwendung der EXKLUSIV-ODER-Logik **1602**, **1603** zum Erzeugen entsprechender I- und Q-Kanal-FEC-Daten für den TR0-Kanal FECTRODI und FECTRODQ kombiniert.

**[0209]** Zwei Ausgangs-Symbolströme FECTRODI und FECTRODQ werden erzeugt. Der FECTRODI-Symbolstrom wird durch EXKLUSIV-ODER-Logik **1602** der Schieberegister-Ausgangssignale erzeugt, die den Bits 6, 5, 4, 3 und 0 (Oktal 171) entsprechen, und ist als eine In-Phase-Komponente "I" der Sende-Nachricht-Kanal-daten konzipiert. Der Symbolstrom FECTRODQ wird ebenfalls von der EXKLUSIV-ODER-Logik **1603** der Schieberegister-Ausgangssignale aus Bits 6, 4, 3, 1 und 0 (Oktal 133) erzeugt, und ist als eine Quadratur-Komponente "Q" der Sende-Nachricht-Kanal-daten konzipiert. Zwei Symbole werden zum Repräsentieren eines einzigen codierten Bits gesendet, wodurch die Redundanz erzeugt wird, die zur Ermöglichung einer Fehlerkorrektur, die am empfangenden Ende durchgeführt wird, nötig ist. Gemäß [Fig. 14](#) wird das Verschiebungs-Freigabe-Taktsignal für die Sende-Nachrichten-Kanal-daten von der Steuerungs-Zeitgeberlogik **1401** erzeugt. Die gefaltet codierten Sende-Nachrichten-Kanal-Ausgangsdaten für den jeweiligen Kanal werden an den entsprechenden Spreizer **1420**, **1421**, **1422**, **1423**, **1424** angelegt, der die Sende-Nachrichten-Kanal-daten mit seiner vorher zugewiesenen Spreizcodesequenz aus dem Codegenerator **1402** multipliziert. Diese Spreizcodesequenz wird durch die Steuerung **1303**, wie vorher beschrieben, erzeugt und als Zufalls-Pseudoräuschen-Signatursequenz (PN-Code) bezeichnet.

**[0210]** Das Ausgangssignal eines jeden Spreizers **1420**, **1421**, **1422**, **1423**, **1424** ist ein gespreizter Sende-Datenkanal. Der Betrieb des Spreizers ist wie folgt: Das Spreizen des Kanal-Ausgangssignals  $(I + jQ)$ , multipliziert mit einer Zufallssequenz  $(PNI + jPNQ)$  ergibt die In-Phasen-Komponente I des Ergebnisses, das aus  $(I \text{ xor } PNI)$  und  $(-Q \text{ xor } PNQ)$  zusammengesetzt ist. Die Quadratur-Komponente Q des Ergebnisses ist  $(Q \text{ xor } PNI)$  und  $(I \text{ xor } PNQ)$ . Da keine Kanaldateneingabe an die Pilot-Kanallogik existiert ( $I = 1$ , Q-Werte sind verboten), ergibt das gespreizte Ausgangssignal der Pilotkanäle die entsprechenden Sequenzen PNI für I-Komponenten und PNQ für Q-Komponenten.

**[0211]** Der Kombinierer **1430** empfängt die I- und Q-gespreizten Sendedatenkanäle und kombiniert die Kanäle in ein I-Modem-Sende-Datensignal (TXIDAT) und ein Q-Modem-Sende-Datensignal (TXQDAT). Die I-gespreizten Sendedaten und die Q-gespreizten Sendedaten werden getrennt addiert.

**[0212]** Für eine SU weist der CDMA-Modem-Sendeabschnitt **1301** FIR-Filter zum Empfangen des I- und Q-Kanals vom Kombinierer zum Durchführen einer Pulsformung, Einschließen einer Spektralsteuerung und  $x/\sin(x)$ -Korrektur für das gesendete Signal auf. Getrennte jedoch identische FIR-Filter empfangen die I- und Q-gespreizten Sendedatenströme mit der Chiprate, und das Ausgangssignal eines jeden Filters hat die doppelte Chiprate. Die beispielhaften FIR-Filter sind 28 symmetrische Filter mit geradzahigen Anzapfleitungen, die durch 2 interpolieren. Die Interpolation geschieht vor der Filterung, so dass sich 28 Zapfleitungen auf 28

Zapflleitungen bei der doppelten Chiprate beziehen, und die Interpolation wird durch Setzen einer jeden zweiten Abtastung auf Null durchgeführt. Beispielhafte Koeffizienten sind in Tabelle 11 gezeigt.

Tabelle 11: Koeffizientenwerte

Koeffizientennummer:	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Wert:	3	-	-	-	19	17	-	-	52	24	-	-	277	468
		11	34	22			32	19			94	31		
Koeffizientennummer:	14	15	16	17	18	19	20	21	22	24	25	26	27	
Wert:	277	-	-	24	52	-	-	17	19	-	-	-	3	
		31	94			19	32			22	34	11		

## CDMA-Modem-Empfangsabschnitt

**[0213]** Gemäß den [Fig. 9](#) und [Fig. 12](#) akzeptiert der HF-Empfänger **950** der vorliegenden Ausführungsform analoge Eingangs-I- und -Q-CDMA-Kanäle, die an die CDMA-Modems **1210**, **1211**, **1212**, **1215** über die MIUs **931**, **932**, **933** vom VDC **940** gesendet werden. Diese I- und Q-CDMA-Kanalsignale werden vom (in [Fig. 13](#) gezeigten) CDMA-Modem-Empfangsabschnitt **1302** abgetastet und in I- und Q-Digital-Empfangs-Nachrichtensignale konvertiert, wobei der in [Fig. 17](#) gezeigte Analog-Digital-Wandler (A/D-Wandler) **1730** verwendet wird. Die Abtastrate des A/D-Wandlers der beispielhaften Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist mit der Entspreizungscoderate äquivalent. Die I- und Q-Digital-Empfangs-Nachrichtensignale werden dann mit Korrelatoren unter Verwendung von sechs verschiedenen komplexen Spreizcodesequenzen entspreizt, die den Entspreizungscodesequenzen der vier Kanäle (TR0, TR1, TR2, TR3), der APC-Information und dem Pilotcode entsprechen.

**[0214]** Eine Zeitsynchronisation des Empfängers mit dem empfangenen Signal wird in zwei Phasen aufgeteilt; es gibt eine anfängliche Akquisitionsphase und dann eine Nachführphase, nachdem die Signalzeitabstimmung erhalten wurde. Die anfängliche Akquisition wird durch Verschieben der Phase der lokal erzeugten Pilotcodesequenz im Verhältnis zum empfangenen Signal und Vergleichen des Ausgangssignals des Pilot-Entspreizers mit einem Schwellenwert bewerkstelligt. Das eingesetzte Verfahren wird als sequenzielle Suche bezeichnet. Zwei Schwellenwerte (Übereinstimmung und Ablehnung) werden vom zusätzlichen Entspreizer berechnet. Nachdem das Signal akquiriert wurde, wird der Suchvorgang eingestellt, und der Nachführvorgang beginnt. Der Nachführvorgang erhält die Synchronisation des vom Empfänger eingesetzten (in [Fig. 13](#) und [Fig. 17](#) gezeigten) Codegenerators **1304** mit dem eintreffenden Signal. Die verwendete Nachführschleife ist die verzögerungssynchrone Schleife (DLL) und ist den mit "Akquisition und Nachführung" **1701** und "IPM" **1702** bezeichneten Blöcken von [Fig. 17](#) implementiert.

**[0215]** In [Fig. 13](#) implementiert der Modem-Controller **1303** die phasensynchrone Schleife (PLL) als einen Softwarealgorithmus in SW-PLL-Logik **1724** von [Fig. 17](#), welche die Phasen- und Frequenzverschiebung des empfangenen Signals im Verhältnis zum gesendeten Signal berechnet. Die berechneten Phasenverschiebungen werden zum Derotieren der Phasenverschiebungen in den mit "Rotieren und Kombinieren" bezeichneten Blocks **1718**, **1719**, **1720**, **1721** der Mehrwege-Datensignale zum Kombinieren zur Erzeugung von Ausgangssignalen verwendet, welche den Empfangskanälen TR0', TR1', TR2', TR3' entsprechen. Die Daten werden dann in Viterbi-Decodierern **1713**, **1714**, **1715**, **1716** zum Entfernen der Faltungscodierung in jedem der empfangenen Nachrichtenkanäle Viterbi-decodiert.

**[0216]** [Fig. 17](#) zeigt an, dass der Codegenerator **1304** die Codesequenzen  $P_n(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, I$  liefert, die von Empfangs-Kanal-Entspreizern **1703**, **1704**, **1705**, **1706**, **1707**, **1708**, **1709** verwendet werden. Die erzeugten Codesequenzen werden in Reaktion auf das SYNK-Signal des System-Taktsignals erzeugt und vom CCN-TRL-Signal aus dem in [Fig. 13](#) gezeigten Modem-Controller **1303** bestimmt. Gemäß [Fig. 17](#) weist der CDMA-Modem-Empfangsabschnitt **1302** ein adaptives abgestimmtes Filter (AMF) **1710**, Kanalentspreizer **1703**, **1704**, **1705**, **1706**, **1707**, **1708**, **1709**, Pilot-AVC **1711**, Zusatz-AVC **1712**, Viterbi-Decodierer **1713**, **1714**, **1715**, **1716**, Modem-Ausgangsschnittstelle (MOI) **1717**, Rotier- und Kombinierlogik **1718**, **1719**, **1720**, **1721**, AMF-Gewicht-Generator **1722** und Quantil-Schätz-Logik **1723** auf.

**[0217]** In einer anderen Ausführungsform der Erfindung weist der CDMA-Modem-Empfänger auch einen Bitfehler-Integrator zum Messen der BER des Kanals und eine Leerlauf-Code-Einfügelogik zwischen den Viterbi-Decodierern **1713**, **1714**, **1715**, **1716** und der MOI **1717** zum Einfügen von Leerlaufcodes im Fall eines Ver-

lusts der Nachrichtendaten auf.

**[0218]** Das adaptive angepasste Filter (AMF) **1710** löst durch den Luftkanal eingeführte Mehrwege-Interferenz auf. Das beispielhafte AMF **1710** verwendet ein komplexes 11-Stufen-FIR-Filter, wie es in [Fig. 18](#) gezeigt ist. Die empfangenen I- und Q-Digital-Nachrichtensignale werden beim Register **1820** vom A/D **1730** von [Fig. 17](#) empfangen und in Multiplizierern **1801**, **1802**, **1803**, **1810**, **1811** durch I- und Q-Kanalgewichte W1 bis W11 multipliziert, die vom AMF-Gewicht-Generator **1722** von [Fig. 17](#) erzeugt wurden. In der beispielhaften Ausführungsform liefert der A/D **1730** die I- und Q-Digital-Empfangs-Nachrichtensignaldaten als Komplementärwerte von 2, 6 Bits für I und 6 Bits für Q, die durch ein 11-Stufen-Schieberegister **1820** im Ansprechen auf Empfangs-Spreizcode-Taktsignal RXPNCCLK getaktet werden. Das Signal RXPNCCLK wird durch den Zeitgeberschnitt **1401** der Codeerzeugungslogik **1304** erzeugt. Jede Stufe des Schieberegisters ist angezapft und in den Multiplizierern **1801**, **1802**, **1803**, **1810**, **1811** durch einzelne Gewichtungswerte (6 Bit I und 6 Bit Q) komplex multipliziert, um 11 anzapfungsgewichtete Produkte zu liefern, die im Addierer **1830** summiert werden, und auf 7-Bit-I- und 7-Bit-Q-Werte eingeschränkt.

**[0219]** Der CDMA-Modem-Empfangsabschnitt **1302** (der in [Fig. 13](#) gezeigt ist) bietet unabhängige Kanalspreizer **1703**, **1704**, **1705**, **1706**, **1707**, **1708**, **1709** (wie in [Fig. 17](#) gezeigt) zum Entspreizen der Nachrichtenkanäle. Die beschriebene Ausführungsform entspreizt 7 Nachrichtenkanäle, wobei jeder Entspreizer ein 1-Bit-I-mal-1-Bit-Q-Entspreizungs-Codesignal zum Durchführen einer komplexen Korrelation dieses Codes mit einem 8-Bit-I-mal-8-Bit-Q-Daten-Eingangssignal akzeptiert. Die 7 Entspreizer entsprechen den 7 Kanälen: Verkehrskanal 0 (TR0'), TR1', TR2', TR3', AUX (ein freier Kanal), automatische Leistungssteuerung (APC) und Pilot (PLT).

**[0220]** Der in [Fig. 19](#) gezeigte Pilot-AVC **1711** empfängt die I- und Q-Pilot-Spreizcodesequenzwerte PCI und PCQ im Schieberegister **1920** im Ansprechen auf das Zeitgebersignal RXPNCCLK und weist 11 einzelne Entspreizer **1901** bis **1911** auf, wobei jeder die I- und Q-Digital-Empfangs-Nachrichtensignaldaten mit einer um einen Chip verzögerten Version der gleichen Pilotcodesequenz korreliert. Signal OE1, OE2, ... OE11 werden von der Modemsteuerung **1303** zum Ermöglichen des Entspreizungsvorgangs verwendet. Die Ausgangssignale der Entspreizer werden in einem Kombiniierer **1920** kombiniert, wodurch ein Korrelationssignal DSPRDAT des Pilot-AVC **1711** gebildet wird, das von der ACQ & Nachführlogik **1701** (in [Fig. 17](#) gezeigt) und schließlich vom (in [Fig. 13](#) gezeigten) Modem-Controller **1303** empfangen wird. Die ACQ & Nachführlogik **1701** verwendet dann den Korrelations-Signalwert zum Bestimmen, ob der lokale Empfänger mit dem entfernten Sender synchronisiert ist.

**[0221]** Der zusätzliche AVC **1712** empfängt ebenfalls die I- und Q-Digital-Empfangs-Nachrichtensignaldaten und weist in der beschriebenen Ausführungsform vier getrennte Entspreizer **2001**, **2002**, **2003**, **2004** auf, wie in [Fig. 20](#) gezeigt. Jeder Entspreizer empfängt und korreliert die I- und Q-Digital-Empfangs-Nachrichtendaten mit verzögerten Versionen der gleichen Entspreizungscodesequenz PARI und PARQ, die vom Codengenerator **1304** erzeugt und in das Schieberegister **2020** eingegeben und darin enthalten sind. Die Ausgangssignale der Entspreizer **2001**, **2002**, **2003**, **2004** werden im Kombiniierer **2030** kombiniert, der ein Rausch-Korrelationssignal ARDSPRDAT liefert. Die zusätzliche AVC-Spreizcodesequenz entspricht keiner Sende-Spreizcodesequenz des Systems. Signale OE1, OE2, ... OE4 werden durch die Modemsteuerung **1303** zum Ermöglichen des Entspreizungsvorgangs verwendet. Der zusätzliche AVC **1712** liefert ein Rausch-Korrelationssignal ARDSPRDAT, aus dem Quantil-Schätzungen vom Quantil-Schätzer **1733** berechnet werden, und liefert eine Rauschpegelmessung an die (in [Fig. 17](#) gezeigte) ACX und Nachführlogik **1701** und den (in [Fig. 13](#) gezeigten) Modem-Controller **1303**.

**[0222]** Jedes entspreizte Kanal-Ausgangssignal, das den empfangenen Nachrichtenkanälen TR0', TR1', TR2' und TR3' entspricht, wird in einen entsprechenden in [Fig. 17](#) gezeigten Viterbi-Decodierer **1713**, **1714**, **1715**, **1716** eingegeben, der eine Vorwärts-Fehlerkorrektur an faltungscodierten Daten vornimmt. Die Viterbi-Decodierer der beispielhaften Ausführungsform haben eine Einschränkungslänge von  $K = 7$  und eine Rate von  $R = 1/2$ . Die decodierten entspreizten Nachrichtenkanalsignale werden vom CDMA-Modem durch die MOI **1717** zur PCM-Multiplexleitung **1201** übertragen. Der Betrieb der MOI ist im Wesentlichen der gleiche wie der Betrieb des (in [Fig. 13](#) gezeigten) Sendeabschnitts **1301**, außer dass er umgekehrt ist.

**[0223]** Der CDMA-Modem-Empfangsabschnitt **1302** implementiert mehrere unterschiedliche Algorithmen während unterschiedlicher Phasen der Akquisition, des Nachführens und Entspreizens des Empfangs-CDMA-Nachrichtensignals.

**[0224]** Wenn das empfangene Signal momentan verloren geht (oder ernsthaft beschädigt wird) fügt der Leer-

laufcode-Einfügungsalgorithmus Leerlaufcodes anstelle der verlorenen oder beschädigten Empfangs-Nachrichtendaten ein, wodurch verhindert wird, dass der Benutzer bei einem Sprachanruf ein lautes Rauschkrachen hört. Die Leerlaufcodes werden an die (in [Fig. 17](#) gezeigten) MOI **1717** anstelle des codierten Nachrichtenkanal-Ausgangssignals von den Viterbi-Decodierern **1713**, **1714**, **1715**, **1716** gesendet. Der für den jeweiligen Verkehrskanal verwendete Leerlaufcode wird im Modem-Controller **1303** durch Schreiben des entsprechenden Musters IDLE an die MOI programmiert, was in der vorliegenden Ausführungsform ein 8-Bit-Wort für einen 64 KB/s-Strom, ein 4-Bit-Wort für einen 32-KB/s-Strom ist.

#### Modemalgorithmen zur Akquisition und Nachführung empfangener Pilotsignale

**[0225]** Die Akquisitions- und Nachführalgorithmen werden vom Empfänger zum Bestimmen der ungefähren Codephase eines empfangenen Signals, zum Synchronisieren der lokalen Modem-Empfänger-Entspreizer mit dem eintreffenden Pilotsignal und zum Nachführen der Phase der lokal erzeugten Pilotcodesequenz mit der empfangenen Pilotcodesequenz verwendet. Gemäß [Fig. 13](#) und [Fig. 17](#) werden die Algorithmen durch den Modem-Controller **1303** ausgeführt, der Takt-Abstimmssignale an den Codegenerator **1304** liefert. Diese Abstimmssignale verursachen, dass der Codegenerator für die Entspreizer lokal erzeugte Codesequenzen im Ansprechen auf gemessene Ausgangswerte des Pilot-RAKES **1711** und Quantil-Werte von Quantil-Schätzern **1723B** anpasst. Quantil-Werte sind Rauschstatistiken, die aus den In-Phase- und Quadratur-Kanälen von den Ausgangswerten des (in [Fig. 17](#) gezeigten) AUX-Vektor-Korrelators **1712** gemessen werden. Eine Synchronisation des Empfängers mit den empfangenen Signalen wird in zwei Phasen aufgeteilt; eine anfängliche Akquisitionsphase und eine Nachführphase. Die anfängliche Akquisitionsphase wird durch Takten der erzeugten Pilot-Spreizcodesequenz mit einer höheren oder niedrigeren Rate als die Spreizcoderate des empfangenen Signals, Verschieben der lokal erzeugten Pilot-Spreizcodesequenz und Durchführen eines sequenziellen Wahrscheinlichkeits-Verhältnistests (SPRT) am Ausgangssignal des Pilot-Vektorkorrelators **1711** durchgeführt. Die Nachführphase hält die lokal erzeugte Spreizcode-Pilotsequenz in Synchronisation mit dem eintreffenden Pilotsignal.

**[0226]** Der SU-Kalt-Akquisitionsalgorithmus wird vom SU-CDMA-Modem verwendet, wenn es das erste Mal eingeschaltet wird, und es hat daher keine Kenntnis über die korrekte Pilot-Spreizcodephase, oder wann eine SU eine Synchronisation mit dem eintreffenden Pilotsignal erneut zu erreichen versucht, hat jedoch eine überlange Zeit in Anspruch genommen. Der Kalt-Akquisitionsalgorithmus ist in zwei Unterphasen aufgeteilt. Die erste Unterphase besteht aus einer Suche über den vom FBCH verwendeten Code der Länge 233415. Nachdem diese Untercode-Phase akquiriert wurde, ist der Code des Piloten einer Länge von  $233415 \times 128$  bis zu einer Ambiguität von 128 möglichen Phasen bekannt. Die zweite Unterphase besteht in einem Durchsuchen dieser verbleibenden 128 möglichen Phasen. Damit mit dem FBCH die Synchronisation nicht verloren geht, ist es in der zweiten Phase der Suche wünschenswert, zwischen einem Nachführen des FBCH-Codes und dem Versuch einer Akquisition des Pilotcodes hin- und herzuschalten.

**[0227]** Die RCS-Akquisition des Kurz-Zugriffspilot(SAXPT)-Algorithmus wird vom RCS-CDMA-Modem zum Akquirieren des SAXPT-Pilotsignals einer SU verwendet. Der Algorithmus ist ein Schnell-Suchalgorithmus, weil der SAXPT eine kurze Codesequenz einer Länge  $N$  ist, wobei  $N = \text{Chips/Symbol}$ , und reicht von 45 bis 195, je nach der Bandbreite des Systems. Die Suche geht zyklisch alle möglichen Phasen durch, bis die Akquisition vollständig ist.

**[0228]** Die RCS-Akquisition des Lang-Zugriffspilot(LAXPT)-Algorithmus beginnt unmittelbar nach der Akquisition von SAXPT. Die Codephase der SU ist innerhalb eines Vielfachen einer Symboldauer bekannt, so können bei der beispielhaften Ausführungsform der Erfindung 7 bis 66 Phasen innerhalb der Rundlaufverzögerung von der RCS zu durchsuchen sein. Diese Grenze ergibt sich daraus, dass das SU-Pilotsignal mit dem RCS-Global-Pilotsignal synchronisiert ist.

**[0229]** Der Algorithmus zur erneuten Akquisition beginnt, wenn ein Codesynchronisationsverlust (LOL) eintritt. Ein Z-Suchalgorithmus wird zum Beschleunigen des Vorgangs unter der Annahme eingesetzt, dass die Codephase nicht weit davon abgedriftet ist, wo sie das letzte Mal war, als das System synchronisiert war. Die RCS verwendet eine maximale Breite des Z-Suchfensters, die durch die maximale Rundlauf-Propagationsverzögerung begrenzt ist.

**[0230]** Die Vor-Nachführ-Periode folgt unmittelbar nach dem Akquisitions- oder Re-Akquisitions-Algorithmus und kommt unmittelbar vor dem Nachführalgorithmus. Die Vor-Nachführ-Periode ist eine Periode fester Dauer, während die vom Modem gelieferten Empfangsdaten noch nicht als gültig gelten. Die Vor-Nachführ-Periode erlaubt es anderen Modemalgorithmen, wie zum Beispiel denjenigen, die von ISW PLL **1724**, ACQ & Nachführ,

AMF-Gewicht-Generator **1722** verwendet werden, sich auf den aktuellen Kanal vorzubereiten und sich ihm anzugleichen. Die Vor-Nachführ-Periode besteht aus zwei Teilen. Der erste Teil ist die Verzögerung, während der die Code-Nachführschleife eingezogen wird. Der zweite Teil ist die Verzögerung, während der AMF-Anzapf-Gewicht-Berechnungen vom AMF-Gewicht-Generator **1722** zum Erzeugen ausgeruhter Gewichtungskoeffizienten durchgeführt werden. Im zweiten Teil der Vor-Nachführ-Periode wird auch der Träger-Nachführschleife erlaubt, durch die SW PLL **1724**, einzuziehen, und die skalaren Quantil-Schätzungen werden vom Quantil-Schätzer **1723A** durchgeführt.

**[0231]** Der Nachführvorgang wird eingeleitet, nachdem die Vor-Nachführ-Periode endet. Dieser Vorgang ist tatsächlich ein repetitiver Zyklus und ist die einzige Prozessphase, während der vom Modem gelieferte Empfangsdaten als gültig gelten können. Die folgenden Vorgänge werden während dieser Phase durchgeführt: AMF-Anzapf-Gewicht-Aktualisierung, Trägernachführung, Codenachführung, Vektor-Quantil-Aktualisierung, skalare Quantil-Aktualisierung, Codesynchronisationsüberprüfung, Derotation und Symbolsummierung und (Vorwärts- und Rückwärts-)Leistungssteuerung.

**[0232]** Wenn LOL entdeckt wird, beendet der Modemempfänger den Nachführalgorithmus und leitet automatisch den Re-Akquisitionsalgorithmus ein. In der SU führt ein LOL dazu, dass der Sender abgeschaltet wird. In der RCS führt ein LOL dazu, dass die Vorwärts-Leistungssteuerung ausgeschaltet wird, wobei die Sendeleistung konstant auf dem Pegel unmittelbar vor dem Verlust der Synchronisation gehalten wird. Außerdem führt er dazu, dass die Rück-Leistungssteuerungsinformation ein 010101 ... Muster annimmt, was die SU dazu veranlasst, ihre Sendeleistung konstant zu halten. Dies kann unter der Verwendung einer Signal-Synchronisations-Überprüfungsfunktion durchgeführt werden, die das Rücksetzsignal an die Akquisitions- und Nachführschaltung **1701** erzeugt.

**[0233]** Es werden zwei Sätze von Quantil-Statistiken geführt, einer vom Quantil-Schätzer **1723B** und der andere vom skalaren Quantil-Schätzer **1723A**. Beide werden vom Modem-Controller **1303** verwendet. Der erste Satz ist die "Vektor"-Quantil-Information, die so genannt ist, weil sie aus dem Vektor von vier komplexen Werten berechnet wird, die vom AUX-AVC-Empfänger **1712** erzeugt werden. Der zweite Satz ist die skalare Quantil-Information, die aus dem einzigen komplexen Wert des AUX-Signals berechnet wird, das vom AUX-Entspreizer **1707** ausgegeben wird. Die zwei Sätze von Information repräsentieren unterschiedliche Sätze von Rauschstatistiken, die zum Erhalten einer vorbestimmten Wahrscheinlichkeit eines falschen Alarms ( $P_{fa}$ ) verwendet werden. Die Vektor-Quantil-Daten werden vom Akquisitions- und Re-Akquisitions-Algorithmus verwendet, der vom Modem-Controller **1303** zum Bestimmen der Anwesenheit eines empfangenen Signals im Rauschen implementiert wird, und die skalare Quantil-Information wird vom Code-Synchronisations-Überprüfungsalgorithmus verwendet.

**[0234]** Sowohl für den Vektor- als auch für den Skalar-Fall besteht die Quantil-Information aus berechneten Werten von  $\lambda_0$  bis  $\lambda_2$ , die Grenzwerte sind, die zum Schätzen der Wahrscheinlichkeits-Verteilungsfunktion (p.d.f.) des entspreizten Empfangssignals und zum Bestimmen, ob das Modem mit dem PN-Code synchronisiert ist, verwendet werden. Der AUX-Leistungswert, der in der folgenden C-Unterroutine verwendet wird, ist das Quadrat der Stärke des AUX-Ausgangssignals des skalaren Korrelatorfelds der skalaren Quantile, und im Vektor-Fall die Summe der Quadrate der Stärken. In beiden Fällen werden die Quantile unter Verwendung der folgenden C-Unterroutine berechnet:

```
for (n = 0; n < 3; n++) {
  lambda [n]+ = (lambda [n] < Aux_Power) ? CG[n] : GM[n];
}
```

wobei  $CG[n]$  positive Konstanten und  $GM[n]$  negative Konstanten sind (unterschiedliche Werte werden für Skalar- und Vektor-Quantile verwendet).

**[0235]** Während der Akquisitionsphase verwendet die Durchsuchung des eintreffenden Pilotsignals mit der lokal erzeugten Pilotcodesequenz eine Reihe sequenzieller Tests zum Bestimmen, ob der lokal erzeugte Pilotcode die korrekte Codephase im Verhältnis zum empfangenen Signal hat. Die Suchalgorithmen verwenden den sequenziellen Wahrscheinlichkeits-Verhältnis-Test (SPRT) zum Bestimmen, ob die empfangene und die lokal erzeugte Codesequenz in Phase sind. Die Geschwindigkeit der Akquisition wird durch einen Parallelismus beschleunigt, der dadurch resultiert, dass ein "vielfingriger" Empfänger verwendet wird. In der beschriebenen Ausführungsform der Erfindung hat der Haupt-Pilot-RAKE **1711** zum Beispiel insgesamt 11 "Finger" (Signalzweige), die eine Gesamt-Phasenperiode von 11 Chip-Perioden repräsentieren. Zur Akquisition werden acht getrennte sequenzielle Wahrscheinlichkeits-Verhältnis-Tests (SPRTs) implementiert, wobei jeder SPRT ein Vier-Chip-Fenster einhält. Jedes Fenster ist vom vorhergehenden Fenster um ein Chip versetzt, und in einer Suchsequenz ist eine bestimmte Codephase durch vier Fenster abgedeckt. Wenn alle acht SPRT-Tests



abgewiesen werden, wird der Satz von Fenstern um acht Chips verschoben. Wenn einer der SPRTs angenommen wird, dann wird die Codephase der lokal erzeugten Pilotcodesequenz so abgestimmt, dass versucht wird, die Phase des angenommenen SPRTs innerhalb des Pilot-AVC zu zentrieren. Es ist wahrscheinlich, dass mehr als ein SPRT den Akzeptanzschwellenwert zur gleichen Zeit erreicht. Eine Referenztabelle wird verwendet, um alle 256 möglichen Kombinationen von Annahme/Ablehnung abzudecken, und der Modem-Controller verwendet die Information zum Abschätzen der korrekten Zentral-Codephase im Pilot-Rechen **1711**. Jeder SPRT wird wie folgt implementiert (alle Operationen finden bei einer Symbolrate von 64k statt): Die Ausgangspegelwerte der Finger als  $I\_Finger[n]$  und  $Q\_Finger[n]$  bezeichnen, wobei  $n = 0 \dots 10$  (einschließlich, 0 ist der früheste (am weitesten fortgeschrittene) Finger), dann ist die Leistung eines jeden Fensters:

$$\text{Leistung Fenster}[i] \hat{=} \sum_n (I\_Finger^2[n] + Q\_Finger^2[n])$$

zum Implementieren der SPRTs führt der Modem-Controller für jedes der Fenster die folgenden Berechnungen durch, die als eine Pseudo-Code-Unterroutine ausgedrückt sind:

```
/* Bin für Leistung finden */
tmp = SIGMA[0];
for (k = 0; k < 3; k++) {
if (Power > lambda [k]) tmp = SIGMA[k + 1];
}
test_statistic += tmp; /* Statistik aktualisieren */
if (test_statistic > ACCEPTANCE_THRESHOLD) dann bekommt man ACQ;
else if (test_statistic < DISMISSAL_THRESHOLD) {
diese Codephase vergessen;
} else: ansonsten weiter versuchen – mehr Statistik sammeln
wobei lambda[k] wie im obigen Abschnitt über die Quantil-Schätzung und SIGMA [k],
ACCEPTANCE_THRESHOLD und DISMISSAL_THRESHOLD vorbestimmte Konstanten sind. Es wird darauf
hingewiesen, dass SIGMA[k] für niedrige Werte von k negativ und für rechte Werte von k positiv ist, so dass
die Akzeptanz- und Ablehnungsschwellenwerte konstant sein können und nicht davon abhängig, welche Sym-
bolmenge von Daten in der Statistik angesammelt wurde.
```

**[0236]** Der Modem-Controller stellt fest, in welchen von den Werten von  $\lambda[k]$  eingegrenzten Bereich der Leistungspegel fällt, was dem Modem-Controller erlaubt, eine annähernde Statistik zu entwickeln.

**[0237]** Für den vorliegenden Algorithmus wird die Steuerspannung als  $\varepsilon = y^T B y$  gebildet, wobei  $y$  ein Vektor ist, der aus den komplexen Ausgangswerten des Pilot-Vektorkorrelators **1711** gebildet wird, und  $B$  eine Matrix, die aus den konstanten Werten besteht, die zum Maximieren der Betriebseigenschaften vorbestimmt wurde, während das Rauschen minimiert wird, wie zuvor anhand des Quadratdetektors beschrieben.

**[0238]** Zum Verständnis des Betriebs des Quadratdetektors ist es nützlich, das Folgende zu betrachten. Ein Spreizspektrumsignal (CDMA-Signal)  $s(t)$  wird durch einen Mehrwegekanal mit einer Impulsantwort  $h_c(t)$  geschickt. Das Basisband-Spreizsignal wird durch die Gleichung (30) beschrieben.

$$s(t) = \sum_i C_i p(t - iT_c) \quad (30)$$

wobei  $C_i$  ein komplexes Spreizcodesymbol,  $p(t)$  ein vorbestimmter Chippuls und  $T_c$  der Chipzeitabstand ist, wobei  $T_c = 1/R_c$  ist, und  $R_c$  die Chiprate ist.

**[0239]** Das empfangene Basisbandsignal wird durch die Gleichung (31) repräsentiert

$$r(t) = \sum_i C_i q(t - iT_c - \tau) + n(t) \quad (31)$$

wobei  $q(t) = p(t) * h_c(t)$ ,  $\tau$  eine unbekannte Verzögerung und  $n(t)$  das additive Rauschen ist. Das empfangene Signal wird durch ein Filter  $h_R(t)$  verarbeitet, so dass die zu verarbeitende Wellenform  $x(t)$  durch die Gleichung (32) gegeben ist

$$x(t) = \sum_i C_i f(t - iT_c - \tau) + z(t) \quad (32)$$

wobei  $f(t) = q(t) * h_R(t)$  und  $z(t) = n(t) * h_R(t)$  ist.

**[0240]** Im beispielhaften Empfänger werden Abtastungen des empfangenen Signals mit der Chiprate vorge-

nommen, das heißt also  $1/T_c$ . Diese Abtastungen  $x(mT_c + \tau')$  werden durch ein Feld von Korrelatoren verarbeitet, die während der Korrelationsperiode  $r^{\text{th}}$  die durch die Gleichung (33) gegebenen Werte berechnen.

$$v_k^{(r)} = \sum_{m=rL}^{rL+L-1} x(mT_c + \tau') C_{m+k}^o \quad (33)$$

**[0241]** Diese Größen sind aus einer Rauschkomponente  $w_k^{(r)}$  und einer deterministischen Komponente  $y_k^{(r)}$  zusammengesetzt, die durch die Gleichung (34) gegeben ist.

$$y_k^{(r)} = E[v_k^{(r)}] = Lf(kT_c + \tau' - \tau) \quad (34)$$

**[0242]** In der Folge kann der Zeitindex  $r$  zur einfacheren Schreibweise unterdrückt werden, auch wenn darauf hingewiesen wird, dass die Funktion  $f(t)$  sich mit der Zeit langsam verändert.

**[0243]** Die Abtastungen werden zur Anpassung der Abtastungsphase  $\tau'$  in optimaler Weise zur weiteren Verarbeitung durch den Empfänger verarbeitet, wie zum Beispiel durch eine abgestimmte Filterung. Diese Abstimmung ist unten beschrieben. Zum Vereinfachen der Darstellung des Vorgangs ist es hilfreich, ihn anhand der Funktion  $f(t + \tau)$  zu beschreiben, wobei die Zeitverschiebung  $\tau$  angepasst werden soll. Es wird darauf hingewiesen, dass die Funktion  $f(t + \tau)$  in der Anwesenheit von Rauschen gemessen wird. Es kann daher problematisch sein, die Phase  $\tau'$  auf der Grundlage von Messungen des Signals  $f(t + \tau)$  anzupassen. Um das Rauschen zu berücksichtigen, wird die Funktion  $v(t)$ :  $v(t) = f(t) + m(t)$  eingeführt, wobei der Ausdruck  $m(t)$  den Rauschvorgang repräsentiert. Der Systemprozessor kann aufgrund von Überlegungen der Funktion  $v(t)$  abgeleitet werden.

**[0244]** Der Vorgang ist nicht kohärent und basiert daher auf der Hüllkurven-Potenz-Funktion  $|v(t + \tau)|^2$ . Das in Gleichung (35) gegebene funktionale  $e(\tau')$  ist zur Beschreibung des Vorgangs hilfreich.

$$e(\tau') = \int_{-\infty}^0 |v(t + \tau' - \tau)|^2 dt - \int_0^{\infty} |v(t + \tau' - \tau)|^2 dt \quad (35)$$

**[0245]** Der Verschiebungsparameter wird auf  $e(\tau') = 0$  abgestimmt, was dann eintritt, wenn die Energie am Intervall  $(-\infty, \tau' - \tau]$  gleich der Energie am Intervall  $[\tau' - \tau, \infty)$  ist. Die Fehlerkennlinie ist monoton und hat daher einen einzigen Nullübergang. Dies ist die wünschenswerte Qualität der Funktion. Ein Nachteil der Funktion ist, dass sie dahingehend schlecht definiert ist, dass die Integrale unbegrenzt sind, wenn ein Rauschen vorhanden ist. Trotzdem kann die Funktion  $e(\tau')$  in die durch Gleichung (36) gegebene Form gebracht werden.

$$e(\tau') = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) |v(t + \tau' - \tau)|^2 dt \quad (36)$$

wobei die Kennlinienfunktion  $w(t)$  gleich  $\text{sgn}(t)$ , der Signaturfunktion ist.

**[0246]** Zum Optimieren der Kennlinienfunktion  $w(t)$  ist es hilfreich, eine Gütezahl  $F$ , wie sie in Gleichung (37) angegeben ist, zu definieren.

$$F = \frac{[e(\tau'_0 + T_A) - e(\tau'_0 - T_A)]^2}{\text{VAR}\{e(\tau'_0)\}} \quad (37)$$

**[0247]** Der Zähler von  $F$  ist die numerische Steigung der mittleren Fehlerkennlinie im Intervall  $[-T_A, T_A]$ , das den nachgeführten Wert  $\tau'_0$  umgibt. Das statistische Mittel wird bezüglich des Rauschens sowie des Zufallkanals  $h_c(t)$  genommen. Es ist wünschenswert, eine statistische Kennlinie des Kanals festzulegen, um diesen statistischen Durchschnitt zu ziehen. Zum Beispiel kann der Kanal als ein stationärer korrelationsloser Weit-Erfassungsstreuungs-Kanal (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering/WSSUS) mit einer Impulsantwort  $h_c(t)$  und einem Weiß-Rauschen-Vorgang  $U(t)$  modelliert werden, der eine Intensitätsfunktion  $g(t)$  hat, wie sie in Gleichung (38) gezeigt ist.

$$h_c(t) = \sqrt{g(t)}U(t) \quad (38)$$

**[0248]** Die Varianz von  $e(\tau)$  wird als der mittlere Quadratwert der Fluktuation

$$e'(\tau) = e(\tau) - \langle e(\tau) \rangle \quad (39)$$

berechnet, wobei  $\langle e(\tau) \rangle$  der Durchschnitt von  $e(\tau)$  bezüglich des Rauschens ist.

**[0249]** Eine Optimierung der Gütezahl  $F$  bezüglich der Funktion  $w(t)$  kann unter der Verwendung wohl bekannter Optimierungs-Variationsverfahren durchgeführt werden.

**[0250]** Nachdem die optimale  $w(t)$  bestimmt wurde, kann der resultierende Prozessor genau durch einen quadratischen Abtastprozessor approximiert werden, der wie folgt abgeleitet wird.

**[0251]** Durch das Abtasttheorem kann das Signal  $v(t)$ , das auf eine Bandbreite  $W$  in seiner Bandbreite beschränkt ist, auf seine Abtastungen hin ausgedrückt werden, wie in Gleichung (40) gezeigt ist.

$$v(t) = \sum v(k/W) \text{sinc}[(Wt - k)\pi] \tag{40}$$

**[0252]** Ein Einsetzen dieser Erweiterung in die Gleichung (Z + 6) resultiert in einer unendlichen quadratischen Form in den Abtastungen  $v(k/W + \tau' - \tau)$ . Unter der Annahme, dass die Signalbandbreite gleich der Chiprate ist, wird eine Verwendung eines Abtastverfahrens möglich, welches durch das Chip-Taktsignal getaktet wird, das zum Erhalten der Abtastungen verwendet werden kann. Diese Abtastungen  $v_k$  werden durch die Gleichung (41) repräsentiert.

$$v_k = v(kT_c + \tau' - \tau) \tag{41}$$

**[0253]** Diese Annahme führt zu einer Vereinfachung der Implementierung. Sie ist gültig, wenn der Verfälschungsfehler klein ist.

**[0254]** In der Praxis ist die abgeleitete quadratische Form beschnitten. Ein Beispiel einer normalisierten B-Matrix ist unten in Tabelle 12 gegeben. Für dieses Beispiel wird ein exponentielles Verzögerungs-Spreizprofil  $(g(t) = \exp(-t/\tau))$  angenommen, wobei  $\tau$  gleich einem Chip ist. Ein Aperturparameter  $T_A$ , der gleich eineinhalb Chips ist, ist ebenfalls anzunehmen. Der unterliegende Chippuls hat ein erhöhtes Kosinusspektrum mit einer Überschussbandbreite von 20%.

Tabelle 12: B-Matrix-Beispiel

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	-0,1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	-0,1	0,22	0,19	-0,19	0	0	0	0	0	0
0	0	0,19	1	0,45	-0,2	0	0	0	0	0
0	0	-0,19	0,45	0,99	0,23	0	0	0	0	0
0	0	0	-0,2	0,23	0	-0,18	0,17	0	0	0
0	0	0	0	0	-0,18	-0,87	-0,42	0,18	0	0
0	0	0	0	0	0,17	-0,42	-0,92	-0,16	0	0
0	0	0	0	0	0	0,18	-0,16	-0,31	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0,13	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

**[0255]** Die Codenachführung wird über einen Schleifen-Phasendetektor implementiert, der wie folgt ausgeführt wird. Der Vektor  $y$  ist als ein Spaltenvektor definiert, der die 11 komplexen Ausgabepegelwerte des Pilot-AVC 1711 repräsentiert, und  $B$  bezeichnet eine symmetrische  $11 \times 11$ -Realwert-Koeffizientenmatrix mit vorbestimmten Werten zum Optimieren der Leistung der nicht kohärenten Pilot-AVC-Ausgangswerte  $y$ . Das Ausgangssignal  $\varepsilon$  des Phasendetektors ist durch die Gleichung (42) gegeben:

$$\varepsilon = y^T B y \tag{42}$$



**[0256]** Die folgenden Berechnungen werden zum Implementieren eines proportionalen plus integralen Schleifenfilters und des VCO implementiert:

$$x[n] = x[n - 1] + \beta \varepsilon$$

$$z[n] = z[n - 1] + x[n] + \alpha \varepsilon$$

für  $\beta$  und  $\alpha$ , welche Konstanten sind, die von der Modellierung des Systems zum Optimieren der Systemleistung für den bestimmten Sendekanal und die bestimmte Anwendung gewählt wurden, und wobei  $x[n]$  der Ausgabewert des Integrators des Schleifenfilters und  $z[n]$  der VCO-Ausgabewert ist. Die Codephasenabstimmungen werden vom Modem-Controller unter Befolgung der C-Unteroutine vorgenommen:

```
if (z > zmx) {
  delay phase 1/16 chip (Phase um 1/16 Chip verzögern);
  z- = zmax; } else if (z < -zmax) {
  advance phase 1/16 chip (Phase um 1/16 Chip vorverlegen);
  z+ = zmax;
}
```

**[0257]** In dem obigen Pseudocode könnte auch eine andere Verzögerungsphase verwendet werden, was mit der vorliegenden Erfindung übereinstimmen würde.

**[0258]** Der AMF-Anzapfungs-Gewicht-Aktualisierungsalgorithmus des AMF-Gewicht-Generators **1722** findet periodisch statt, um die Phase eines jeden Fingerwerts des Pilot-RAKES **1711** zu derotieren und zu skalieren, indem eine komplexe Multiplikation des Pilot-AVC-Fingerwerts mit dem komplexen Konjugat des aktuellen Ausgabewertes der Träger-Nachführschleife und durch Anliegen des Produkts an ein Tiefpassfilter und Bilden des komplexen Konjugats der Filterwerte zum Erzeugen von AMF-Anzapfungs-Gewicht-Werten durchgeführt wird, die periodisch in die AMF-Filter des CDMA-Modems geschrieben werden.

**[0259]** Der in [Fig. 17](#) gezeigte Synchronisations-Überprüfungsalgorithmus wird vom Modem-Controller **1303** ausgeführt, der SPRT-Operationen am Ausgangssignal des Skalar-Korrelatorfelds durchführt. Das SPRT-Verfahren ist das gleiche wie dasjenige für den Akquisitionsalgorithmus, außer dass die Akzeptanz- und Ablehnungsschwellenwerte verändert werden, um die Wahrscheinlichkeit der Erfassung einer Synchronisation zu erhöhen.

**[0260]** Eine Trägernachführung wird über eine Schleife zweiter Ordnung durchgeführt, die die Pilot-Ausgabewerte des skalarkorrelierten Felds bearbeitet. Das Phasen-Detektor-Ausgangssignal ist die hart begrenzte Version der Quadraturkomponente des Produkts des (komplexe Werte aufweisenden) Pilot-Ausgangssignals des skalarkorrelierten Felds und des VCO-Ausgangssignals. Das Schleifenfilter hat eine proportionale plus integrale Konstruktion. Der VCO ist ein in einer Reihensumme akkumulierter Phasenfehler  $\Phi$ , der in den komplexen Zeiger  $\cos\Phi + j\sin\Phi$  unter Verwendung einer Referenztafel im Speicher konvertiert wird.

**[0261]** Die vorherige Beschreibung des Akquisitions- und Nachführalgorithmus konzentriert sich auf ein nicht kohärentes Verfahren, weil der beschriebene Akquisitions- und Nachführalgorithmus eine nicht kohärente Akquisition gefolgt von einer nicht kohärenten Nachführung benötigt, weil während der Akquisition eine kohärente Referenz erst dann verfügbar ist, wenn AMF, Pilot AVC, Aux-AVC und DPLL in einem Gleichgewichtszustand sind. Auf diesem Gebiet ist jedoch bekannt, dass eine kohärente Nachführung und Kombination immer optimal ist, weil bei der nicht kohärenten Nachführung und Kombination die Ausgangs-Phaseninformation eines jeden Pilot-AVC-Fingers verloren geht. Folglich verwendet eine andere Ausführungsform der Erfindung ein Zwei-Schritt-Akquisitions- und Nachführsystem, bei dem der zuvor beschriebene nicht kohärente Akquisitions- und Nachführalgorithmus zuerst ausgeführt wird, und dann schaltet der Algorithmus auf ein kohärentes Nachführverfahren um. Das kohärente Kombinier- und Nachführverfahren ist dem zuvor beschriebenen ähnlich, außer dass das nachgeführte Fehlersignal in der folgenden Form ist:

$$\varepsilon = y^T A y \tag{43}$$

wobei  $y$  als ein Spaltenvektor definiert ist, der die 11 komplexen Ausgangspegelwerte des Pilot-AVC **1711** repräsentiert, und  $A$  eine symmetrische  $11 \times 11$ -Realwert-Koeffizienten-Matrix mit vorbestimmten Werten zum Optimieren der Leistung bei den kohärenten Pilot-AVC-Ausgangssignalen  $y$  bezeichnet. Ein Beispiel einer  $A$ -Matrix ist unten gezeigt.

$$\begin{array}{r}
 A = \begin{array}{cccccccccccc}
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1
 \end{array} \quad (44)
 \end{array}$$

**[0262]** Gemäß [Fig. 9](#) ist das Video-Verteilungs-Controller-Board (VDC) **940** der RCS mit jeder MIU **931**, **932**, **933** und den HF-Sendern/Empfängern **950** verbunden. Der VDC **940** ist in [Fig. 21](#) gezeigt. Die Daten-Kombinier-Schaltung (DCC) **2150** weist einen Daten-Demultiplexer **2101**, Datensummierer **2102**, FIR-Filter **2103**, **2104** und einen Treiber **2111** auf. Die DCC **2150** 1) empfängt das gewichtete CDMA-Modem-I- und Q-Datensignal MDAT von jeder der MIUs **931**, **932**, **933**, 2) summiert die I- und Q-Daten mit den digitalen Trägerkanaldaten von jeder MIU **931**, **932**, **933** 3) und summiert das Ergebnis mit dem Sende-Daten-Nachrichtensignal BCAST und dem vom Master-MIU-Modem **1210** gelieferten globalen Code-Spreizcode GPLOT 4) führt an den summierten Signalen zur Sendung eine Bandformung durch und 5) erzeugt ein analoges Datensignal zur Sendung an den HF-Sender/Empfänger.

**[0263]** FIR-Filter **2103**, **2104** werden zum Modifizieren der MIU-CDMA-Sende-I und -Q-Modem-Daten vor der Übertragung verwendet. Der WAC überträgt FIR-Filterkoeffizientendaten durch die serielle Portverbindung **912** durch den VDC-Controller **2120** und die FIR-Filter **2103**, **2104**. Jedes FIR-Filter **2103**, **2104** ist eigens konfiguriert. Die FIR-Filter **2103**, **2104** verwenden eine Aufwärtsabtastung (Up-Sampling) zum Betrieb mit der doppelten Chiprate, so dass Null-Datenwerte nach jedem MIU-CDMA-Sende-Modem-DATI- und DATQ-Wert zum Erzeugen von FTXI und FTXQ gesendet werden.

**[0264]** Der VDC **940** verteilt das AGC-Signal AGCDATA vom AGC **1750** an die MIUs **931**, **932**, **933** an den HF-Sender/Empfänger **950** durch die Verteilungsschnittstelle (DI) **2110**. Die VDC-DI **2110** empfängt Daten RXI und RXQ vom HF-Sender/Empfänger und verteilt das Signal als VDATAI und VDATAQ an MIUs **931**, **932**, **933**.

**[0265]** Gemäß [Fig. 21](#) weist der VDC **940** auch einen VDC-Controller **2120** auf, der Status- und Fehler-Informationssignale MIUSTAT von MIUs überwacht und mit der seriellen Verbindung **912** und HSBS **970** zum Kommunizieren mit dem in [Fig. 9](#) gezeigten WAC **920** verbunden ist. Der VDC-Controller **2120** weist einen Mikroprozessor, wie zum Beispiel einen Intel-8032-Mikrocontroller, einen (nicht gezeigten) Oszillator, der Zeitgeber-signale liefert, und einen (nicht gezeigten) Speicher auf. Der VDC-Controllerspeicher weist einen (nicht gezeigten) Flash-Prom zum Enthalten des Controller-Programmcodes für den 8032-Mikroprozessor und einen (nicht gezeigten) SRAM zum Enthalten der temporären Daten auf, die vom Mikroprozessor in den Speicher geschrieben und aus diesem ausgelesen werden.

**[0266]** Gemäß [Fig. 9](#) weist die vorliegende Erfindung einen HF-Sender/Empfänger **950** und einen Leistungsverstärkerabschnitt **960** auf. Gemäß [Fig. 22](#) ist der HF-Sender/Empfänger **950** in drei Abschnitte aufgeteilt: Das Sendermodul **2201**, das Empfängermodul **2202** und den Frequenzsynthesizer **2203**. Der Frequenzsynthesizer **2203** erzeugt eine Sende-Trägerfrequenz TFREQ und empfängt eine Trägerfrequenz RFREQ im Ansprechen auf ein Frequenz-Steuersignal FREQCTRL, das vom WAC **920** auf der seriellen Verbindung **912** empfangen wird. Im Sendermodul **2201** werden die analogen Eingangs-I- und -Q-Datensignale TXI und TXQ vom VDC an den Quadraturmodulator **2220** angelegt, der ebenfalls ein Sende-Trägerfrequenzsignal TFREQ vom Frequenzsynthesizer **2203** empfängt, um ein quadraturmoduliertes Sender-Trägersignal TX zu erzeugen. Das analog-sender-trägermodulierte Signal, ein nach oben konvertiertes HF-Signal TX, wird dann an den Sende-Leistungsverstärker **2252** des Leistungsverstärkers **960** angelegt. Das verstärkte Sende-Trägersignal wird dann durch die Hochleistungs-Passivkomponenten (HPPC) **2253** der Antenne **2250** geleitet, die das nach oben konvertierte HF-Signal als ein CDMA-HF-Signal an den Kommunikationskanal sendet. In einer Ausführungsform der Erfindung weist der Sende-Leistungsverstärker **2252** acht Verstärker mit jeweils ungefähr 60 Watt Spitze zu Spitze auf.

**[0267]** Der HPPC **2253** weist eine Blitzschutzeinrichtung, ein Ausgangsfilter, einen 10-dB-Richtungskoppler, einen Isolator und einen an den Isolator angeschlossenen Hochleistungsabschluss auf.

[0268] Ein Empfangs-CDMA-HF-Signal wird an der Antenne **2250** vom HF-Kanal empfangen und durch den HPPC **2253** zum Empfangs-Leistungsverstärker **2251** geleitet. Der Empfangs-Leistungsverstärker **2251** weist zum Beispiel einen 30-Watt-Leistungstransistor auf, der von einem 5-Watt-Transistor angesteuert wird. Das HF-Empfangsmodul **2202** bekommt ein quadraturmoduliertes Empfangs-Trägersignal RX vom Empfangs-Leistungsverstärker. Das Empfangsmodul **2202** weist einen Quadraturdemodulator **2210** auf, der das empfangs-trägermodulierte Signal RX und das Empfangs-Trägerfrequenzsignal RFREQ vom Frequenzsynthesizer **2203** annimmt, den Träger synchron demoduliert und analoge I- und Q-Kanäle liefert. Diese Kanäle werden gefiltert, um die Signale RXI und RXQ zu erzeugen, die an den VDC **940** übertragen werden.

#### Die Teilnehmereinheit

[0269] [Fig. 23](#) zeigt die Teilnehmereinheit (SU) einer erfindungsgemäßen Ausführungsform. Wie gezeigt, weist die SU einen HF-Abschnitt **2301** mit einem HF-Modulator **2302**, einem HF-Demodulator **2303** und einen Splitter/Isolator **2304** auf, die globale und zugewiesene logische Kanäle empfangen, welche die Verkehrs- und Steuernachrichten und globalen Pilotsignale im Vorwärts-Verbindungs-CDMA-HF-Kanalsignal enthalten, sowie zugewiesene Kanäle und Rück-Pilotsignale im Rück-Verbindungs-CDMA-HF-Kanal empfangen. Die Vorwärts- und Rückverbindungen werden durch eine Antenne **2305** empfangen beziehungsweise gesendet. Der HF-Abschnitt verwendet in einer beispielhaften Ausführungsform einen herkömmlichen Superheterodynempfänger (Überlagerungsempfänger) mit zweifacher Konversion mit einer synchronen Demodulatorantwort auf das Signal ROSC. Die Selektivität eines solchen Empfängers wird durch ein (nicht dargestelltes) 70-MHz-Transversal-SAW-Filter hergestellt. Der HF-Modulator weist einen (nicht gezeigten) Synchronmodulator auf, der auf das Trägersignal TOSC zum Erzeugen eines quadraturmodulierten Trägersignals anspricht. Dieses Signal wird in seiner Frequenz durch eine (nicht gezeigte) Verschiebungs-Mischschaltung erhöht.

[0270] Die SU weist ferner eine Teilnehmer-Leitungs-Schnittstelle **2310** auf, welche die Funktionalität eines Steuerungsgenerators (CC-Generators), einer Datenschnittstelle **2320**, eines ADPCM-Codierers **2321**, eines ADPCM-Decodierers **2322**, eines SU-Controllers **2330**, eines SU-Taktsignalgenerators **2331**, eines Speichers **2332** und eines CDMA-Modems **2340** aufweist, das im Wesentlichen das gleiche ist wie das CDMA-Modem **1210**, das oben anhand von [Fig. 13](#) beschrieben wurde. Es wird darauf hingewiesen, dass die Datenschnittstelle **2320**, der ADPCM-Codierer **2321** und der ADPCM-Decodierer **2322** typischerweise als ein Standard-ADPCM-Codierer/Decodierer-Chip vorgesehen sind.

[0271] Das Vorwärts-Verbindungs-CDMA-HF-Kanalsignal wird an den HF-Demodulator **2303** zum Erzeugen des Vorwärts-Verbindungs-CDMA-Signals angelegt. Das Vorwärts-Verbindungs-CDMA-Signal wird an das CDMA-Modem **2340** geliefert, das eine Synchronisation mit dem globalen Pilotsignal erlangt, das globale Pilot-Synchronisationssignal an den Taktgeber **2331** erzeugt, um die System-Zeitgebersignale zu erzeugen, und die Vielzahl logischer Kanäle entspreizt. Das CDMA-Modem **2340** akquiriert auch die Verkehrsnachrichten RMESS und Steuernachrichten RCTRL und liefert die Verkehrs-Nachrichtensignale RMESS an die Datenschnittstelle **2320** und Empfangs-Steuer-Nachrichtensignale RCTRL an den SU-Controller **2330**.

[0272] Die Empfangs-Steuerungs-Nachrichtensignale RCTRL enthalten ein Teilnehmer-Identifikationssignal, ein Codiersignal und Träger-Modifikationssignale. Das RCTRL kann auch Steuer- und andere Telekommunikations-Signalisierungsinformation enthalten. Das Empfangs-Steuerungs-Nachrichtensignal RCTRL wird an den SU-Controller **2330** angelegt, der anhand des aus RCTRL abgeleiteten Teilnehmer-Identifikationswertes überprüft, dass der Anruf für die SU ist. Der SU-Controller **2330** stellt anhand des Codiersignal- und Trägerraten-Modifikationssignals den Typ von im Verkehrs-Nachrichtensignal enthaltenen Benutzerinformation fest. Wenn das Codiersignal anzeigt, dass die Verkehrsnachricht ADPCM-codiert ist, wird die Verkehrsnachricht RVMESS an den ADPCM-Decodierer **2322** gesendet, indem eine Auswahlnachricht an die Datenschnittstelle **2320** gesendet wird. Der SU-Controller **2330** sendet ein ADPCM-Codiersignal und Trägerratensignal aus, das vom Codiersignal abgeleitet wurde, an den ADPCM-Decodierer **2322**. Das Verkehrsnachrichtensignal RVMESS ist das Eingangssignal an den ADPCM-Decodierer **2322**, wo das Verkehrs-Nachrichtensignal im Ansprechen auf die Werte des Eingangs-ADPCM-Codiersignal in ein digitales Informationssignal RINF konvertiert wird.

[0273] Wenn der SU-Controller **2330** feststellt, dass der Typ von Benutzerinformation, der im Verkehrs-Nachrichtensignal aus dem Codiersignal enthalten ist, nicht ADPCM-codiert ist, dann gelangt RDMESS transparent durch den ADPCM-Codierer. Die Verkehrsnachricht RDMESS wird von der Datenschnittstelle **2320** direkt an den Schnittstellen-Controller (IC) **2312** der Teilnehmerleitungsschnittstelle **2310** weitergeleitet.

[0274] Das digitale Informationssignal RINF oder RDMESS wird an die Teilnehmerleitungsschnittstelle **2310**

angelegt, welche einen Schnittstellen-Controller (IC) **2312** und eine Leitungsschnittstelle (LI) **2313** aufweist. Auf die beispielhafte Ausführungsform ist der IC ein erweiterter PCM-Schnittstellen-Controller (EPIC), und die LI ist eine Teilnehmerleitungs-Schnittstellenschaltung (SLIC) für POTS, was Signalen des RINF-Typs entspricht, und eine ISDN-Schnittstelle für ISDN, was Signalen des RDMESS-Typs entspricht. Die EPIC- und SLIC-Schaltungen sind auf diesem Gebiet wohl bekannt. Die Teilnehmerleitungsschnittstelle **2310** konvertiert das digitale Informationssignal RINF oder RDMESS in das benutzerdefinierte Format. Das benutzerdefinierte Format wird vom SU-Controller **2330** an den IC **2312** geliefert. Die LI **2310** weist Schaltungen zur Durchführung solcher Funktionen, wie zum Beispiel A-Gesetz- oder  $\mu$ -Gesetz-Konversion, Erzeugen eines digitalen Tons und Erzeugen oder Interpretieren von Signalisierungsbits auf. Die Leitungsschnittstelle erzeugt auch das Benutzer-Informationssignal an den SU-Benutzer **2350**, wie von der Teilnehmerleitungsschnittstelle definiert, zum Beispiel POTS-Sprache, Sprachbanddaten oder ISDN-Datendienst.

**[0275]** Für einen Rück-Verbindungs-CDMA-HF-Kanal wird ein Benutzerinformationssignal an die LI **2313** der Teilnehmerleitungsschnittstelle **2310** angelegt, welche ein Dienstsinal und ein Informationssignal an den SU-Controller aussendet. Der IC **2312** der Teilnehmerleitungsschnittstelle **2310** erzeugt ein digitales Informationssignal TINF, welches das Eingabesignal an den ADPCM-Codierer **2321** ist, wenn das Benutzerinformationssignal ADPCM-codiert werden soll, wie zum Beispiel für einen POTS-Dienst. Für Daten oder andere nicht ADPCM-codierte Benutzerinformation leitet der IC **2312** die Datennachricht TDMESS direkt an die Datenschnittstelle **2320** weiter. Das Anruf-Steuermodul (CC), welches in der Teilnehmerleitungsschnittstelle **2310** enthalten ist, bezieht Anruf-Steuerungsinformation aus dem Benutzerinformationssignal und leitet die Anrufs-Steuerungsinformation CCINF an den SU-Controller **2330** weiter. Der ADPCM-Codierer **2321** empfängt ebenfalls Codiersignale und Träger-Modifikationssignale vom SU-Controller **2330** und konvertiert das Eingabe-Digital-Informationssignal in das Ausgabe-Nachrichten-Verkehrssignal TVMESS im Ansprechen auf die Codier- und Träger-Modifikationssignale. Der SU-Controller **2330** gibt auch die Rück-Steuerungssignale aus, welche die Codiersignal-Anruf-Steuerungsinformation enthält, und das Träger-Kanal-Modifikationssignal an das CDMA-Modem. Das Ausgangs-Nachrichtensignal TVMESS wird an die Datenschnittstelle **2320** angelegt. Die Datenschnittstelle **2320** sendet die Benutzerinformation als ein Sende-Nachrichtensignal TMESS an das CDMA-Modem **2340**. Das CDMA-Modem **2340** spreizt die Ausgangs-Nachrichten- und Rück-Steuerungskanäle TCTRL, die vom SU-Controller **2330** empfangen werden, und erzeugt das Rück-Verbindungs-CDMA-Signal. Das Rück-Verbindungs-CDMA-Signal wird an den HF-Sendeabschnitt **2301** geliefert und vom HF-Modulator **2302** zum Erzeugen des Rück-Verbindungs-CDMA-HF-Kanalsignals moduliert, das von der Antenne **2305** ausgesendet wird.

#### Ruf-Verbindungs- und -Einrichtungsvorgang

**[0276]** Der Vorgang der Einrichtung des Trägerkanals besteht aus zwei Vorgängen: dem Anruf-Verbindungsvorgang für eine Anrufsverbindung, die von einer entfernten Anrufs-Verarbeitungseinheit, wie zum Beispiel einer RDU, ankommt (eintreffende Anrufsverbindung), und dem Anrufsverbindungsvorgang für einen Anruf, der von der SU ausgeht (abgehende Anrufsverbindung). Bevor ein Trägerkanal zwischen einer RCS und einer SU eingerichtet werden kann, muss die SU ihre Anwesenheit im Netz beim entfernten Anrufsprozessor, wie zum Beispiel der RDU registrieren. Wenn das Abhebesignal von der SU erfasst wird, beginnt die SU nicht nur mit der Einrichtung eines Trägerkanals, sondern leitet auch den Vorgang dazu ein, dass die RCS eine Erdverbindung zwischen der RCS und dem entfernten Prozessor erhält. Der Vorgang zum Einrichten der RCS und der RDU-Verbindung ist im DECT-V5.1-Standard spezifiziert.

**[0277]** Für den in [Fig. 24](#) gezeigten Vorgang für die eintreffende Anrufsverbindung empfängt zuerst **2401** der (in [Fig. 9](#) gezeigte) WAC **920** über einen der MUXs **905**, **906** und **907** eine eintreffende Anruferforderung von einer entfernten Anrufsverarbeitungseinheit. Diese Anforderung identifiziert die Ziel-SU und dass eine Verbindung zur SU gewünscht wird. Der WAC gibt periodisch den SBCH-Kanal mit Funkrufanzeigern für jede SU aus und gibt periodisch die FBCH-Ampeln für jeden Zugangskanal aus. In Reaktion auf die eintreffende Anruferforderung überprüft der WAC zuerst bei Schritt **2420**, ob die identifizierte SU schon mit einem anderen Anruf aktiv ist. Wenn das so ist, gibt der WAC für die SU an die entfernte Verarbeitungseinheit durch den MUX ein Belegtsignal zurück, ansonsten wird der Funkrufanzeiger für den Kanal gesetzt.

**[0278]** Als Nächstes überprüft bei Schritt **2402** der WAC den Status der RCS-Modems und bestimmt bei Schritt **2421**, ob eines für den Anruf verfügbar ist. Wenn ein Modem verfügbar ist, zeigen die Ampeln auf dem FBCH an, dass einer oder mehrere AXCH-Kanäle verfügbar sind. Wenn nach einer bestimmten Zeit kein Kanal verfügbar ist, gibt der WAC an die entfernte Verarbeitungseinheit durch MUX ein Belegtsignal für die SU zurück. Wenn ein RCS-Modem verfügbar ist und die SU nicht aktiv ist (im Schlafmodus ist), setzt der WAC den Funkrufanzeiger für die identifizierte SU auf dem SBCH zum Anzeigen einer eintreffenden Anruferforderung.

Inzwischen suchen die Zugriffskanalmodems kontinuierlich nach dem kurzen Zugangspilotsignal (SAXPT) der SU.

**[0279]** Bei Schritt **2403** geht eine SU im Schlafmodus periodisch in den Wachmodus. Im Wachmodus synchronisiert sich das SU-Modem mit dem Abwärtsverbindungs-Pilotsignal, wartet darauf, dass sich die SU-Modem-AMF-Filter und phasensynchronisierte Schleife beruhigt haben und liest den Funkrufanzeiger in den ihm zugewiesenen Schlitz auf dem SBCH zum Feststellen, ob ein Anruf für die SU vorliegt **2422**. Wenn kein Funkrufanzeiger gesetzt ist, hält die SU das SU-Modem an und kehrt zum Schlafmodus zurück. Wenn ein Funkrufindikator für eine eintreffende Anrufverbindung gesetzt ist, überprüft das SU-Modem den Dienstyp und die Ampeln auf dem FBCH für einen verfügbaren AXCH.

**[0280]** Als Nächstes wählt bei Schritt **2404** das SU-Modem einen verfügbaren AXCH aus und startet ein schnelles Sende-Leistungs-Hochfahren auf dem entsprechenden SAXPT. Über einen Zeitraum fährt das SU-Modem mit dem schnellen Leistungshochfahren auf dem SAXPT fort und die Zugangsmodems suchen weiter nach dem SAXPT.

**[0281]** Bei Schritt **2405** akquiriert das RCS-Modem den SAXPT der SU und beginnt mit der Suche nach SU-LAXPT. Wenn der SAXPT akquiriert wurde, informiert das Modem den WAC-Controller und der WAC-Controller setzt die dem Modem entsprechenden Ampeln auf "rot", wodurch angezeigt wird, dass das Modem nun belegt ist. Die Ampeln werden periodisch ausgegeben, während weiterhin eine Akquisition des LAXPT versucht wird.

**[0282]** Das SU-Modem überwacht bei Schritt **2406** die FBCH-AXCH-Ampel. Wenn die AXCH-Ampel auf rot gesetzt wurde, nimmt die SU an, dass das RCS-Modem den LAXPT akquiriert hat und beginnt mit der Übertragung von LAXPT. Das SU-Modem fährt solange mit der Leistung des LAXPT mit einer langsameren Rate hoch, bis Sync-Ind-Nachrichten auf dem entsprechenden CTCH empfangen werden. Wenn die SU einer falschen Annahme unterlag, weil die Ampel tatsächlich in Reaktion darauf gesetzt war, dass eine andere SU den AXCH akquiriert hat, geschieht beim SU-Modem eine Zeitüberschreitung, weil keine Sync-Ind-Nachrichten empfangen werden. Die SU wartet eine beliebige Zeit, wählt einen neuen AXCH-Kanal und die Schritte **2404** und **2405** werden solange wiederholt, bis das SU-Modem Sync-Ind-Nachrichten empfängt.

**[0283]** Als Nächstes akquiriert das RCS-Modem bei Schritt **2407** den LAXPT der SU und beginnt mit dem Senden von Sync-Ind-Nachrichten auf dem entsprechenden CTCH. Das Modem wartet 10 ms darauf, dass sich das Pilot- und AUX-Vektor-Korrelatorfilter und die phasensynchronisierte Schleife beruhigen, sendet jedoch weiterhin Sync-Ind-Nachrichten auf dem CTCH. Dann beginnt das Modem mit der Suche nach einer Anforderungsnachricht für einen Zugang zum Trägerkanal (MAX\_ACC\_REQ) vom SU-Modem.

**[0284]** Das SU-Modem empfängt bei Schritt **2408** die Sync-Ind-Nachricht und friert den LAXPT-Sende-Leistungspegel ein. Das SU-Modem beginnt dann mit dem Senden wiederholter Anforderungsnachrichten für einen Zugang zu einem Träger-Verkehrskanal (MAC\_ACC\_REQ) mit festen Leistungspegeln und hört auf eine Anforderungs-Bestätigungsnachricht (MAC\_BEARER\_CFM) vom RCS-Modem.

**[0285]** Als Nächstes empfängt das RCS-Modem bei Schritt **2409** eine MAC\_ACC\_REQ-Nachricht; dann beginnt das Modem mit dem Messen des AXCH-Leistungspegels und startet den APC-Kanal. Das RCS-Modem sendet dann die MAC\_BEARER\_CFM-Nachricht an die SU und beginnt mit dem Hören auf eine Bestätigung MAC\_BEARER\_CFM\_ACK der MAC\_BEARER\_CFM-Nachricht.

**[0286]** Bei Schritt **2410** empfängt das SU-Modem die MAC\_BEARER\_CFM-Nachricht und beginnt damit, der APC-Leistungssteuerungsnachricht zu gehorchen. Die SU sendet keine MAC\_ACC\_REQ-Nachricht mehr aus und sendet an das RCS-Modem die MAC\_BEARER\_CFM\_ACK-Nachricht. Die SU beginnt mit dem Senden der Nulldaten auf dem AXCH. Die SU wartet 10 ms darauf, dass sich der Aufwärtsverbindungs-Sende-Leistungspegel beruhigt.

**[0287]** Das RCS-Modem empfängt bei Schritt **2411** die MAC\_BEARER\_CFM\_ACK-Nachricht und hört mit dem Senden der MAC\_BEARER\_CFM-Nachrichten auf. APC-Leistungsmessungen werden fortgeführt.

**[0288]** Als Nächstes haben bei Schritt **2412** sowohl die SU- als auch die RCS-Modems die Unterepochen synchronisiert, gehorchen APC-Nachrichten, messen Empfangsleistungspegel und vergleichen und senden APC-Nachrichten. Die SU wartet 10 ms darauf, dass sich der Abwärtsverbindungs-Leistungspegel beruhigt.



**[0289]** Schließlich ist bei Schritt **2413** der Trägerkanal zwischen den SU- und RCS-Modems eingerichtet und initialisiert. Der WAC empfängt das Träger-Einrichtungssignal von dem RCS-Modem, teilt den AXCH-Kanal erneut zu und setzt die entsprechende Ampel auf grün.

**[0290]** Für die abgehende Anrufsverbindung, die in [Fig. 25](#) gezeigt ist, wird die SU vom Abhebesignal an der Benutzerschnittstelle bei Schritt **2501** in den aktiven Modus versetzt.

**[0291]** Als Nächstes zeigt bei Schritt **2502** die RCS verfügbare AXCH-Kanäle dadurch an, dass die entsprechenden Ampeln gesetzt werden.

**[0292]** Bei Schritt **2503** synchronisiert sich die SU mit dem Abwärtsverbindungspilot, wartet darauf, dass sich die SU-Modem-Vektorkorrelatorfilter und die Phasensynchronisationsschleife beruhigen, und die SU überprüft den Diensttyp und die Ampeln nach einem verfügbaren AXCH.

**[0293]** Die Schritte **2504** bis **2513** sind mit den Prozedurschritten **2404** bis **2413** für den Vorgang der eintreffenden Anrufsverbindung von [Fig. 24](#) identisch und sind daher hier nicht im Detail erläutert.

**[0294]** In den vorherigen Prozeduren für die eintreffende Anrufsverbindung und die abgehende Anrufsverbindung besteht der Leistungs-Hochfahrvorgang aus den folgenden Ereignissen. Die SU beginnt mit einer sehr niedrigen Sendeleistung und erhöht ihren Leistungspegel, während der kurze Code SAXPT gesendet wird; nachdem das RCS-Modem den kurzen Code erfasst hat, schaltet es die Ampel aus. Nach dem Erfassen der veränderten Ampel fährt die SU die Leistung mit einer geringeren Rate weiter hoch, während dieses Mal der LAXPT gesendet wird. Nachdem das RCS-Modem den LAXPT akquiriert und eine Nachricht auf dem CTCH gesendet hat, um dieses anzuzeigen, hält die SU ihre Sendeleistung (TX-Leistung) konstant und sendet die MAC-Zugangs-Anforderungs-Nachricht. Diese Nachricht wird durch eine MAC\_BEARER\_CFM-Nachricht auf dem CTCH beantwortet. Nachdem die SU die MAC\_BEARER\_CFM-Nachricht empfangen hat, schaltet sie auf den Verkehrskanal (TRCH) um, welcher der Wählton für POTS ist.

**[0295]** Wenn die SU einen spezifischen Benutzerkanal AXCH auffängt, weist die RCS einen Code-Anfangsparameter (Seed) für die SU durch den CTCH zu. Der Code-Seed wird vom Spreizcodegenerator im SU-Modem zum Erzeugen des zugewiesenen Codes für den Rück-Pilot des Teilnehmers und die Spreizcodes für entsprechende Kanäle für Verkehr, Anrufsteuerung und Signalisierung verwendet. Die SU-Rück-Pilot-Spreizcode-Sequenz ist in Phase mit der RCS-System-Global-Pilot-Spreizcode-Sequenz synchronisiert, und die Verkehrs-, Rufsteuerungs- und Signalisierungs-Spreizcodes sind in Phase mit der SU-Rück-Pilot-Spreizcode-Sequenz synchronisiert.

**[0296]** Wenn die Teilnehmereinheit beim Auffangen eines spezifischen Benutzerkanals erfolgreich ist, richtet die RCS eine Erdverbindung mit der entfernten Verarbeitungseinheit ein, die dem spezifischen Benutzerkanal entspricht. Für den DECT-V5.1-Standard wird, nachdem die vollständige Verbindung von der RDU zur LE unter Verwendung der V5.1-ESTABLISHMENT-Nachricht eingerichtet wurde, eine entsprechende V5.1-ESTABLISHMENT-ACK-Nachricht von der LE an die RDU zurückgegeben, und es wird eine CONNECT-Nachricht an die Teilnehmereinheit gesendet, die anzeigt, dass die Übertragungsverbindung vollständig ist.

#### Unterstützung spezieller Diensttypen

**[0297]** Das erfindungsgemäße System weist ein Trägerkanal-Modifikationsmerkmal auf, das es erlaubt, die Senderate der Benutzerinformation von einer niedrigeren Rate auf maximal 64 KB/s umzustellen. Das Verfahren zur Träger-Kanalmodifikation (BCM) wird zum Umstellen eines 32-KB/s-ADPCM-Kanals in einen 64-KB/s-PCM-Kanal zum Unterstützen von Hochgeschwindigkeits-Daten- und Faxkommunikationen durch das Spreizspektrums-Kommunikationssystem der vorliegenden Erfindung zu unterstützen. Zuerst wird ein Trägerkanal der HF-Schnittstelle zwischen der RCS und RSU eingerichtet, und eine entsprechende Verbindung existiert zwischen der RCS-Erd-Schnittstelle und der entfernten Verarbeitungseinheit, wie zum Beispiel einer RDU. Die digitale Übertragungsrate der Verbindung zwischen der RCS und der entfernten Verarbeitungseinheit entspricht normalerweise einer datencodierten Rate, die zum Beispiel ADPCM bei 32 KB/s sein kann. Der WAC-Controller der RCS überwacht die codierte digitale Dateninformation auf der Verbindung, die von der Leitungsschnittstelle des MUX empfangen wird. Wenn der WAC-Controller die Anwesenheit des 2100-Hz-Tons in den digitalen Daten erfasst, gibt der WAC eine Anweisung an die SU durch den zugewiesenen logischen Steuerkanal und verursacht, dass eine zweite 64-KB/s-Duplexverbindung zwischen dem RCS-Modem und der SU eingerichtet wird. Zusätzlich befiehlt der WAC-Controller der entfernten Verarbeitungseinheit, eine zweite 64-KB/s-Duplexverbindung zwischen der entfernten Verarbeitungseinheit und der RCS einzurichten. Folglich

tauschen die entfernte Verarbeitungseinheit und die SU über einen kurzen Zeitraum die gleichen Daten sowohl über die 32-KB/s- und die 64-KB/s-Verbindung über die RCS aus. Nachdem die zweite Verbindung eingerichtet wurde, verursacht die entfernte Verarbeitungseinheit, dass der WAC-Controller die Übertragung ausschließlich auf die 64-KB/s-Verbindung schaltet, und der WAC-Controller befiehlt dem RCS-Modem und der SU, die 32-KB/s-Verbindung zu beenden und abzubrechen. Gleichzeitig wird auch die 32-KB/s-Erdverbindung beendet und abgebrochen.

**[0298]** Bei einer anderen Ausführungsform des BCM-Verfahrens findet eine Verhandlung zwischen der externen entfernten Verarbeitungseinheit, wie zum Beispiel der RDU, und der RCS statt, wodurch redundante Kanäle auf der Erdschnittstelle möglich werden, während nur ein Trägerkanal auf der HF-Schnittstelle verwendet wird. Das beschriebene Verfahren ist ein synchrones Umschalten von der 32-KB/s-Verbindung zur 64-KB/s-Verbindung über die Luftverbindung, was von der Tatsache profitiert, dass die Spreizcodesequenz-Zeitabstimmung mit dem RCS-Modem und der SU synchronisiert ist. Wenn der WAC-Controller die Anwesenheit des 2100-Hz-Tons in den digitalen Daten erfasst, befiehlt der WAC-Controller der entfernten Verarbeitungseinheit, eine zweite 64-KB/s-Duplexverbindung zwischen der entfernten Verarbeitungseinheit und der RCS einzurichten. Die entfernte Verarbeitungseinheit sendet dann 32-KB/s-codierte Daten und 64-KB/s-Daten gleichzeitig an die RCS. Nachdem die entfernte Verarbeitungseinheit die 64-KB/s-Verbindung eingerichtet hat, wird die RCS informiert, und die 32-KB/s-Verbindung wird beendet und abgebrochen. Die RCS informiert ebenfalls die SU, dass die 32-KB/s-Verbindung abgebrochen wird und dass die Verarbeitung zum Empfangen uncodierter 64-KB/s-Daten auf dem Kanal umzustellen ist. Die SU und die RCS tauschen Steuernachrichten über den Träger-Steuerkanal der zugewiesenen Kanalgruppe aus, um die bestimmte Subepoche der Trägerkanal-Spreizcodesequenz zu identifizieren und zu bestimmen, in der die RCS mit dem Übertragen von 64-KB/s-Daten an die SU beginnen wird. Nachdem die Subepoche identifiziert wurde, geschieht das Umschalten synchron an der identifizierten Subepochengrenze. Dieses synchrone Umschaltverfahren geht mit der Bandbreite wirtschaftlicher um, da das System keine Kapazität für eine 64-KB/s-Verbindung bereithalten muss, um das Umschalten zu unterstützen.

**[0299]** Bei den zuvor beschriebenen Ausführungsformen des BCM-Merkmals bricht die RCS die 32-KB/s-Verbindung zuerst ab, doch wird es einem Fachmann auf diesem Gebiet bekannt sein, dass die RCS die 32-KB/s-Verbindung auch erst dann abbrehen könnte, nachdem der Trägerkanal auf die 64-KB/s-Verbindung umgeschaltet hat.

**[0300]** Als einen weiteren speziellen Dienstyp unterstützt das erfindungsgemäße System ein Verfahren zum Einsparen von Kapazität über die HF-Schnittstelle für Verkehr des ISDN-Typs. Diese Einsparung geschieht, während ein bekanntes Leerlauf-Bitmuster im ISDN-D-Kanal übertragen wird, während keine Dateninformation gesendet wird. Das erfindungsgemäße CDMA-System weist ein Verfahren zum Verhindern des Sendens redundanter Information auf, die auf dem D-Kanal von ISDN-Netzen getragen werden, für Signale, die durch eine drahtlose Kommunikationsverbindung gesendet werden. Der Vorteil eines solchen Verfahrens ist, dass es die gesendete Informationsmenge und folglich die von dieser Information gebrauchte Sendeleistung und Kanalkapazität verringert. Das Verfahren ist beschrieben, wie es in der RCS verwendet wird. Im ersten Schritt überwacht der Controller, wie zum Beispiel der WAC der RCS oder der SU-Controller der SU, den Ausgangs-D-Kanal von der Teilnehmerleitungsschnittstelle nach einem vorbestimmten Kanal-Leerlaufmuster. Zwischen dem Ausgang der Leitungsschnittstelle und dem CDMA-Modem ist eine Verzögerung eingefügt. Nachdem das Leerlaufmuster erfasst wurde, sperrt der Controller das Aussenden des Spreiz-Nachrichtenkanals durch eine Nachricht, die im Steuersignal an das CDMA-Modem enthalten ist. Der Controller überwacht weiterhin den Ausgangs-D-Kanal der Leitungsschnittstelle, bis die Anwesenheit von Dateninformation erfasst wird. Wenn Dateninformation erfasst wird, wird der Spreiz-Nachrichtenkanal aktiviert. Da der Nachrichtenkanal mit dem entsprechenden Piloten synchronisiert ist, der nicht gesperrt ist, muss das entsprechende CDMA-Modem am anderen Ende der Kommunikationsverbindung die Synchronisation des Nachrichtenkanals nicht erneut akquirieren.

#### Ausfall-Wiederherstellung

**[0301]** Die RCS und die SU überwachen jeweils das CDMA-Trägerkanalsignal zum Beurteilen der Qualität der CDMA-Trägerkanalverbindung. Die Verbindungsqualität wird unter Verwendung des sequenziellen Wahrscheinlichkeits-Verhältnis-Tests (SPRT) unter der Verwendung adaptiver Quantil-Schätzung beurteilt. Der SPRT-Vorgang verwendet Messungen der empfangenen Signalleistung; und wenn der SPRT-Vorgang entdeckt, dass der lokale Spreizcodegenerator die Synchronisation mit dem empfangenen Signalspreizcode verloren hat, oder wenn es die Abwesenheit oder einen niedrigen Pegel eines empfangenen Signals erfasst, erklärt der SPRT den Verlust der Synchronisation (LOL).

**[0302]** Wenn die LOL-Bedingung erklärt wird, beginnt das Empfängermodem einer jedem RCS und SU mit einer Z-Suche des Eingangssignals mit dem lokalen Spreizcodegenerator. Eine Z-Suche ist auf diesem Gebiet der CDMA-Spreizcodeakquisition und -erfassung wohl bekannt. Der Z-Suchalgorithmus der vorliegenden Erfindung testet Gruppen von acht Spreizcodephasen vor und nach der letzten bekannten Phase in immer größer werdenden Spreizcodephaseninkrementen.

**[0303]** Während der durch die RCS erfassten LOL-Bedingung sendet die RCS weiter an die SU auf den zugewiesenen Kanälen und sendet weiterhin Leistungssteuersignale an die SU zum Erhalten des SU-Sendeleistungspegels. Das Verfahren zum Senden von Leistungssteuersignalen ist unten beschrieben. Eine erfolgreiche erneute Akquisition findet wünschenswerterweise innerhalb eines spezifischen Zeitraums statt. Wenn die erneute Akquisition erfolgreich ist, geht die Anrufverbindung weiter, ansonsten bricht die RCS die Anrufverbindung ab, indem das vom WAC zugewiesene RCS-Modem deaktiviert und seine Zuweisung zurückgenommen wird, und sendet ein Anruf-Endsignal an den entfernten Anrufprozessor, wie zum Beispiel die RDU, wie zuvor beschrieben ist.

**[0304]** Wenn die LOL-Bedingung von der SU erfasst wird, stellt die SU die Sendung an die RCS auf den zugewiesenen Kanälen ein, was die RCS zwangsweise in einen LOL-Zustand versetzt, und startet den Algorithmus zur erneuten Akquisition. Wenn die erneute Akquisition erfolgreich ist, wird die Anrufverbindung fortgesetzt, und wenn sie nicht erfolgreich ist, bricht die RCS die Anrufverbindung ab, indem das SU-Modem deaktiviert und seine Zuweisung rückgängig gemacht wird, wie zuvor beschrieben wurde.

## Leistungssteuerung

### Allgemein

**[0305]** Das Leistungssteuerungsmerkmal der vorliegenden Erfindung wird zum Minimieren der von einer RCS und den SUs des Systems verwendeten Sendeleistungsmenge eingesetzt, und das Leistungssteuerungsmerkmal, das die Sendeleistung während einer Trägerkanalverbindung aktualisiert, wird als automatische Leistungssteuerung (APC) definiert. APC-Daten werden von der RCS an eine SU auf dem Vorwärts-APC-Kanal und von einer SU an die RCS auf dem Rück-APC-Kanal gesendet. Wenn keine aktive Datenverbindung zwischen den beiden besteht, aktualisiert das Wartungs-Leistungssteuerungs-(MPC)-Untermerkmal die SU-Sendeleistung.

**[0306]** Sendeleistungspegel des Vorwärts- und Rück-Zuweisungs-Kanals und Rückwärts-Globalkanals werden vom APC-Algorithmus zum Aufrechterhalten eines genügenden Verhältnisses der Signalleistung zur Interferenzrauschleistung (SIR) auf diesen Kanälen und zum Stabilisieren und Minimieren der Systemausgangsleistung gesteuert. Die vorliegende Erfindung verwendet einen Regelungs-Leistungssteuerungsmechanismus, bei dem ein Empfänger entscheidet, dass der Sender seine Sendeleistung inkrementell anheben oder senken sollte. Diese Entscheidung wird an den entsprechenden Sender über das Leistungssteuerungssignal auf dem APC-Kanal zurückgeschickt. Der Empfänger trifft die Entscheidung zum Anheben oder Senken der Leistung des Senders aufgrund von zwei Fehlersignalen. Ein Fehlersignal ist eine Anzeige für die Differenz zwischen der gemessenen und der erwünschten entspreizten Signalleistung, und das andere Fehlersignal liefert eine Anzeige der durchschnittlichen empfangenen Gesamtleistung.

**[0307]** Wie in der beschriebenen Ausführungsform der Erfindung verwendet, soll der Begriff "endnahe" Leistungssteuerung die Einstellung der Ausgangsleistung des Senders in Übereinstimmung mit dem auf dem APC-Kanal vom anderen Ende empfangenen APC-Signal bedeuten. Dies bedeutet die Rück-Leistungssteuerung für die SU und eine Vorwärts-Leistungssteuerung für die RCS; und der Begriff "endferne" APC wird so verwendet, dass er sich auf eine Vorwärts-Leistungssteuerung für die SU und eine Rückwärts-Leistungssteuerung für die RCS bezieht (bei der die Sendeleistung des anderen Endes eingestellt wird).

**[0308]** Zur Einsparung von Leistung schließt das SU-Modem die Sendung ab und fährt die Leistung herunter, während sie auf einen Anruf wartet, was als die Schlafphase definiert ist. Die Schlafphase wird durch ein Aufwachsignal vom SU-Controller beendet. Die SU-Modem-Akquisitionsschaltung leitet automatisch die Reakquisitionsphase ein und beginnt den Vorgang des Akquirierens des Abwärtsverbindungspiloten, wie zuvor beschrieben.

### Regelungs-Leistungssteuerungsalgorithmus

**[0309]** Die endnahe Leistungssteuerung besteht aus zwei Schritten: Zuerst wird die anfängliche Sendeleis-



tung gesetzt; und zweitens wird die Sendeleistung gemäß vom fernen Ende empfangener Information unter Verwendung von APC kontinuierlich nachgestellt.

**[0310]** Für die SU wird die anfängliche Sendeleistung auf einen Minimalwert gesetzt und dann zum Beispiel mit einer Rate von 1 dB/ms hochgefahren, bis entweder ein (nicht gezeigter) Hochfahr-Zeitgeber ausläuft oder die RCS den entsprechenden Ampelwert auf dem FBCH auf "rot" ändert, wodurch angezeigt wird, dass die RCS eine Synchronisation mit dem kurzen Piloten SAXPT der SU erreicht hat. Ein Auslaufen des Zeitgebers verursacht, dass das SAXPT-Senden beendet wird, wenn nicht zuvor der Ampelwert auf rot gesetzt wird, wobei in diesem Fall die SU die Sendeleistung weiter hochfährt, jedoch mit einer niedrigeren Rate als zu der Zeit, bevor das "rote" Signal erfasst wurde.

**[0311]** Bei der RCS wird die anfängliche Sendeleistung auf einen festen Wert gesetzt, der dem Minimalwert entspricht, der für einen zuverlässigen Betrieb notwendig ist, wie experimentell für den Dienstyp und die aktuelle Anzahl von Systembenutzern ermittelt wurde. Globale Kanäle, wie zum Beispiel der globale Pilot oder FBCH werden immer mit einer festen Anfangsleistung gesendet, während Verkehrskanäle auf APC umgeschaltet werden.

**[0312]** Die APC-Bits werden als ein-Bit-auf- oder -ab-Signale auf dem APC-Kanal gesendet. In der beschriebenen Ausführungsform ist der 64-KB/s-APC-Datenstrom nicht codiert oder verschachtelt.

**[0313]** Eine endferne Leistungssteuerung besteht darin, dass das nahe Ende Leistungssteuerungsinformation für das ferne Ende zur Verwendung bei der Einstellung seiner Sendeleistung überträgt.

**[0314]** Der APC-Algorithmus veranlasst, dass die RCS oder die SU eine +1 sendet, wenn die folgende Ungleichung zutrifft, ansonsten eine -1.

$$\alpha_1 e_1 - \alpha_2 e_2 > 0 \quad (45)$$

**[0315]** Hier ist das Fehlersignal  $e_1$  wie folgt berechnet

$$e_1 = P_d - (1 + \text{SNR}_{\text{REQ}})P_N \quad (46)$$

wobei  $P_d$  die Leistung für das entspreizte Signal plus das Rauschen ist,  $P_N$  die Leistung für das entspreizte Rauschen, und  $\text{SNR}_{\text{REQ}}$  das erwünschte Verhältnis von entspreiztem Signal zum Rauschen für den entsprechenden Dienstyp; und

$$e_2 = P_r - P_0 \quad (47)$$

wobei  $P_r$  ein Maß für die empfangene Leistung und  $P_0$  der Sollwert für die automatische Verstärkungssteuerungsschaltung (AGC-Schaltung) ist. Die Gewichte  $\alpha_1$  und  $\alpha_2$  in der Gleichung (33) werden für den jeweiligen Dienstyp und die jeweilige APC-Aktualisierungsrate gewählt.

#### Wartungsleistungssteuerung

**[0316]** Während der Schlafphase der SU kann es sein, dass sich die Interferenz-Rauschleistung des CDMA-HF-Kanals ändert. Die vorliegende Erfindung weist eine Wartungs-Leistungssteuerung (MPC) auf, welche die anfängliche Sendeleistung der SU bezüglich der Interferenzrauschleistung des CDMA-Kanals periodisch nachstellt. Die MPC ist der Vorgang, durch den der Sendeleistungspegel eine SU in enger Nachbarschaft des Minimalpegels für die RCS zum Erfassen des SU-Signals gehalten wird. Der MPC-Vorgang gleicht niedrige Frequenzveränderungen in der benötigten SU-Sendeleistung aus.

**[0317]** Das Wartungs-Steuerungsmerkmal verwendet zwei globale Kanäle: Einer wird als der Statuskanal (STCH) auf der Rückwärtsverbindung bezeichnet, und der andere wird als Überprüfungs kanal (CUCH) auf der Vorwärtsverbindung bezeichnet. Die auf diesen Kanälen gesendeten Signale tragen keine Daten, und sie werden in der gleichen Weise erzeugt, wie die kurzen Codes erzeugt werden, die beim anfänglichen Hochfahren der Leistung verwendet werden. Die STCH- und CUCH-Codes werden von einem "reservierten" Zweig des globalen Codegenerators erzeugt.

**[0318]** Der MPC-Vorgang ist wie folgt. In Zufallsintervallen sendet die SU einen Spreizcode von der Länge eines Symbols periodisch 3 ms lang auf dem Statuskanal (STCH). Wenn die RCS die Sequenz erfasst, ant-

wortet sie durch Senden einer Codesequenz mit der Länge eines Symbols innerhalb der nächsten 3 ms auf dem Überprüfungs kanal (CUCH). Wenn die SU die Antwort von der RCS erfasst, verringert sie ihre Sendeleistung um die Größe eines bestimmten Schrittes. Wenn die SU innerhalb des Zeitraums von 3 ms keine Antwort von der RCS erfasst, erhöht sie ihre Sendeleistung um die Schrittgröße. Unter Verwendung dieses Verfahrens wird die RCS-Antwort mit einem Leistungspegel übertragen, der zum Erhalten einer Erfassungswahrscheinlichkeit bei allen SUs von 0,99 ausreicht.

**[0319]** Die Veränderungsrate der Verkehrslast und die Anzahl aktiver Benutzer steht in einem Verhältnis zur Gesamt-Interferenz-Rauschleistung des CDMA-Kanals. Die Aktualisierungsrate und Schrittgröße des Wartungs-Leistungs-Aktualisierungssignals für die vorliegende Erfindung wird unter der Verwendung von Verfahren der Schlagentheorie (Queues) bestimmt, die auf dem Gebiet der Kommunikationstheorie wohl bekannt sind. Durch eine Modellierung des Anrufs-Ursprungsverfahrens als eine exponentielle Zufallsvariable mit einem Mittel von 6,0 Minuten zeigt die numerische Berechnung, dass der Wartungs-Leistungspegel einer SU alle 10 Sekunden oder ein geringerer Zeitraum aktualisiert werden sollte, damit die Veränderungen des Interferenzpegels unter der Verwendung einer 0,5-dB-Schrittgröße verfolgt werden können. Bei einer Modellierung des Anruf-Ursprungsvorgangs als eine Poisson-Zufallsvariable mit exponentiellen Zwischenankunftszeiten, einer Ankunftsrate von  $2 \times 10^{-4}$  pro Sekunde pro Benutzer, einer Dienstrate von 1/360 pro Sekunde und einer gesamten Teilnehmerpopulation von 600 im RCS-Dienstbereich ergibt sich durch numerische Berechnung, dass eine Aktualisierungsrate von einem mal alle 10 Sekunden ausreicht, wenn eine Schrittgröße von 0,5 dB verwendet wird.

**[0320]** Eine Wartungs-Leistungseinstellung wird periodisch von der SU durchgeführt, die von der Schlafphase in die Aufwachphase schaltet und den MPC-Vorgang durchführt. Folglich ist der Vorgang für das MPC-Merkmal in [Fig. 26](#) gezeigt und ist wie folgt beschaffen: Zuerst werden bei Schritt **2601** Signale zwischen der SU und der RCS ausgetauscht, wobei ein Sendeleistungspegel aufrecht erhalten wird, der nahe beim für die Erfassung notwendigen Pegel ist: Die SU sendet periodisch einen Spreizcode einer Länge eines Symbols in den STCH, und die RCS sendet als Antwort periodisch einen Spreizcode einer Länge eines Symbols in den CUCH.

**[0321]** Wenn als Nächstes bei Schritt **2602** die SU innerhalb von 3 ms nach dem Senden der STCH-Nachricht eine Antwort empfängt, verringert sie ihre Sendeleistung um eine bestimmte Schrittgröße bei Schritt **2603**; wenn die SU jedoch innerhalb von 3 ms nach der STCH-Nachricht keine Antwort empfängt, erhöht sie ihre Sendeleistung um die gleiche Schrittgröße bei Schritt **2604**.

**[0322]** Die SU wartet bei Schritt **2605** um einen bestimmten Zeitraum vor dem Senden einer weiteren STCH-Nachricht, dieser Zeitraum wird durch einen Zufallsvorgang bestimmt, der einen Durchschnitt von 10 Sekunden erzeugt.

**[0323]** Auf diese Weise wird die Sendeleistung der STCH-Nachrichten von der SU periodisch auf der Grundlage der RCS-Antwort nachgestellt, und die Sendeleistung der CUCH-Nachrichten von der RCS ist fest.

Abbildung des Leistungssteuerungssignals auf logische Kanäle für APC

**[0324]** Leistungssteuerungssignale werden auf bestimmte logische Kanäle zum Steuern von Sendeleistungspegeln für zugewiesene Vorwärts- und Rückkanäle abgebildet. Rück-Globalkanäle werden ebenfalls durch den APC-Algorithmus gesteuert, um ein ausreichendes Verhältnis der Signalleistung zur Interferenz-Rauschleistung (SIR) auf diesen Rückkanälen beizubehalten und um die System-Ausgangsleistung zu stabilisieren und zu minimieren. Die vorliegende Erfindung verwendet ein Regelungs-Leistungssteuerungsverfahren, bei dem ein Empfänger periodisch entscheidet, die Ausgangsleistung des Senders am anderen Ende inkrementell zu erhöhen oder zu verringern. Das Verfahren schickt diese Entscheidung auch an den entsprechenden Sender zurück.

Tabelle 13: APC-Signal-Kanal-Zuweisungen

Link Kanäle und Signale	Anruf/Verbindungs- status	Leistungssteuerungsverfahren
----------------------------	------------------------------	------------------------------

		Anfangswert	kontinuierlich
<u>Rückverbindung</u> AXCH AXPT	wird eingerichtet	wie durch Hochfahren der Leistung bestimmt	APC-Bits im Vorwärts-APC- Kanal
<u>Rückverbindung</u> APC, OW, TRCH, Pilotsignal	besteht	während Anruf- Set-Up eingerrichteter Pegel	APC-bits im Vorwärts-APC- Kanal
<u>Vorwärtsverbindung</u> APC, OW, TRCH	besteht	fester Wert	APC-Bits im Rück-APC- Kanal

**[0325]** Vorwärts- und Rück-Verbindungen werden unabhängig gesteuert. Für eine bestehende Anrufverbindung wird die Vorwärts-Verbindungsleistung (TRCHs, APC und OW) von den auf dem Rück-APC-Kanal gesendeten APC-Bits gesteuert. Während des Anruf/Verbindungs-Herstellungsvorgangs wird die Rückverbindungs (AXCH)-Leistung ebenfalls von den auf dem Vorwärts-APC-Kanal gesendeten APC-Bits gesteuert. Tabelle 13 fasst die spezifischen Leistungssteuerungsverfahren für die gesteuerten Kanäle zusammen.

**[0326]** Die benötigten SIRs der zugewiesenen Kanäle TRCH, APC und OW und das zugewiesene Rück-Pilotsignal für eine bestimmte SU sind im Verhältnis zueinander festgelegt, und diese Kanäle unterliegen fast identischem Schwund, weshalb sie alle zusammen leistungssteuert werden.

#### Adaptive Vorwärts-Leistungssteuerung

**[0327]** Der AFP-Vorgang versucht, den mindest erforderlichen SIR während eines Anrufs/einer Verbindung auf dem Vorwärtskanal zu erhalten. Der AFPC-Rekursivvorgang, der in [Fig. 27](#) gezeigt ist, besteht aus den folgenden Schritten: Eine SU bildet zwei Fehlersignale  $e_1$  und  $e_2$  in Schritt **2701**, wobei

$$e_1 = P_d - (1 + \text{SNR}_{\text{REQ}})P_N \quad (47)$$

$$e_2 = P_r - P_0 \quad (48)$$

und  $P_d$  die entspreizte Leistung vom Signal plus Rauschen,  $P_N$  die Leistung des entspreizten Rauschens,  $\text{SNR}_{\text{REQ}}$  das erforderliche Signal-zu-Rauschen-Verhältnis des Diensttyps,  $P_r$  ein Maß der empfangenen Gesamtleistung und  $P_0$  der AGC-Sollwert ist. Als Nächstes bildet das SU-Modem das kombinierte Fehlersignal  $\alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2$  in Schritt **2702**. Hier werden die Gewichte  $\alpha_1$  und  $\alpha_2$  für jeden Diensttyp und jede APC-Aktualisierungsrate gewählt. In Schritt **2703** setzt die SU eine harte Grenze für das kombinierte Fehlersignal und bildet ein einziges APC-Bit. Die SU sendet das APC-Bit an die RCS in Schritt **2704**, und das RCS-Modem empfängt das Bit in Schritt **2705**. Die RCS erhöht oder verringert ihre Sendeleistung um die SU in Schritt **2706**, und der Algorithmus wiederholt seinen Start von Schritt **2701**.

#### Adaptive Rück-Leistungssteuerung

**[0328]** Der ARPC-Vorgang erhält die minimal erwünschten SIR auf dem Rückkanal zum Minimieren der Gesamt-System-Rück-Ausgangsleistung sowohl während der Einrichtung eines Anrufs/einer Verbindung als auch während eines bestehenden Anrufs/einer bestehenden Verbindung. Der rekursive ARPC-Vorgang, der in [Fig. 28](#) gezeigt ist, beginnt bei Schritt **2801**, wo das RCS-Modem in Schritt **2801** die beiden Fehlersignale  $e_1$  und  $e_2$  bildet, wobei

$$e_1 = P_d - (1 + \text{SNR}_{\text{REQ}})P_N \quad (49)$$

$$e_2 = P_{rt} - P_0 \quad (50)$$

und  $P_d$  die Leistung für das entspreizte Signal plus Rauschen,  $P_N$  die Leistung des entspreizten Rauschens,  $\text{SNR}_{\text{REQ}}$  das erwünschte Signal-zu-Rauschen-Verhältnis für den Diensttyp,  $P_{rt}$  ein Maß für die von der RCS

empfangene Gesamtleistung und  $P_0$  der AGC-Sollwert ist. Das RCS-Modem bildet das kombinierte Fehlersignal  $\alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2$  in Schritt **2802** und setzt eine harte Grenze für dieses Fehlersignal zum Bestimmen eines einzelnen APC-Bits in Schritt **2803**. Die RCS sendet in Schritt **2804** das APC-Bit an die SU, und in Schritt **2805** wird das Bit von der SU empfangen. Schließlich stellt die SU in Schritt **2806** ihre Sendeleistung entsprechend dem empfangenen APC-Bit ein, und der Algorithmus startet erneut von Schritt **2801**.

Tabelle 14: Symbole/Schwellenwerte, die zur APC-Berechnung verwendet werden

Dienst- oder Anruftyp	Anruf/Verbindungs-Status	Symbol (und Schwellenwert), der zur APC-Entscheidung verwendet wird
egal	wird eingerichtet	AXCH
ISDN D SU	besteht	ein 1/64-KB/s-Symbol vom TRCH (ISDN-D)
ISDN 1B+D SU	besteht	TRCH (ISDN-B)
ISDN 2B+D SU	besteht	TRCH (ein ISDN-B)
POTS SU (64 KB/s-PCM)	besteht	ein 1/64-KB/s-Symbol vom TRCH, verwendet den 64-KB/s-PCM-Schwellenwert
POTS SU 32 KB/s-ADPCM)	besteht	ein 1/64-KB/s-Symbol vom TRCH, verwendet 32 KB/s-ADPCM-Schwellenwert
stummer Wartungsruf (jede SU)	besteht	OW (ständig während eines Wartungsrufs)

## SIR und Mehrkanaltypen

**[0329]** Das erforderliche SIR für Kanäle auf einer Verbindung ist abhängig vom Kanalformat (zum Beispiel TRCH, OW), Diensttyp (z.B. ISDN B, 32 KBPS, ADPCM, POTS) und der Anzahl von Symbolen, über welche Datenbits verteilt sind (z.B. zwei 64 KB/s-Symbole werden zum Bilden eines einzigen 32-KB/s-ADPCM-POTS-Symbols integriert) ab. Eine Entspreizer-Ausgangsleistung, die dem entsprechenden SIR für den jeweiligen Kanal und Diensttyp entspricht, ist vorbestimmt. Während ein Anruf/eine Verbindung besteht, sind mehrere Benutzer-CDMA-Logikkanäle gleichzeitig aktiv; jeder dieser Kanäle sendet in jeder Symbolperiode ein Symbol. Das SIR des Symbols vom Kanal mit dem nominell höchsten SIR wird gemessen, mit einem Schwellenwert verglichen und zum Bestimmen der APC-Aufwärtsschritt/Abwärtsschritt-Entscheidung in jeder Symbolperiode verwendet. Tabelle 14 zeigt das Symbol (und den Schwellenwert), der zur APC-Berechnung nach Dienst- und Anruftyp verwendet wird.

## APC-Parameter

**[0330]** APC-Information wird immer als ein einziges Informationsbit gesendet, und die APC-Datenrate ist äquivalent zur APC-Aktualisierungsrate. Die APC-Aktualisierungsrate ist 64 KB/s. Diese Rate ist zur Berücksichtigung erwarteter Rayleigh- und Doppler-Schwundeffekte hoch genug und erlaubt eine relativ hohe Bitfehlertrate (BER) (von ~0,2) im Aufwärts- und Abwärts-APC-Kanal, wodurch die für APC bereitgestellte Kapazität minimiert wird.

**[0331]** Die Einstellung der Leistung um einen Schritt nach oben/einen Schritt nach unten, die von einem APC-Bit angezeigt wird, ist nominell zwischen 0,1 und 0,01 dB. Der dynamische Bereich für die Leistungssteuerung ist für die beispielhafte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung 70 dB auf der Rückverbindung und 12 dB auf der Vorwärtsverbindung.

## Alternative Ausführungsform für das Multiplexieren von APC-Information

**[0332]** Die zuvor beschriebenen eigens bereitgestellten APC- und OW-Logik-Kanäle können auch zusammen in einem Logikkkanal multiplexiert werden. Die APC-Information wird mit 64 KB/s kontinuierlich gesendet, während die OW-Information in Datenbursts auftritt. Der alternative multiplexierte Logikkkanal enthält die uncodierte, nicht verschachtelte 64-KB/s-APC-Information zum Beispiel auf dem In-Phase-Kanal und die OW-Information auf dem Quadratur-Kanal des QPSK-Signals.

## Regelungs-Leistungssteuerungsimplementierung

**[0333]** Die Regelungs-Leistungssteuerung während einer Anrufsverbindung reagiert auf zwei verschiedenen Variationen der Gesamtsystemleistung. Erstens reagiert das System auf lokales Verhalten, wie zum Beispiel Veränderungen des Leistungspegels einer SU, und zweitens reagiert das System auf Veränderungen des Leistungspegels der gesamten Gruppe aktiver Benutzer im System.

**[0334]** Das Leistungssteuerungssystem der beispielhaften Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist in [Fig. 29](#) gezeigt. Wie gezeigt, ist die zum Einstellen der Sendeleistung verwendete Schaltung ähnlich für die RCS (als RCS-Leistungssteuerungsmodul **2901** gezeigt) und die SU (als das SU-Leistungssteuerungsmodul **2902** gezeigt). Beginnend beim RCS-Leistungssteuerungsmodul **2901** wird das Rückverbindungs-HF-Kanalsignal von der HF-Antenne empfangen und zum Erzeugen des Rück-CDMA-Signals RMCH demoduliert. Das Signal RMCH wird an den variablen Leistungsverstärker (VGA1) **2910** angelegt, der ein Eingangssignal an die automatische Verstärkungssteuerungs-(AGC)-Schaltung **2911** erzeugt. Die AGC **2911** erzeugt ein Steuerungssignal des variablen Leistungsverstärkers an den VGA1 **2910**. Dieses Signal erhält den Pegel des Ausgangssignals von VGA1 **2910** auf einem fast konstanten Wert. Das Ausgangssignal von VGA1 wird vom Entspreizungs-Demultiplexer (demux) **2912** entspreizt, der ein entspreiztes Benutzer-Nachrichtensignal MS und ein Vorwärts-APC-Bit erzeugt. Das Vorwärts-APC-Bit wird zum Erzeugen des Vorwärts-APC-Steuerungssignals an den Integrator **2913** angelegt. Das Vorwärts-APC-Steuerungssignal steuert die Vorwärtsverbindung VGA2 **2914** und hält das Vorwärts-Verbindungs-HF-Kanalsignal auf einem minimalen zur Kommunikation erwünschten Pegel.

**[0335]** Die Signalleistung des entspreizten Benutzer-Nachrichtensignals MS des RCS-Leistungsmoduls **2901** wird von der Leistungsmessschaltung **2915** zum Erzeugen einer Signalleistungsanzeige gemessen. Das Ausgangssignal des VGA1 wird ebenfalls vom AUX-Entspreizer entspreizt, der das Signal unter Verwendung eines unkorrelierten Spreizcodes entspreizt, wodurch daher ein entspreiztes Rauschsignal erhalten wird. Die Leistungsmessung dieses Signals wird mit 1 plus dem erwünschten Signal-zu-Rausch-Verhältnis ( $SNR_R$ ) zum Bilden des Schwellensignals S1 multipliziert. Die Differenz zwischen der entspreizten Signalleistung und dem Schwellenwert S1 wird vom Subtraktor **2916** erzeugt. Diese Differenz ist das Fehlersignal ES1, das ein sich auf den bestimmten SU-Sendeleistungspegel beziehendes Fehlersignal ist. In ähnlicher Weise wird das Steuerungssignal für den VGA1 **2910** zum Verringern der Rate des Steuerungssignals für den VGA1 **2910** an die Raten-Skalierungsschaltung **2917** angelegt. Das Ausgangssignal der Skalierungsschaltung **2917** ist ein skaliertes Systemleistungspegelsignal SP1. Die Schwellenberechnungslogik **2918** berechnet den Systemleistungsschwellenwert SST für das RCS-Benutzer-Kanal-Leistungsdatensignal RCSUSR. Das Komplement des skalierten Systemleistungspegelsignals SP1 und der System-Signalleistungsschwellenwert SST werden an den Addierer **2919** angelegt, der ein zweites Fehlersignal ES2 erzeugt. Dieses Fehlersignal bezieht sich auf den Systemleistungsschwellenwert aller aktiven SUs. Die Eingabe-Fehlersignale ES1 und ES2 werden im Kombiniierer **2920** zum Erzeugen eines kombinierten Fehlereingangssignals an den Deltamodulator (DM1) **2921** kombiniert, und das Ausgangssignal des DM1 ist das Rück-APC-Bitstromsignal mit Bits der Werte +1 oder -1, das für die vorliegende Erfindung als ein 64 KB/s-Signal gesendet wird.

**[0336]** Das Rück-APC-Bit wird an die Spreizschaltung **2922** angelegt, und das Ausgangssignal der Spreizschaltung **2922** ist das Spreizspektrums-Vorwärts-APC-Nachrichtensignal. Vorwärts-OW- und Verkehrs-Signale werden ebenfalls an die Spreizschaltungen **2923**, **2924** geliefert, die Vorwärts-Verkehrsnachrichtensignale 1, 2, ... N erzeugen. Der Leistungspegel für das Vorwärts-APC-Signal, das Vorwärts-OW- und das Verkehrs-Nachrichtensignal werden durch die entsprechenden Verstärker **2925**, **2926** und **2927** zum Erzeugen der in ihren Leistungspegeln eingestellten Vorwärts-APC-, -OW- und TRCH-Kanalsignale eingestellt. Diese Signale werden vom Addierer **2928** kombiniert und an den VGA2 **2914** angelegt, der das Vorwärtsverbindungs-HF-Kanalsignal erzeugt.

**[0337]** Das Vorwärtsverbindungs-HF-Kanalsignal, das das gespreizte Vorwärts-APC-Signal enthält, wird von der HF-Antenne der SU empfangen und zum Erzeugen des Vorwärts-CDMA-Signals FMCH demoduliert. Das

Signal wird an den variablen Leistungsverstärker (VGA3) **2940** geliefert. Das Ausgangssignal des VGA3 wird an die automatische Leistungssteuerschaltung (AGC) **2941** angelegt, die ein Steuerungssignal des variablen Leistungsverstärkers für den VGA3 **2940** erzeugt. Dieses Signal hält den Pegel des Ausgangssignals des VGA3 auf einem fast konstanten Pegel. Das Ausgangssignal des VGA3 **2940** wird vom Entspreizungsmultiplexer **2942** entspreizt, der ein entspreiztes Benutzer-Nachrichtensignal SUMS und ein Rück-APC-Bit erzeugt. Das Rück-APC-Bit wird an den Integrator **2943** angelegt, der das Rück-APC-Steuersignal erzeugt. Dieses Rück-APC-Steuersignal wird zum Halten des Rückverbindungs-HF-Kanalsignals auf einem minimalen Leistungspegel an den Rück-APC-VGA4 **2944** geliefert.

**[0338]** Das entspreizte Benutzer-Nachrichtensignal SUMS wird ebenfalls an die Leistungsmessschaltung **2945** angelegt, die ein Leistungsmesssignal erzeugt, das zum Erzeugen des Fehlersignals ES3 mit dem Komplement des Schwellenwerts S2 im Addierer **2946** addiert wird. Das Signal ES3 ist ein Fehlersignal, das sich auf den RCS-Sendeleistungspegel für die bestimmte SU bezieht. Zum Erhalten des Schwellenwerts S2 wird die Anzeige für die entspreizte Rauschleistung vom AUX-Entspreizer um 1 plus das erwünschte Signal-zu-Rauschen-Verhältnis  $SNR_R$  multipliziert. Der AUX-Entspreizer entspreizt die Eingangsdaten unter Verwendung eines unkorrelierten Spreizcodes, weshalb sein Ausgangssignal eine Anzeige für die Leistung des entspreizten Rauschens gibt.

**[0339]** In ähnlicher Weise wird das Steuersignal für den VGA3 zum Verringern der Rate des Steuersignals für den VGA3 an die Ratenskalierungsschaltung angelegt, um einen skalierten Empfangsleistungspegel RP1 zu erzeugen (siehe [Fig. 29](#)). Die Schwellenberechnungsschaltung berechnet den Empfangssignalschwellenwert RST aus dem gemessenen Leistungssignal SUUSR der SU. Das Komplement des skalierten empfangenen Leistungspegel RP1 und des empfangenen Signalschwellenwerts RST werden an den Addierer angelegt, der ein Fehlersignal ES4 erzeugt. Dieser Fehler steht im Verhältnis zur RCS-Sendeleistung an alle SUs. Die Eingabefehlersignale ES3 und ES4 werden im Kombinerer kombiniert und in den Deltamodulator DM2 **2947** eingegeben. Das Ausgangssignal des DM2 **2947** ist das Vorwärts-APC-Bitstromsignal mit Bits der Werte +1 oder -1. In der beispielhaften Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird dieses Signal als ein 64-KB/s-Signal ausgesendet.

**[0340]** Das Vorwärts-APC-Bitstromsignal wird an die Spreizschaltung **2948** zum Erzeugen des Ausgangs-Rück-Spreizspektrums-APC-Signals angelegt. Rück-OW- und -Verkehrssignale werden ebenfalls in die Spreizschaltungen **2949**, **2950** eingegeben, wodurch Rück-OW- und Verkehrsnachrichtensignale 1, 2, ... N erzeugt werden, und der Rück-Pilot wird durch den Rück-Pilotgenerator **2951** erzeugt. Der Leistungspegel des Rück-APC-Nachrichtensignals, Rück-OW-Nachrichtensignals, Rück-Pilot und des Rück-Verkehrsnachrichtensignals werden durch die Verstärker **2952**, **2953**, **2954**, **2955** eingestellt, um die Signale zu erzeugen, die vom Addierer **2956** kombiniert und in den Rück-APC-VGA4 **2944** eingegeben werden. Es ist dieser VGA4 **2944**, der das Rückverbindungs-HF-Kanalsignal erzeugt.

**[0341]** Während des Anrufsverbindungs- und Trägerkanal-Einrichtungsvorgangs wird die Regelungsleistungssteuerung der vorliegenden Erfindung wie in [Fig. 30](#) gezeigt modifiziert. Wie zu sehen ist, sind die zum Einstellen der Sendeleistung verwendeten Schaltungen für die RCS anders, die als Anfangs-RCS-Leistungssteuerungsmodul **3001** gezeigt ist; sowie für die SU, die als Anfangs-SU-Leistungssteuerungsmodul **3002** gezeigt ist. Beginnend mit dem Anfangs-RCS-Leistungssteuerungsmodul **3001** wird das Rückverbindungs-HF-Kanalsignal bei der HF-Antenne empfangen und demoduliert, wodurch das Rück-CDMA-Signal IRMCH erzeugt wird, das vom ersten variablen Leistungsverstärker (VGA1) **3003** empfangen wird. Das Ausgangssignal des VGA1 wird von der automatischen Leistungsverstärkungs-Steuerungsschaltung (AGC1) **3004** erfasst, die ein Steuersignal für den variablen Leistungsverstärker VGA1 **3003** erzeugt, um den Pegel des Ausgangssignals des VGA1 auf einem fast konstanten Wert zu halten. Das Ausgangssignal des VGA1 wird vom Entspreizungsmultiplexer **3005** entspreizt, der ein entspreiztes Benutzer-Nachrichtensignal IMS erzeugt. Das Vorwärts-APC-Steuersignal ISET wird auf einen festen Wert gesetzt und zum Setzen des Vorwärtsverbindungs-HF-Kanalsignals auf einen vorbestimmten Pegel an den Vorwärtsverbindungs-Variabel-Leistungsverstärker (VGA2) **3006** angelegt.

**[0342]** Die Signalleistung des entspreizten Benutzer-Nachrichtensignals IMS des Anfangs-RCS-Leistungsmoduls **3001** wird von der Leistungsmessschaltung **3007** gemessen, und die gemessene Ausgangsleistung wird von einem Schwellenwert S3 im Subtraktor **3008** abgezogen, um das Fehlersignal ES5 zu erzeugen, das ein Fehlersignal ist, das sich auf den Sendeleistungspegel einer bestimmten SU bezieht. Der Schwellenwert S3 wird durch Multiplizieren der entspreizten Leistungsmessung, die vom AUX-Entspreizer erhalten wurde, um 1 plus dem erwünschten Signal-zu-Rauschen-Verhältnis  $SNR_R$  berechnet. Der AUX-Entspreizer entspreizt das Signal unter der Verwendung eines unkorrelierten Spreizcodes, weshalb sein Ausgangssignal eine Anzeige für



die Leistung des entspreizten Rauschens bietet. In ähnlicher Weise wird das VGA1-Steuerungssignal zum Verringern der Rate des VGA1-Steuerungssignals an die Ratenskalierschaltung **3009** angelegt, um ein skaliertes Systemleistungspegelsignal SP2 zu erzeugen. Die Schwellenwertberechnungslogik **3010** bestimmt einen Anfangs-System-Signalschwellenwert (ISST), der aus dem Benutzer-Kanal-Leistungsdatensignal (IRCSUSR) berechnet wird. Das Komplement des skalierten Systemleistungspegelsignals SP2 und des ISST werden an den Addierer **3011** geliefert, der ein zweites Fehlersignal ES6 erzeugt, das ein Fehlersignal ist, das sich auf den Systemsendeleistungspegel aller aktiver SUs bezieht. Der Wert von ISST ist die erwünschte Sendeleistung für ein System mit der bestimmten Konfiguration. Die Eingabe-Fehlersignale ES5 und ES6 werden im Kombinerer **3012** zum Erzeugen eines kombinierten Fehlersignals kombiniert, das in den Deltamodulator (DM3) **3013** eingegeben wird. DM3 erzeugt das Anfangs-Rück-APC-Bitstromsignal mit Bits der Werte +1 oder -1, das in der beispielhaften Ausführungsform als ein 64-KB/s-Signal übertragen wird.

**[0343]** Das Rück-APC-Bitstromsignal wird an die Spreizschaltung **3040** angelegt, um das Anfangs-Spreizspektrums-Vorwärts-APC-Signal zu erzeugen. Die CTCH-Information wird vom Spreizer **3016** zum Bilden des Spreiz-CTCH-Nachrichtensignals gespreizt. Das Spreiz-APC- und -CTCH-Signal werden von den Verstärkern **3015** und **3017** skaliert und vom Kombinerer **3018** kombiniert. Das kombinierte Signal wird an den VGA2 **3006** angelegt, der das Vorwärtsverbindungs-HF-Kanalsignal erzeugt.

**[0344]** Das Vorwärtsverbindungs-HF-Kanalsignal, welches das Spreiz-Vorwärts-APC-Signal enthält, wird von der HF-Antenne der SU empfangen und demoduliert, um das Anfangs-Vorwärts-CDMA-Signal (IFMCH) zu erzeugen, das an den variablen Leistungsverstärker (VGA3) **3020** angelegt wird. Das Ausgangssignal des VGA3 wird von der automatischen Leistungssteuerungsschaltung (AGC2) **3021** erfasst, die ein Steuersignal an den variablen Leistungsverstärker VGA3 **3020** erzeugt. Dieses Signal erhält den Ausgangsleistungspegel des VGA3 **3020** auf einem fast konstanten Wert. Das Ausgangssignal des VGA3 wird vom Entspreizungsdemultiplexer **3022** entspreizt, der ein Anfangs-Rück-APC-Bit erzeugt, das vom Ausgangspegel des VGA3 abhängt. Das Rück-APC-Bit wird zum Erzeugen des Rück-APC-Steuersignals vom Integrator **3023** verarbeitet. Das Rück-APC-Steuersignal wird zum Halten des Rückverbindungs-HF-Kanalsignals auf einem vorbestimmten Leistungspegel an den Rück-APC-VGA4 **3024** geliefert.

**[0345]** Das Global-Kanal-AXCH-Signal wird von den Spreizschaltungen **3025** zum Liefern des Spreiz-AXCH-Kanalsignals gespreizt. Der Rück-Pilotgenerator **3026** liefert ein Rück-Pilotsignal, und die Signalleistung von AXCH und des Rück-Pilotsignals werden durch die entsprechenden Verstärker **3027** und **3028** eingestellt. Das Spreiz-AXCH-Kanalsignal und das Rück-Pilotsignal werden vom Addierer **3029** zum Erzeugen des Rückverbindungs-CDMA-Signals summiert. Das Rückverbindungs-CDMA-Signal wird vom Rück-APC-VGA4 **3024** empfangen, der das Rückverbindungs-HF-Kanalsignal erzeugt, das an den HF-Sender ausgegeben wird.

#### Systemkapazitätsverwaltung

**[0346]** Der Systemkapazität-Verwaltungsalgorithmus der vorliegenden Erfindung optimiert die maximale Benutzerkapazität eines RCS-Bereichs, der eine Zelle genannt wird. Wenn die SU in einen bestimmten Wert der maximalen Sendeleistung kommt, sendet die SU eine Alarmnachricht an die RCS. Die RCS setzt die Ampeln, die den Zugang zum System steuern, auf "rot", was, wie vorher beschrieben, ein Flag ist, der einen Zugang durch die SUs verhindert. Dieser Zustand bleibt solange erhalten, bis der Anruf an die den Alarm aussendende SU beendet ist oder bis die Sendeleistung der den Alarm sendenden SUs bei der SU gemessen ein Wert ist, der geringer als die maximale Sendeleistung ist. Wenn viele SUs Alarmnachrichten senden, bleibt der Zustand erhalten, bis entweder alle Anrufe von der den Alarm sendenden SU beendet sind oder bis die Sendeleistung der den Alarm sendenden SU gemessen an der SU geringer als die maximale Sendeleistung ist. Eine alternative Ausführungsform überwacht die Bitfehlerratenmessungen vom FEC-Decoder und hält die RCS-Ampeln auf "rot", bis die Bitfehlerrate geringer als ein vorbestimmter Wert ist.

**[0347]** Die Blockierstrategie der vorliegenden Erfindung weist ein Verfahren auf, das die von der RCS an eine SU gesendete Leistungssteuerungsinformation und die bei der RCS empfangenen Leistungsmessungen verwendet. Die RCS misst ihren Sendeleistungspegel, entdeckt, dass ein maximaler Wert erreicht wurde, und bestimmt, wann neue Benutzer blockiert werden sollen. Eine SU, die sich darauf vorbereitet, in das System einzutreten, blockiert sich selbst, wenn die SU die maximale Sendeleistung erreicht, bevor eine Trägerkanalzuweisung erfolgreich durchgeführt werden konnte.

**[0348]** Jeder zusätzliche Benutzer im System hat die Auswirkung einer Erhöhung des Rauschpegels für alle anderen Benutzer, der das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis (SNR) verringert, das der jeweilige Benutzer er-



fährt. Der Leistungssteuerungsalgorithmus hält ein erwünschtes SNR für jeden Benutzer aufrecht. In Abwesenheit jeglicher anderer Einschränkungen hat das Hinzukommen eines neuen Benutzers im System nur eine vorübergehende Auswirkung, und das erwünschte SNR wird wiedererlangt.

**[0349]** Die Sendeleistungsmessung bei der RCS wird durch Messen des Effektivwerts (root mean square/rms) des basisbandkombinierten Signals oder durch Messen der Sendeleistung des HF-Signals und dessen Rückkopplung an digitale Steuerschaltungen durchgeführt. Die Sendeleistungsmessung kann auch durch die SUs vorgenommen werden, um zu bestimmen, ob die Einheit ihre maximale Sendeleistung erreicht hat. Der SU-Sendeleistungspegel wird durch Messen des Steuersignals des HF-Verstärkers und Skalieren des Werts auf der Basis des Diensttyps, wie zum Beispiel POTS, FAX oder ISDN, bestimmt.

**[0350]** Die Information, dass eine SU die maximale Leistung erreicht hat, wird von der SU an die RCS in einer Nachricht auf den zugewiesenen Kanälen übersendet. Die RCS bestimmt auch die Bedingung durch Messen von Rück-APC-Veränderungen, weil, wenn die RCS APC-Nachrichten an die SU sendet, die SU-Sendeleistung zu erhöhen, und die SU-Sendeleistung, die an der RCS gemessen wird, sich nicht erhöht, die SU die maximale Sendeleistung erreicht hat.

**[0351]** Die RCS verwendet keine Ampeln zum Blockieren neuer Benutzer, die ein Hochfahren ihrer Leistung unter Verwendung kurzer Codes beendet haben. Diese Benutzer werden dadurch blockiert, dass ihnen der Wählton verweigert wird und dass bei ihnen die Zeit ausläuft. Die RCS sendet alle 1en (Abwärtsschrittbefehle) auf dem APC-Kanal, damit die SU ihre Sendeleistung verringert. Die RCS sendet auch entweder keine CTCH-Nachricht oder eine Nachricht mit einer ungültigen Adresse, welche die FSU zwingen würde, den Zugangsvorgang abubrechen und erneut anzufangen. Die SU startet den Akquisitionsvorgang jedoch nicht sofort, weil die Ampeln rot sind.

**[0352]** Wenn die RCS ihre Sendeleistungsgrenze erreicht, erzwingt sie eine Blockierung in der gleichen Weise, als wenn eine SU ihre Sendeleistungsgrenze erreicht. Die RCS schaltet alle Ampeln auf dem FBCH ab, beginnt, alle 1-APC-Bits (Abwärtsschrittbefehle) an diejenigen Benutzer zu senden, die ihr Hochfahren mit dem kurzen Code beendet haben, jedoch noch keinen Wählton bekommen haben, und sendet entweder keine CTCH-Nachricht an diese Benutzer oder sendet Nachrichten mit ungültigen Adressen, um sie zu zwingen, den Zugangsvorgang abubrechen.

**[0353]** Der Selbstblockadevorgang der SU ist wie folgt. Wenn die SU damit beginnt, den AXCH zu senden, beginnt APC mit ihrem Leistungssteuerungsbetrieb unter der Verwendung des AXCH, und die SU-Sendeleistung erhöht sich. Während die Sendeleistung sich unter der Steuerung des APC erhöht, wird sie vom SU-Controller überwacht. Wenn die Sendeleistungsgrenze erreicht wurde, gibt die SU den Zugangsvorgang auf und startet erneut.

#### Systemsynchrisation

**[0354]** Die RCS wird entweder mit dem PSTN-Netz-Taktsignal über eine der Leitungsschnittstellen, wie in [Fig. 10](#) gezeigt ist, oder mit dem RCS-Systemtaktoszillator synchronisiert, der zum Liefern eines Master-Zeitgebersignals für das System frei läuft. Der Global-Pilotkanal, und daher alle logischen Kanäle im CDMA-Kanal, sind mit dem Systemtaktsignal des RCS synchronisiert. Der globale Pilot (GLPT) wird von der RCS gesendet und definiert die Zeitabstimmung am RCS-Sender.

**[0355]** Der SU-Empfänger ist mit dem GLPT synchronisiert und verhält sich also als Slave zum Netzwerk-Taktoszillator. Die SU-Zeitabstimmung ist jedoch durch die Propagationsverzögerung verzögert. In der vorliegenden Ausführungsform der Erfindung extrahiert das SU-Modem ein 64-KHz- und 8-KHz-Taktsignal aus dem CDMA-HF-Empfangskanal, und eine PLL-Oszillatorschaltung erzeugt ein 2-MHz- und ein 4-MHz-Taktsignal.

**[0356]** Der SU-Sender und daher der LAXPT oder ASPT sind Slaves der Zeitabstimmung des SU-Empfängers.

**[0357]** Der RCS-Empfänger ist mit dem LAXPT oder dem ASPT synchronisiert, der von der SU gesendet wird, es kann jedoch sein, dass ihre Zeitabstimmung durch die Propagationsverzögerung verzögert ist. Daher ist die Zeitabstimmung des RCS-Empfängers diejenige des RCS-Senders, um die doppelte Propagationsverzögerung verzögert.

**[0358]** Außerdem kann das System über eine Referenz synchronisiert werden, die von einem Global-Positi-

onierungssystems-Empfänger (GPS-Empfänger) empfangen wird. In einem System diesen Typs liefert ein GPS-Empfänger in jeder RCS ein Referenztaktsignal an alle Untermodule der RCS. Da jede RCS die gleiche Zeitreferenz vom GPS empfängt, sind alle Systemtaktsignale aller RCS synchronisiert.

**[0359]** Auch wenn die Erfindung anhand mehrerer beispielhafter Ausführungsformen beschrieben wurde, versteht es sich für den Fachmann, dass die Erfindung mit Modifikationen an den Ausführungsformen in die Praxis umgesetzt werden kann, die im Umfang der Erfindung, wie er von den Ansprüchen definiert ist, liegen.

### Patentansprüche

1. Verfahren für die Kapazitätsverwaltung in einem Spreizspektrum-Kommunikationssystem mit einer Basisstation (**101**) und einer Vielzahl von Teilnehmereinheiten, TEn, (**111–118**), wobei die Basisstation (**101**) an die TEn (**111–118**) eine Vielzahl von Spreizspektrumkanälen einschließlich eines Zugriffskanals mit einem Verkehrszugriffswert, der von jeder TE (**111–118**) empfangen wird, sowie eine entsprechende Vielzahl von Nachrichtenkanälen sendet; und worin jede TE (**111–118**) an die Basisstation (**101**) einen zugeordneten Kanal mit einem Leistungsalarmwert sowie einen TE-Nachrichtenkanal sendet, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst:

Messen eines Sendeleistungspegels des Zugriffskanals und der Vielzahl von Nachrichtenkanälen durch die Basisstation (**101**);

Vergleichen des Sendeleistungspegels mit einem ersten vorbestimmten Leistungswert durch die Basisstation (**101**) zur Erzeugung eines Leistungsvergleichsausgabewerts;

Blockieren des Sendens eines zugeordneten Kanals und eines entsprechenden TE-Nachrichtenkanals als Reaktion auf den Leistungsvergleichsausgabewert, indem der Verkehrszugriffswert auf einen ersten vorbestimmten Wert gesetzt wird, wenn der Sendeleistungspegel größer oder gleich dem vorbestimmten Wert ist, worin eine TE der Vielzahl von TEn (**111–118**) als Reaktion auf den Verkehrszugriffswert den zugeordneten Kanal und den TE-Nachrichtenkanal nicht sendet;

Messen eines Sendeleistungspegels der jeweiligen TE für den jeweiligen zugeordneten Kanal und Nachrichtenkanal durch jede der TEn (**111–118**);

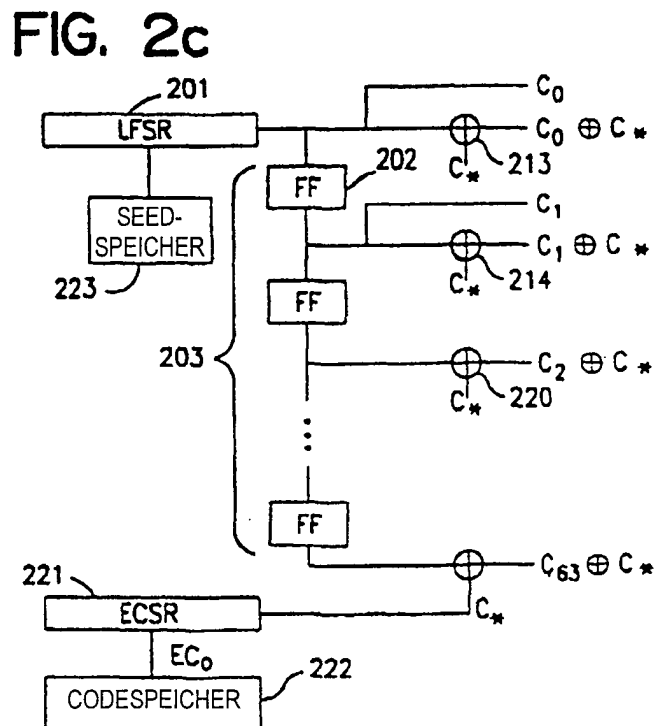
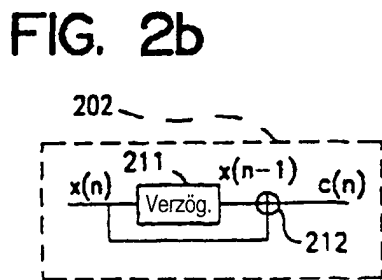
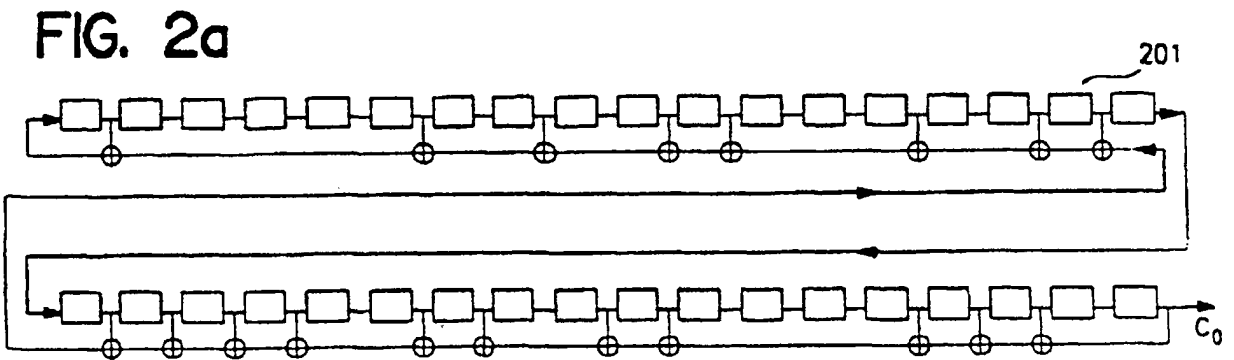
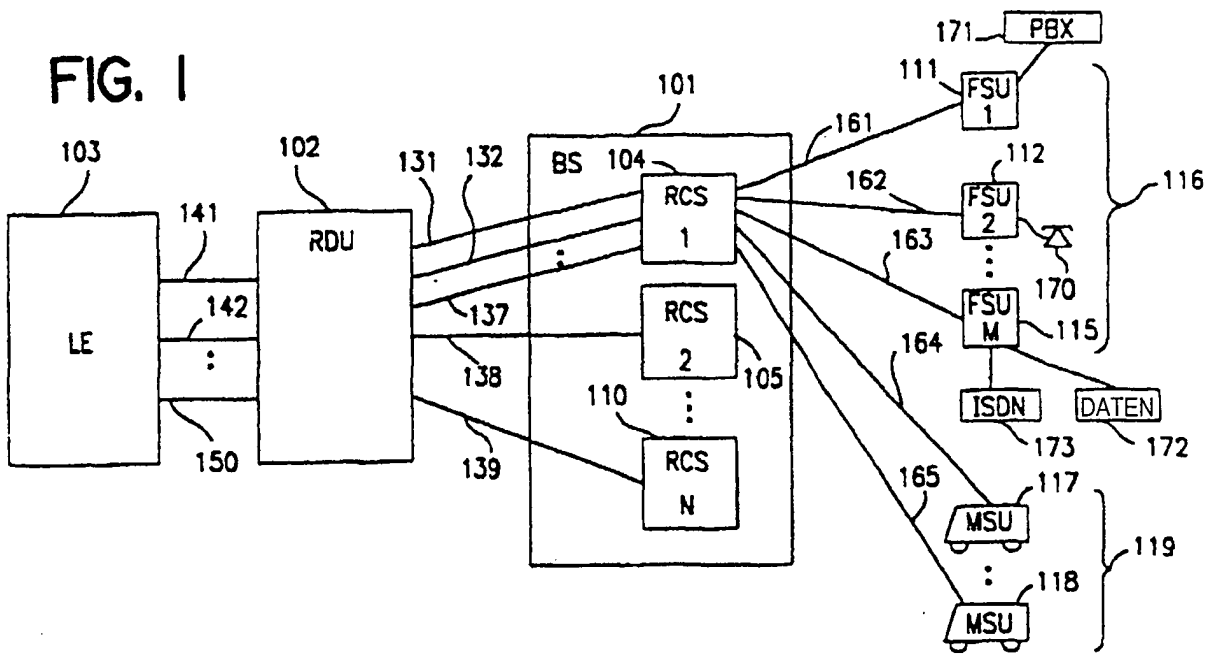
Vergleichen des Sendeleistungspegels der jeweiligen TE mit einem zweiten vorbestimmten Wert durch jede der TEn (**111–118**);

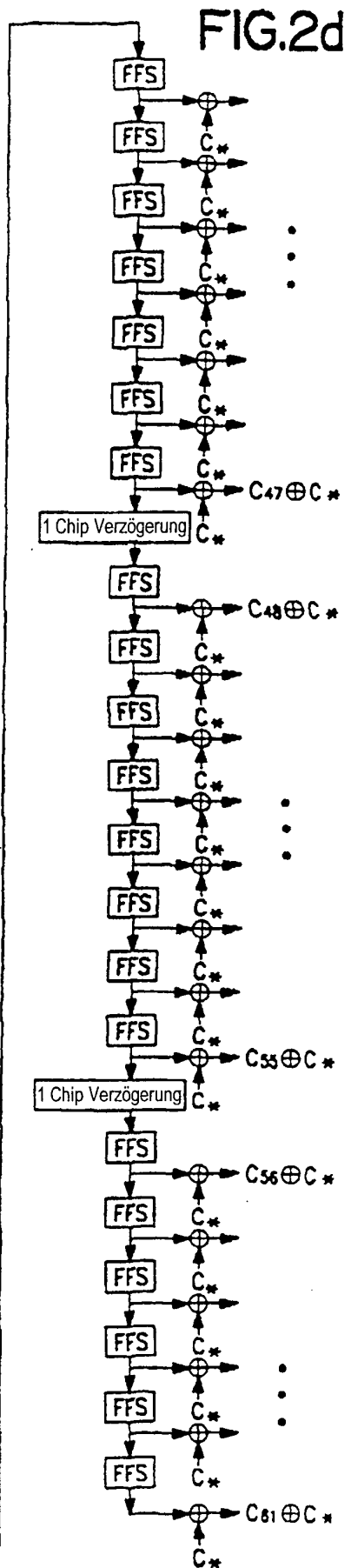
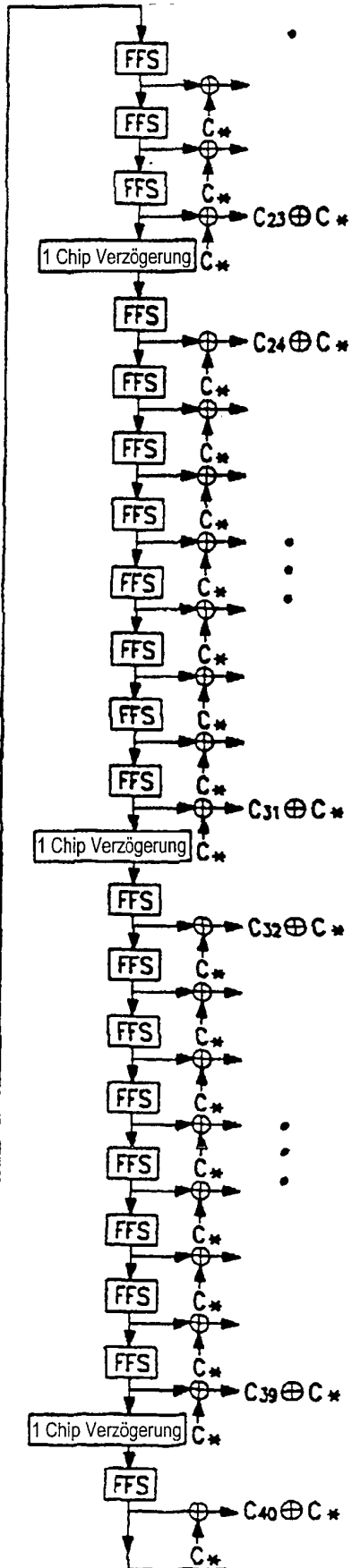
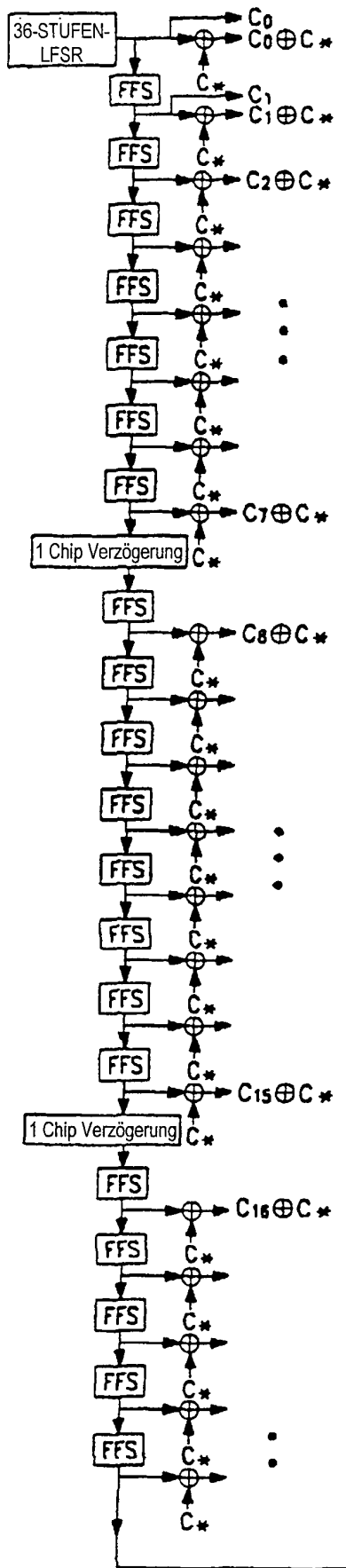
Anzeigen eines maximalen Leistungszustands an die Basisstation (**101**) durch eine TE, indem der entsprechende Leistungsalarmwert auf einen Alarmzustandswert gesetzt wird, wenn der Sendeleistungspegel der TE größer oder gleich dem zweiten vorbestimmten Wert ist; sowie

Blockieren des Sendens des jeweiligen zugeordneten Kanals und TE-Nachrichtenkanals einer jeden der TEn (**111–118**) durch die Basisstation (**101**) als Reaktion auf den Alarmzustandswert, indem der Verkehrszugriff auf den ersten vorbestimmten Wert gesetzt wird.

Es folgen 35 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen





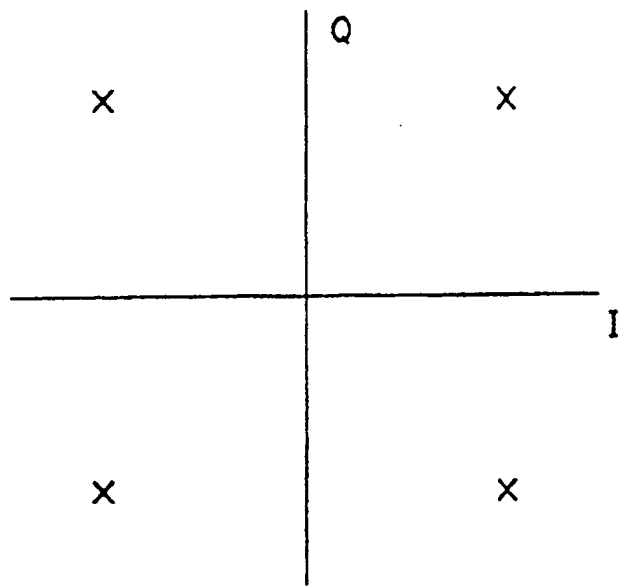


FIG. 3a

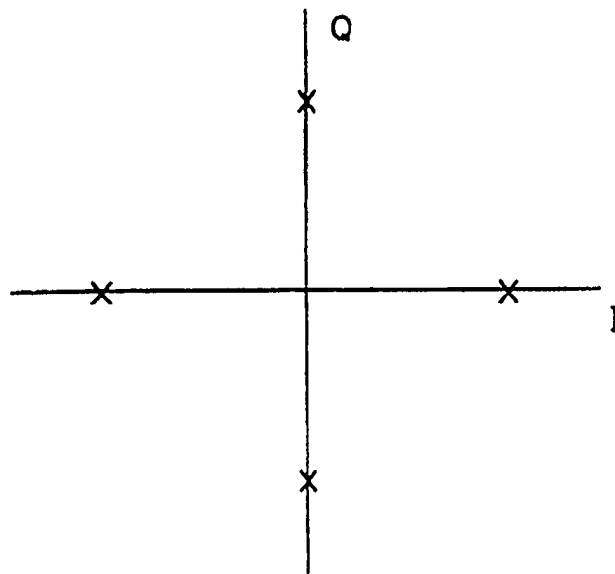


FIG. 3b

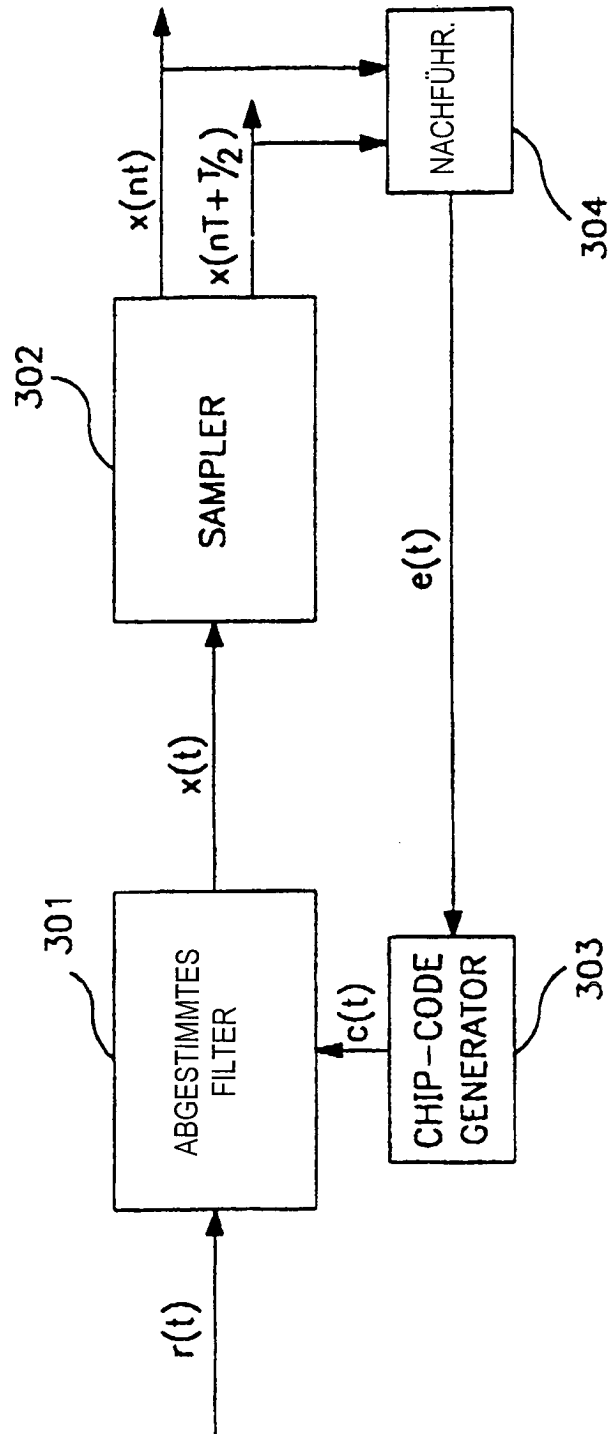


FIG. 3c

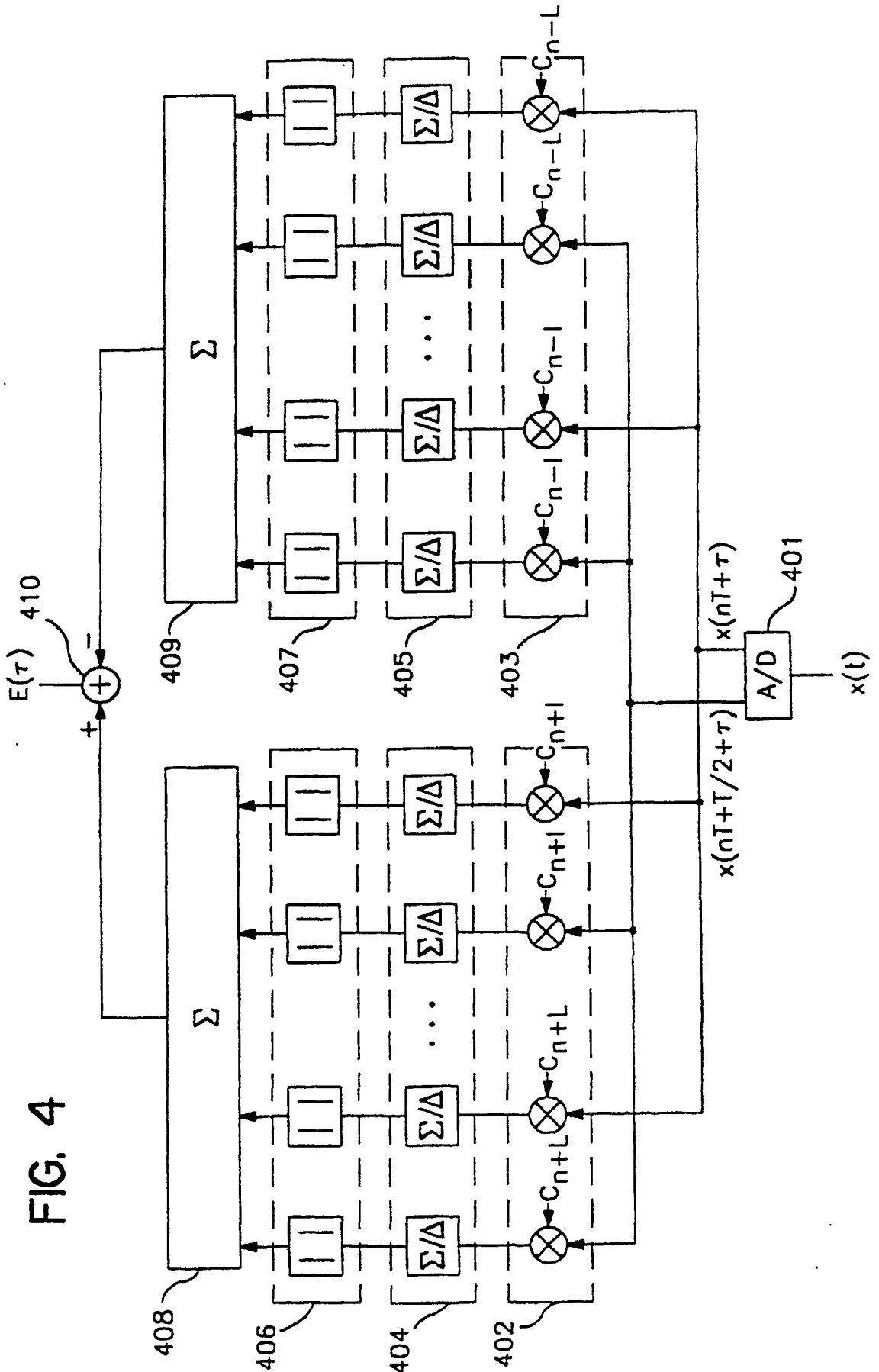


FIG. 4



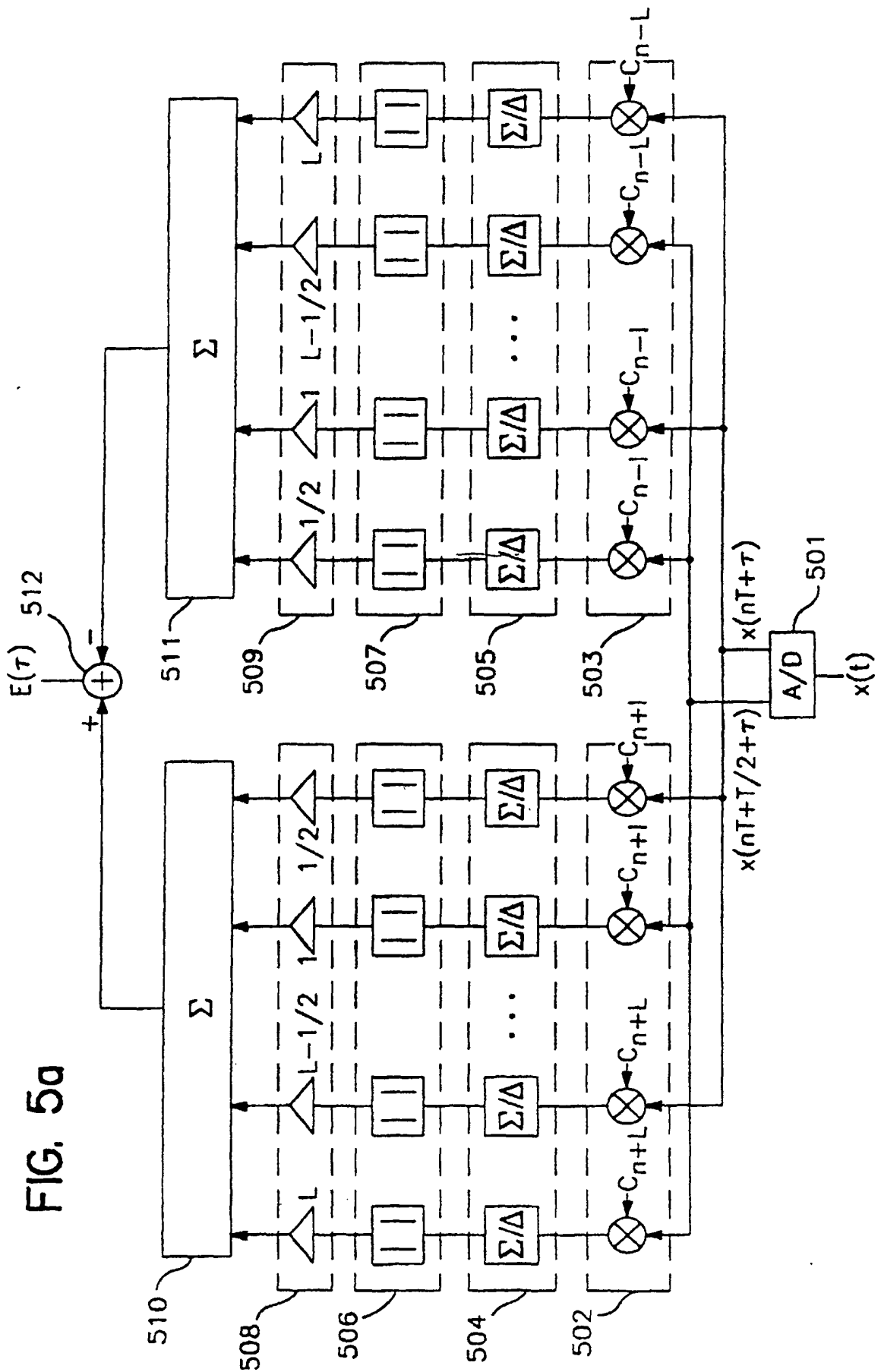
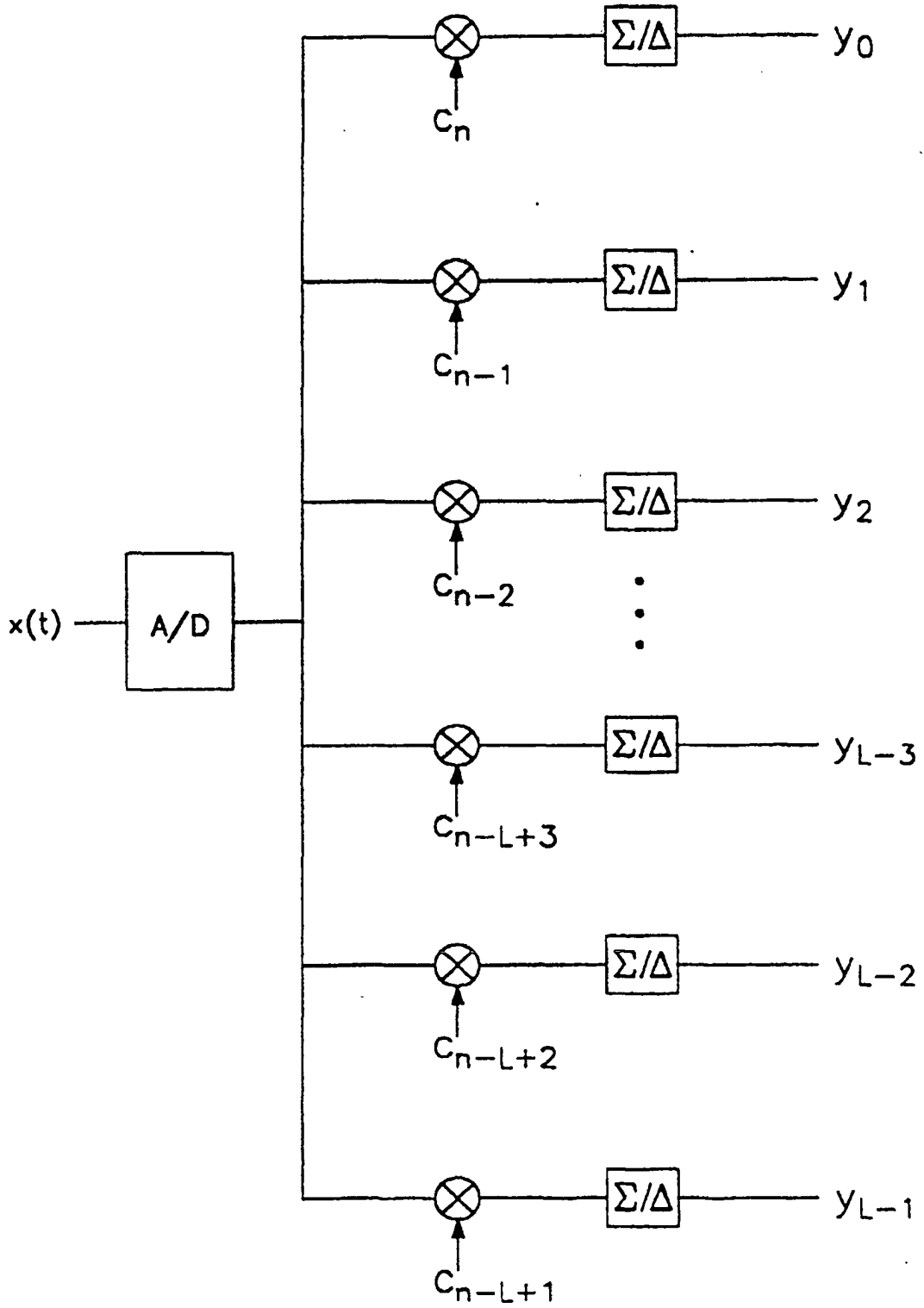


FIG. 5b



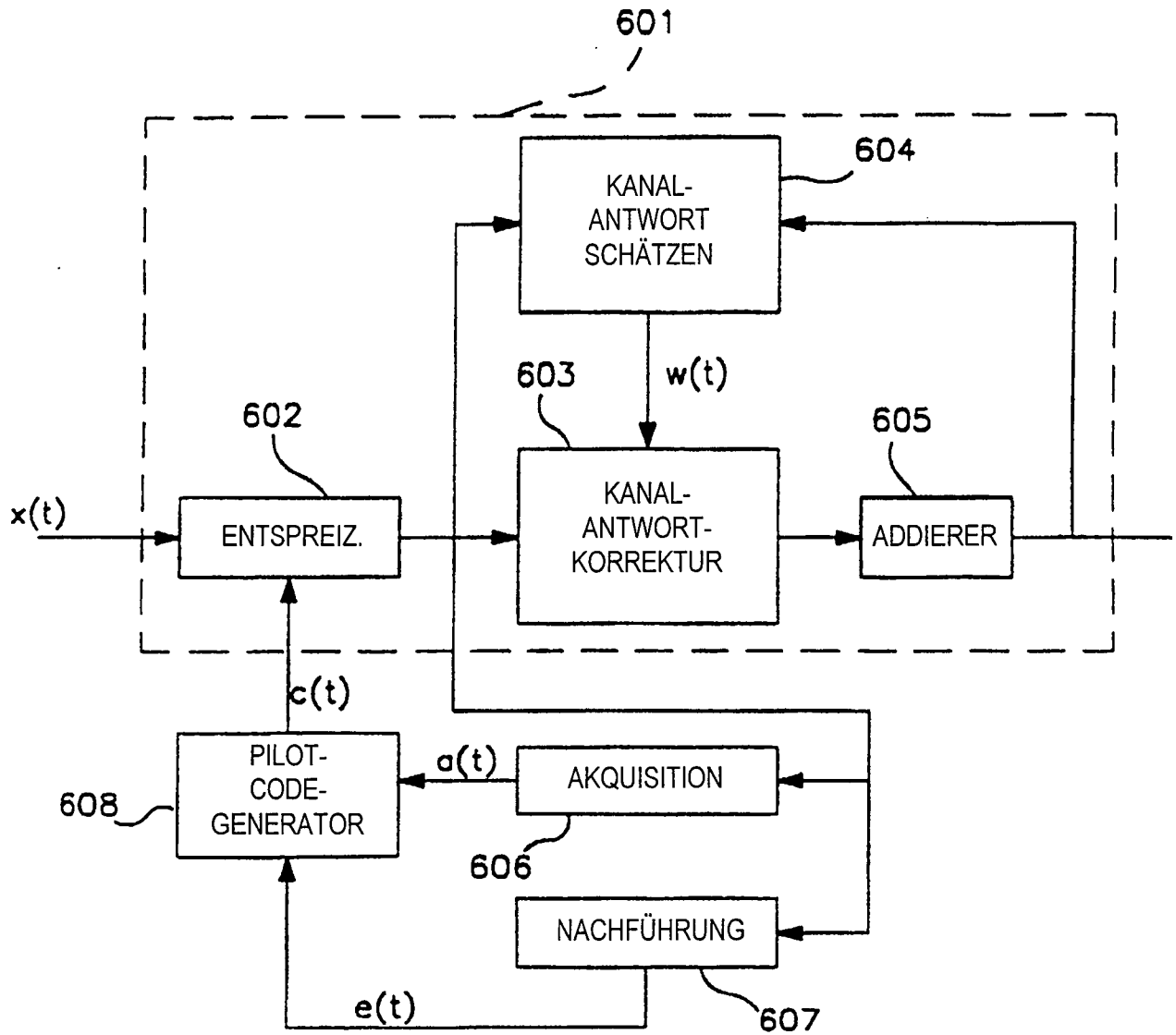


FIG. 6

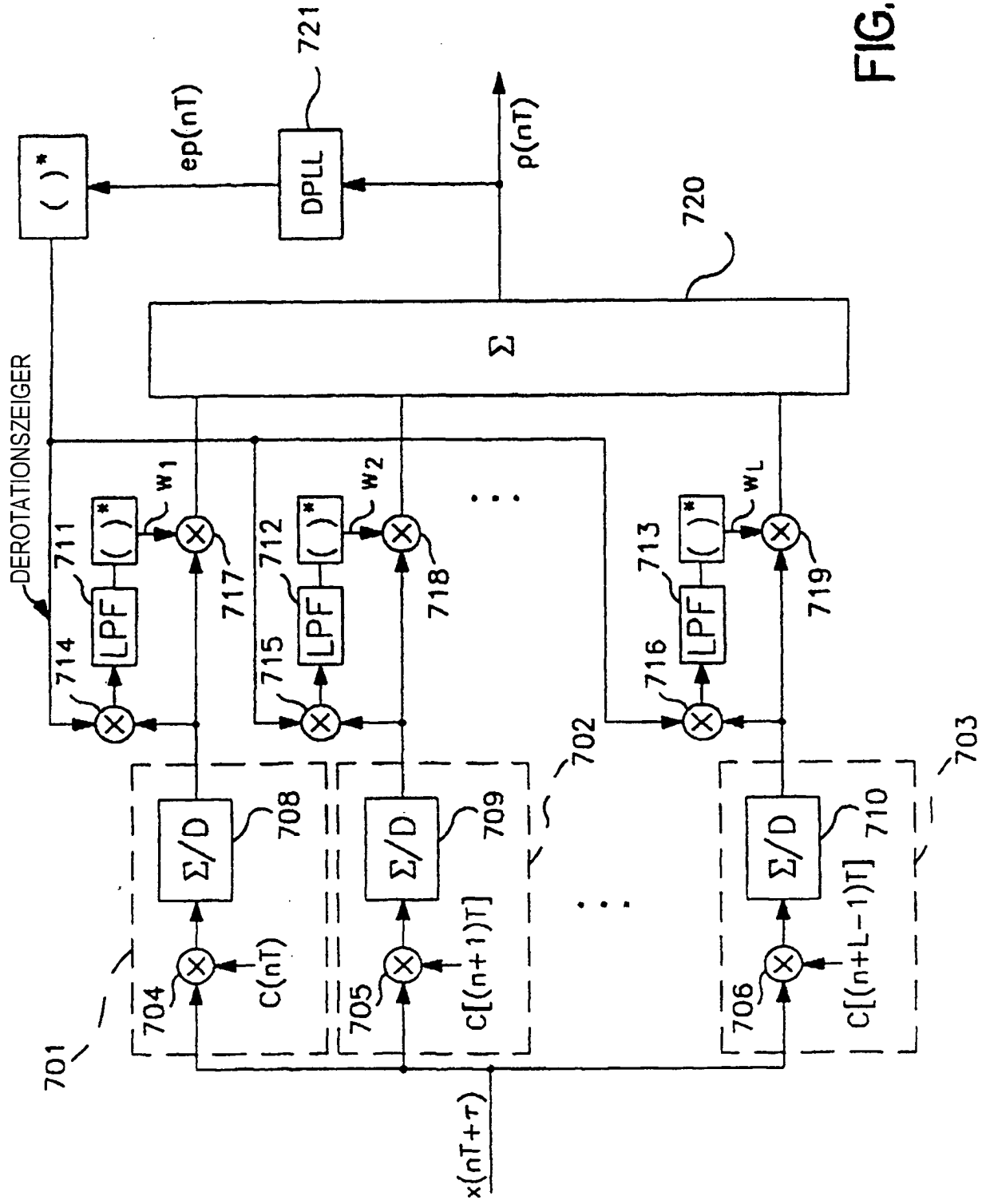


FIG. 7

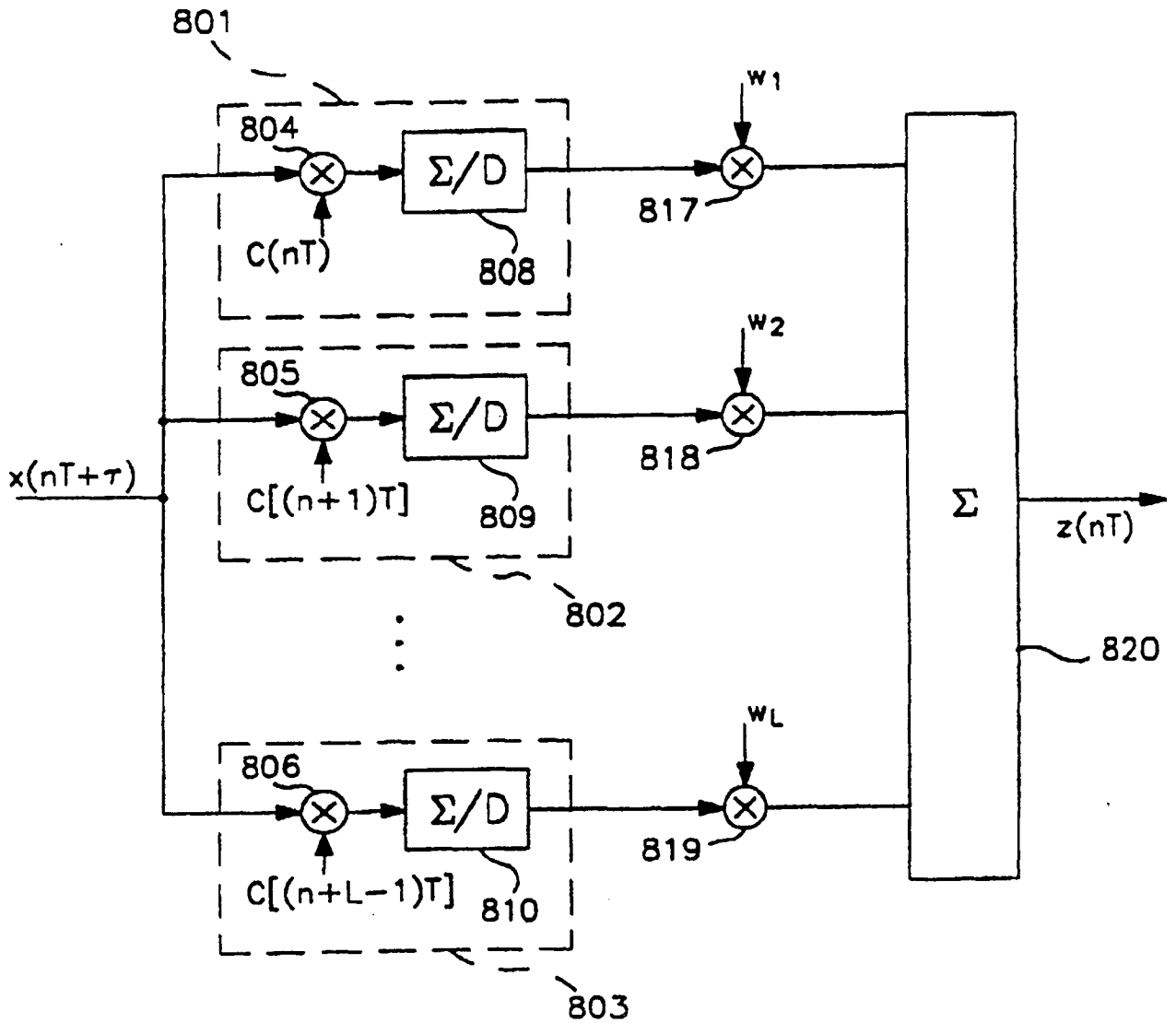


FIG. 8a

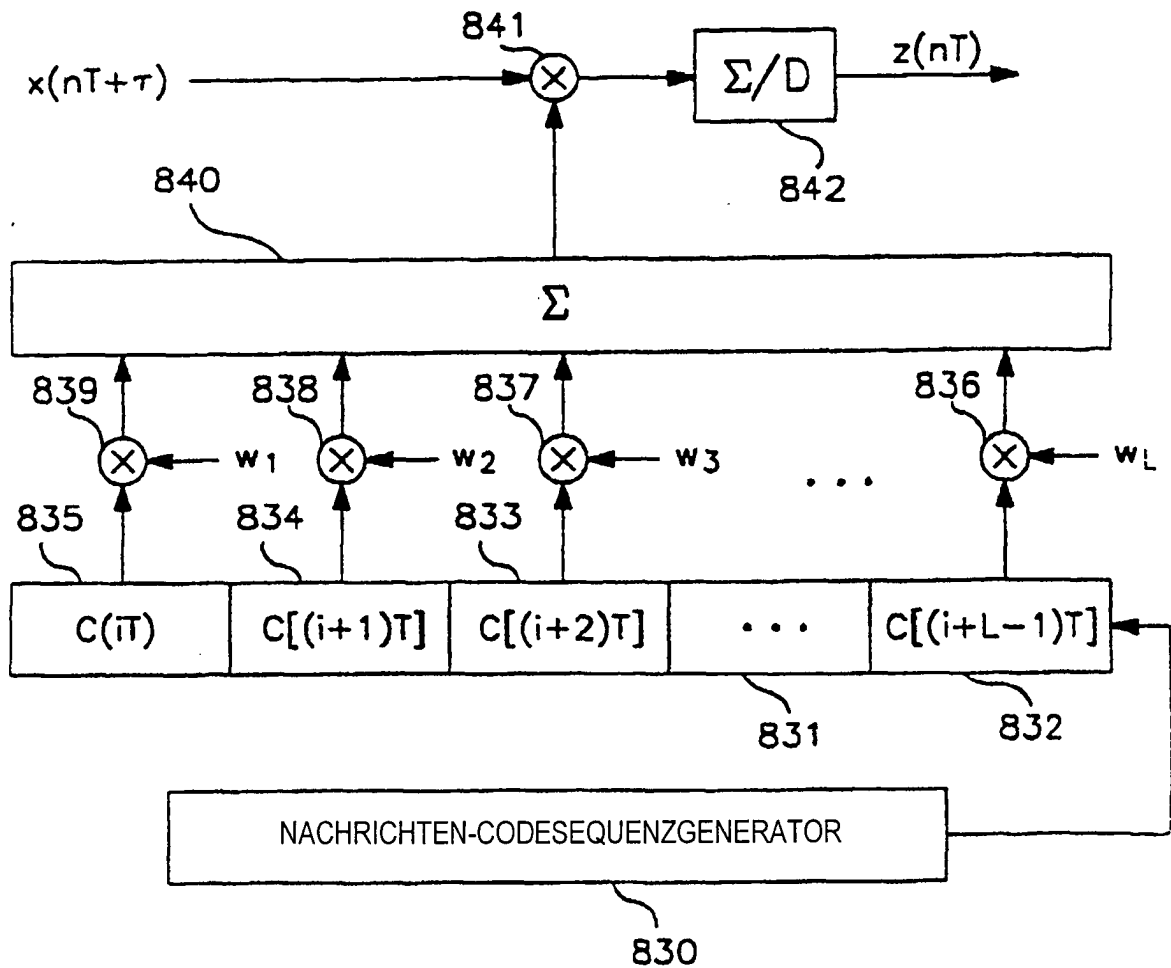


FIG. 8b

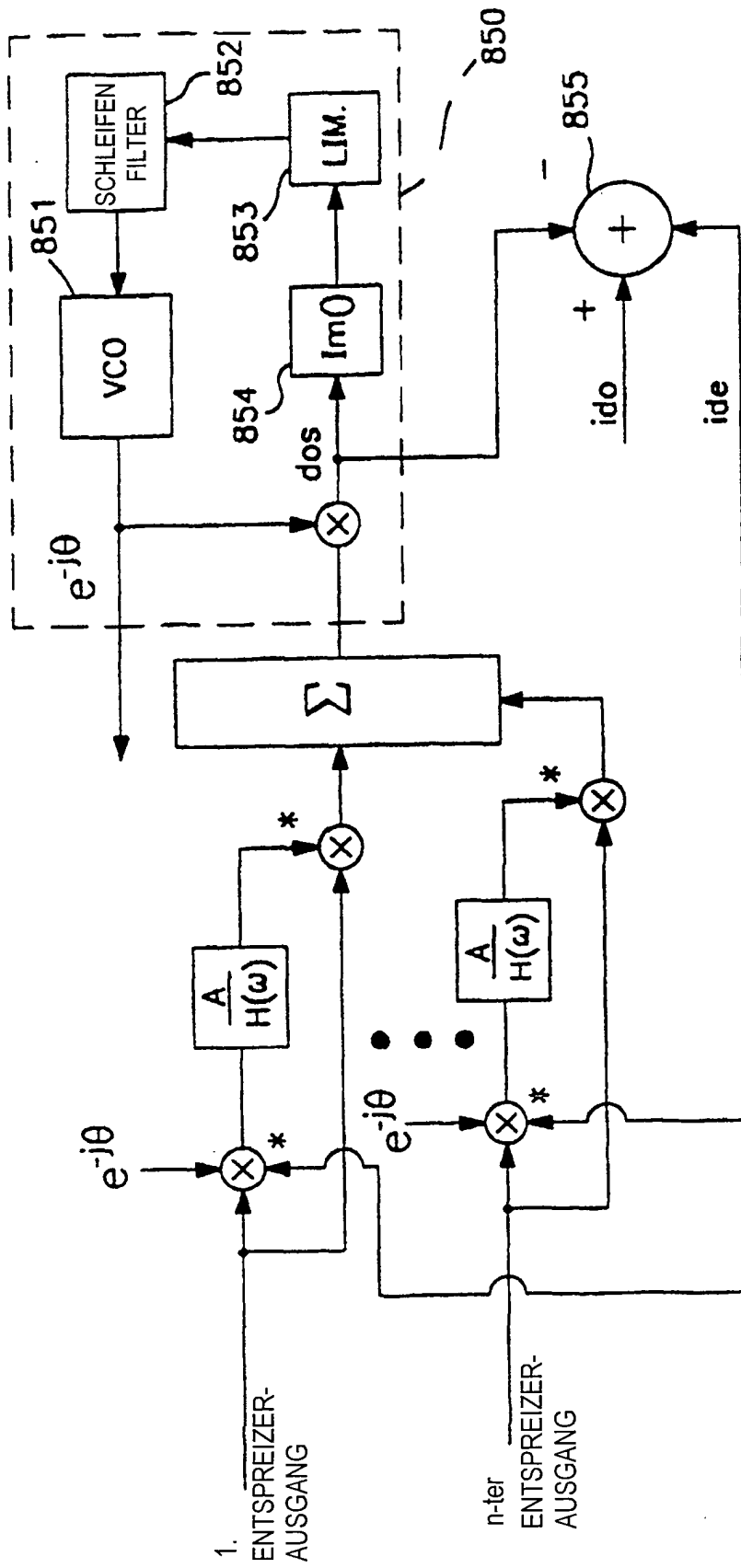


FIG. 8c



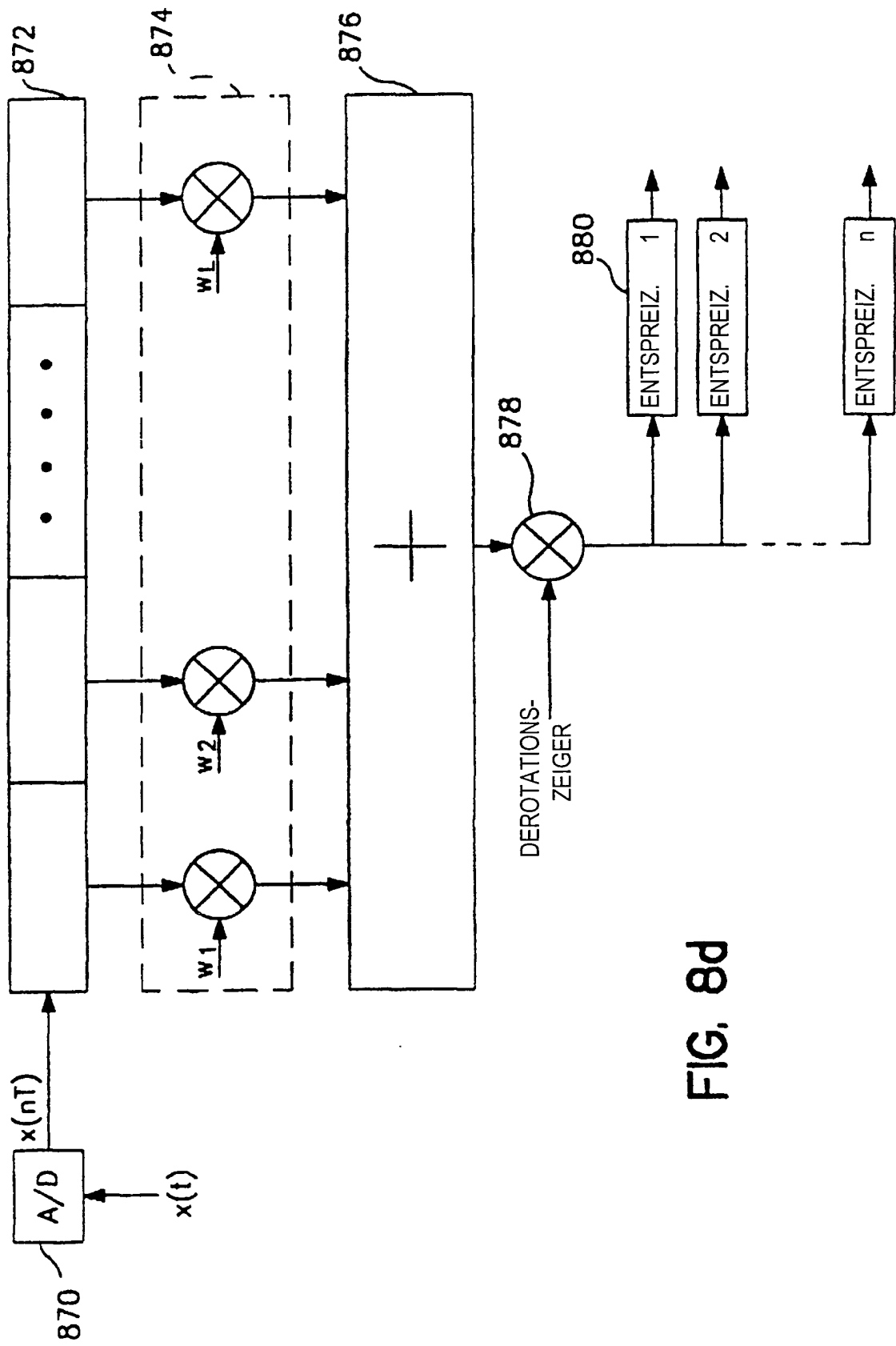


FIG. 8d

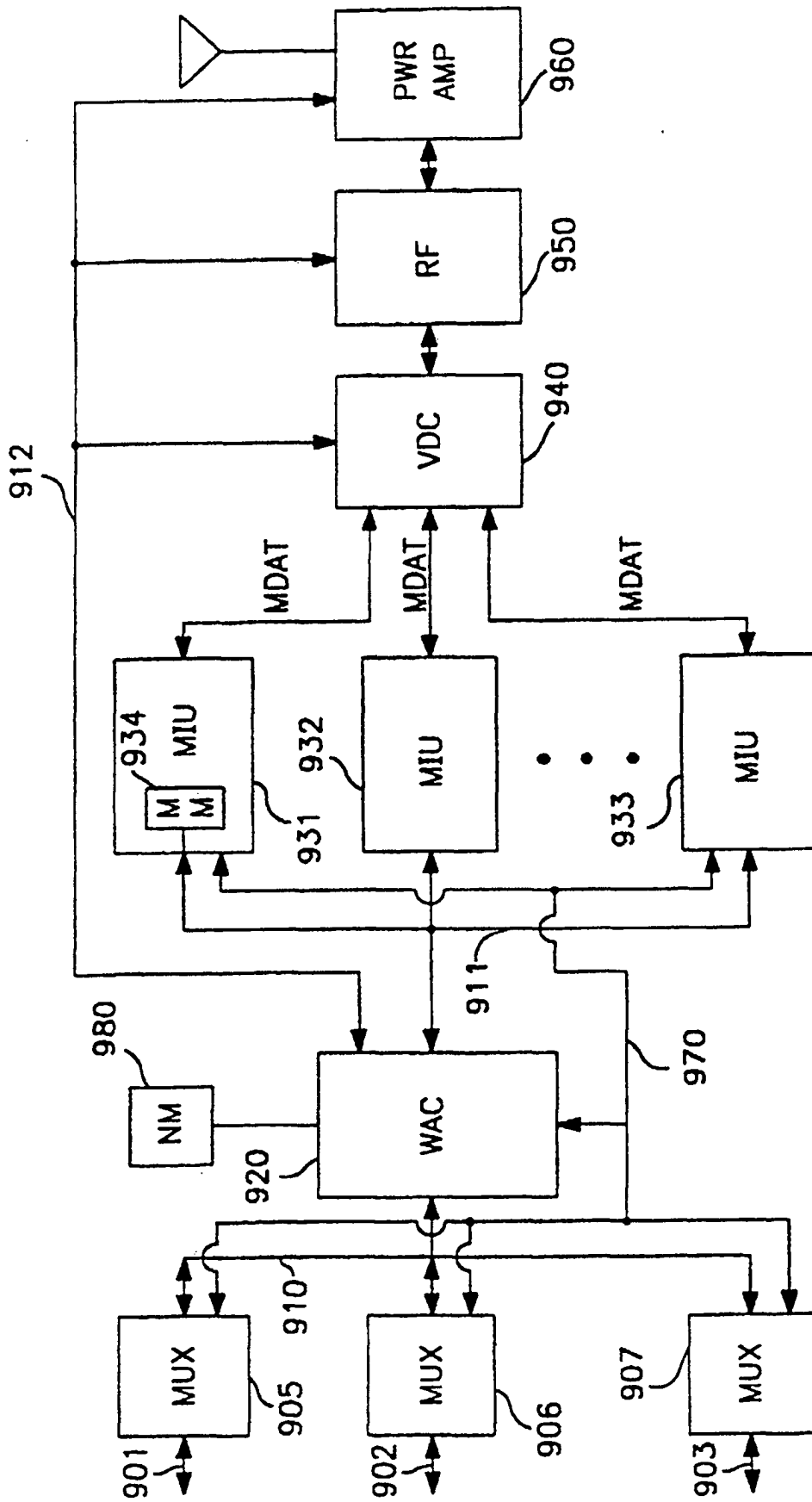


FIG. 9

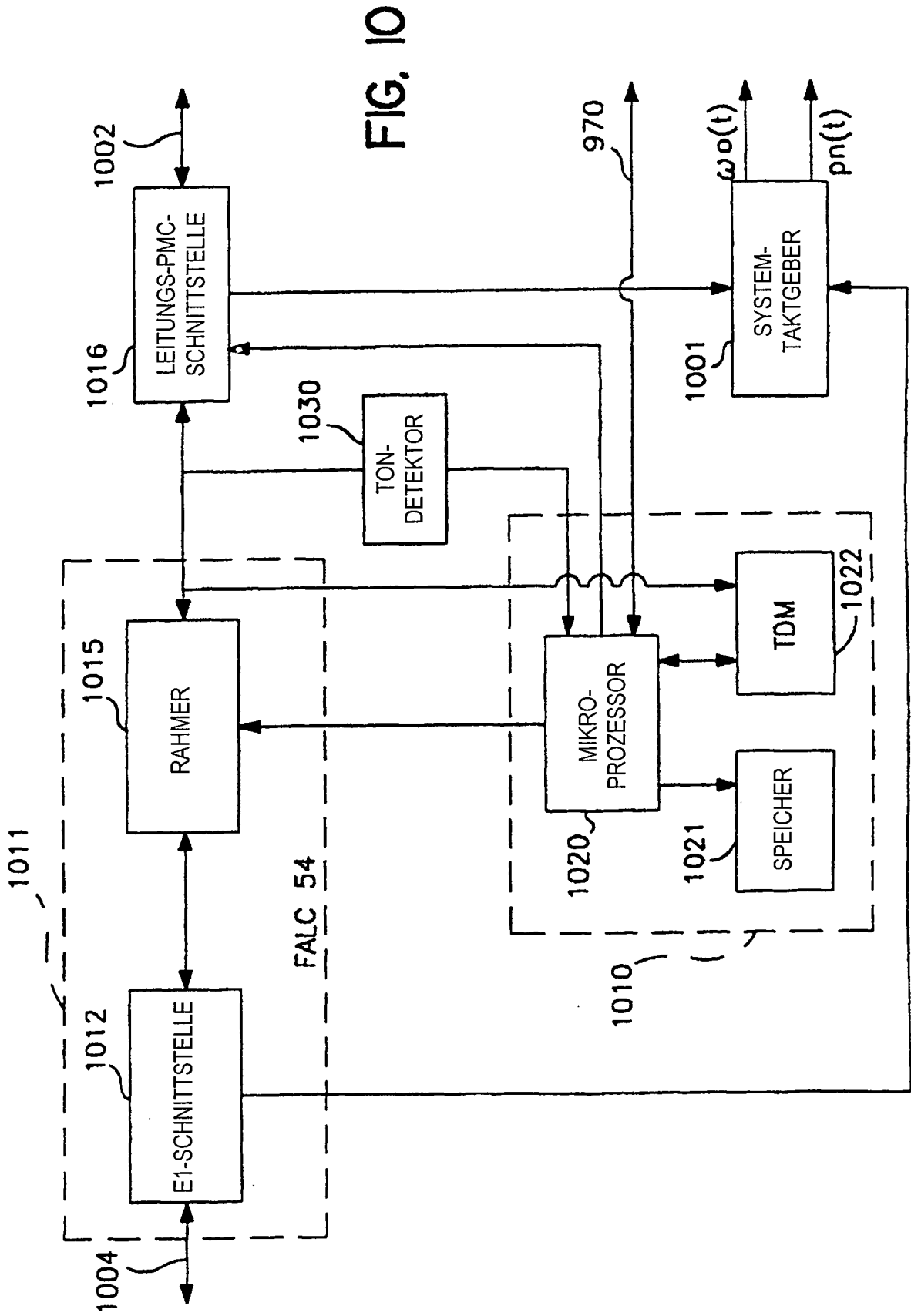


FIG. 10

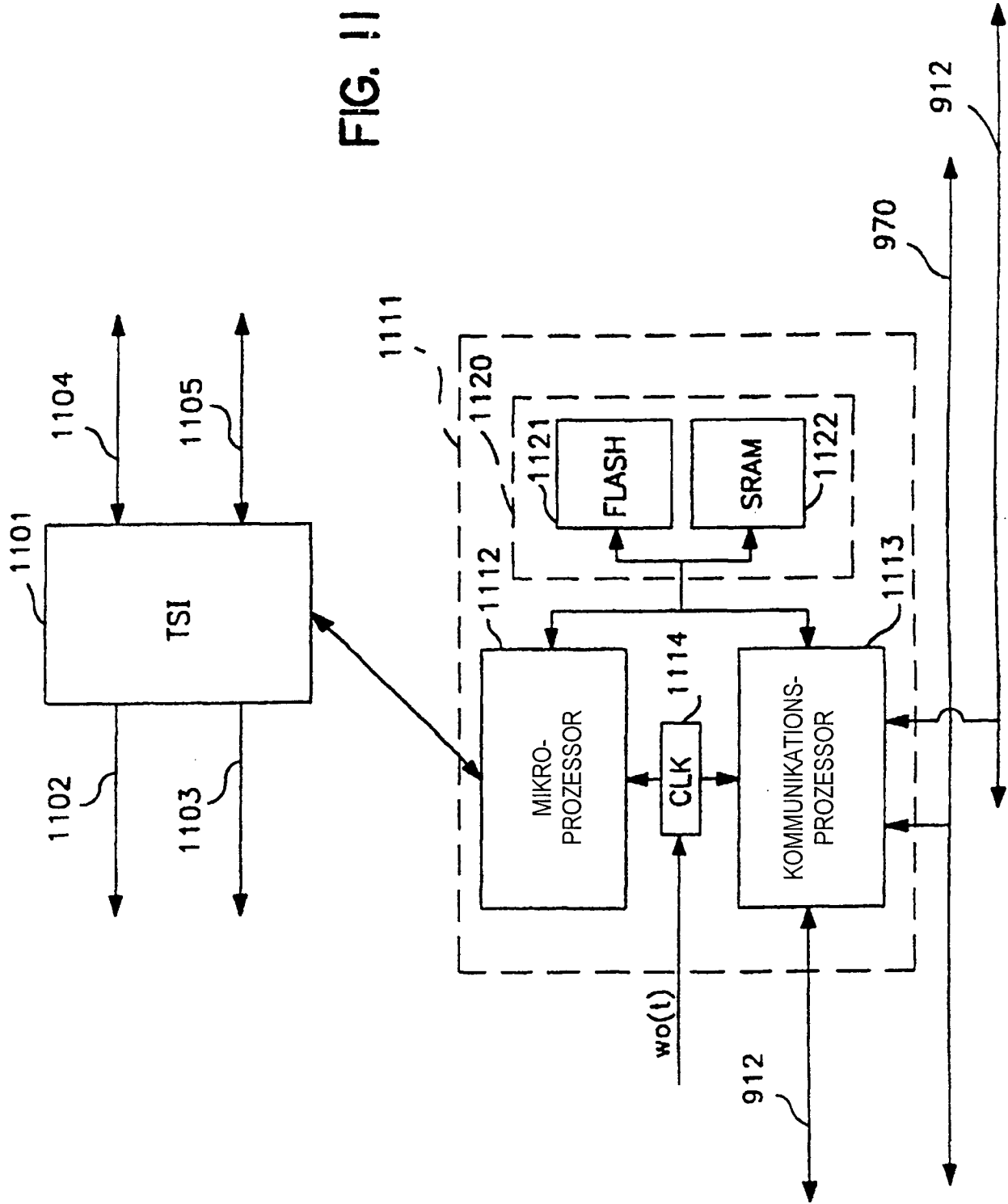


FIG. 1

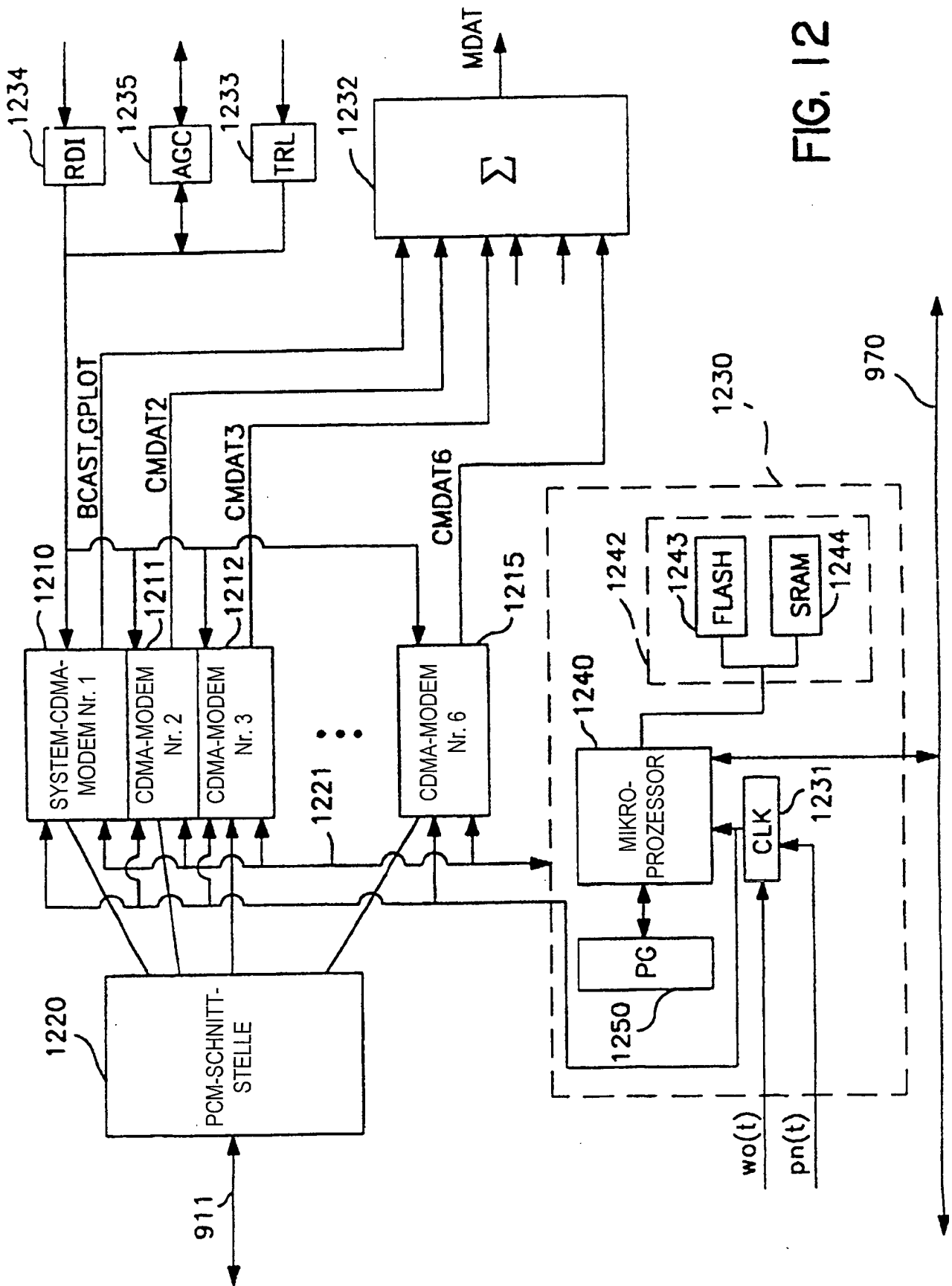


FIG. 12

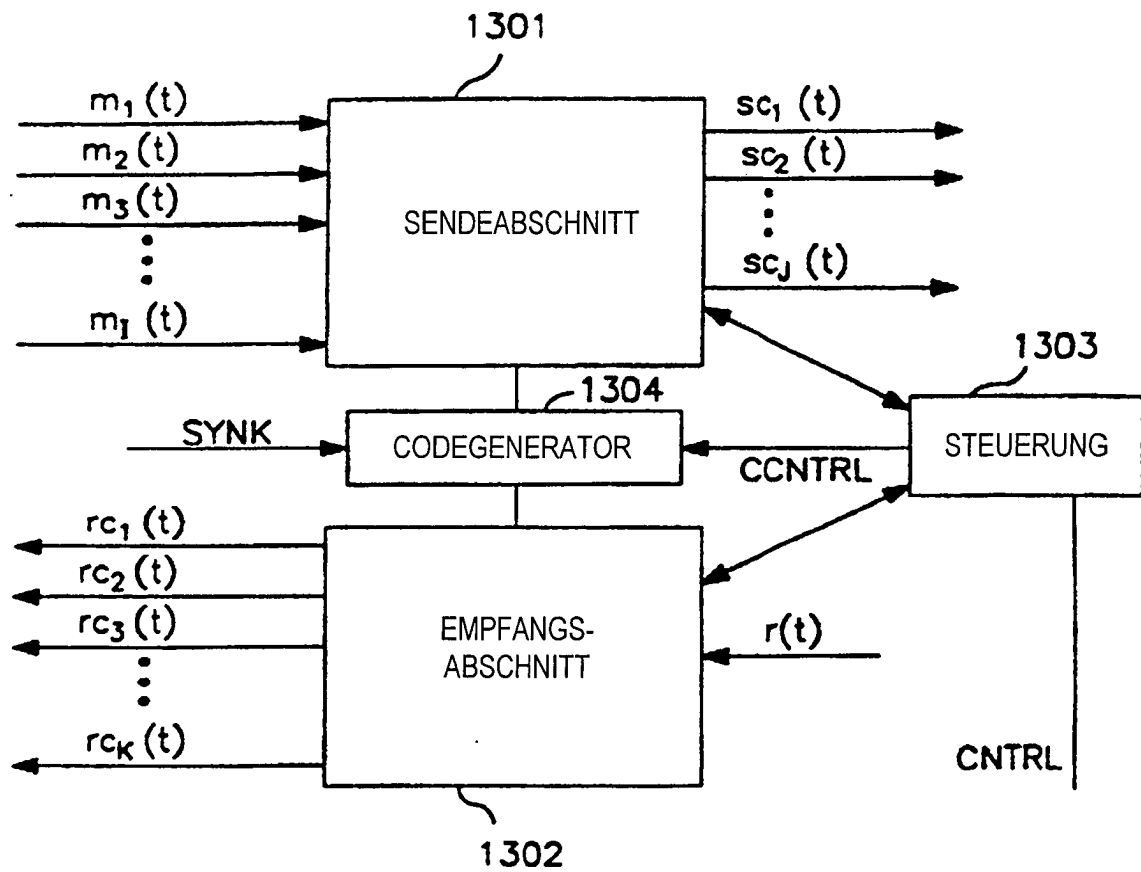


FIG. 13

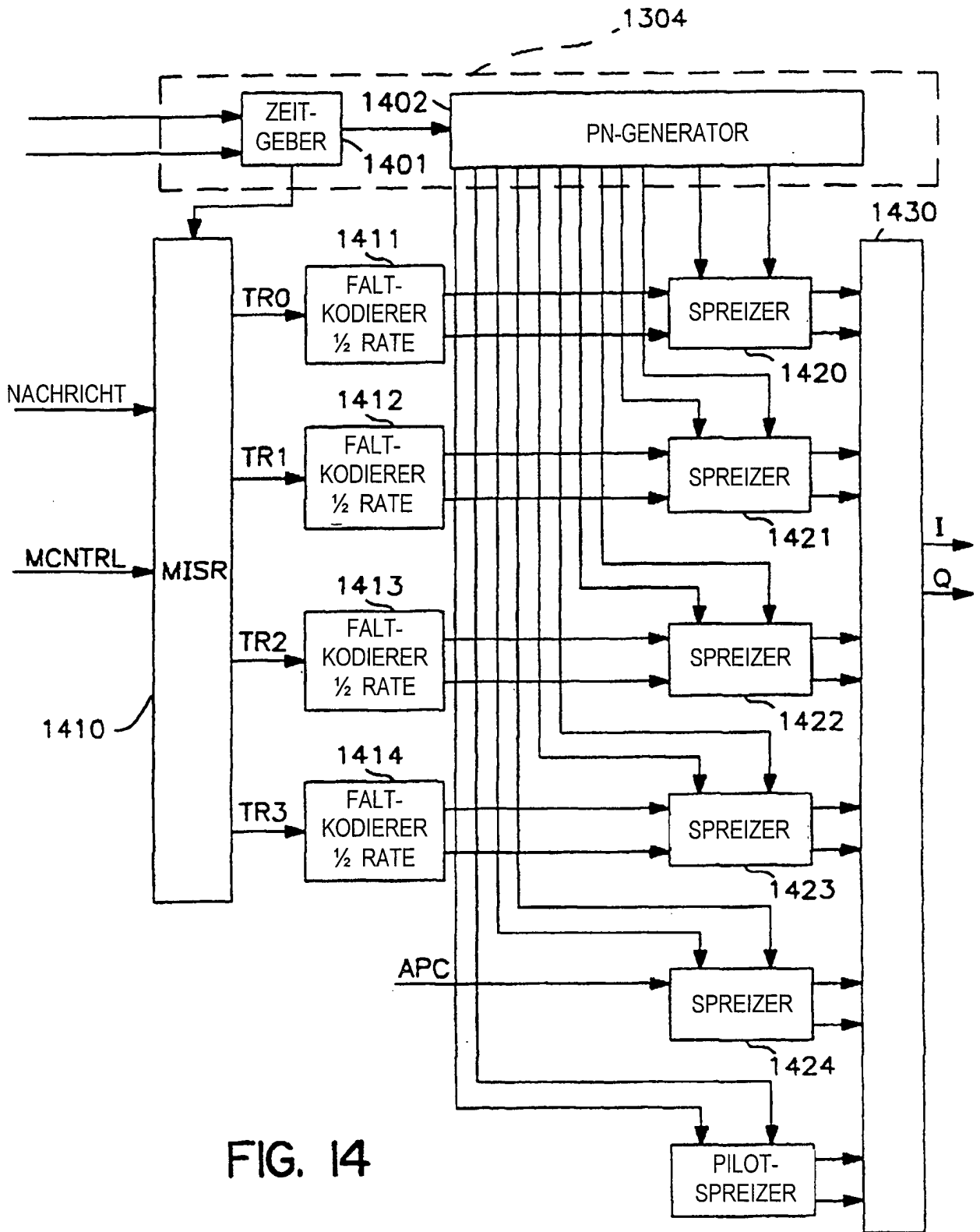
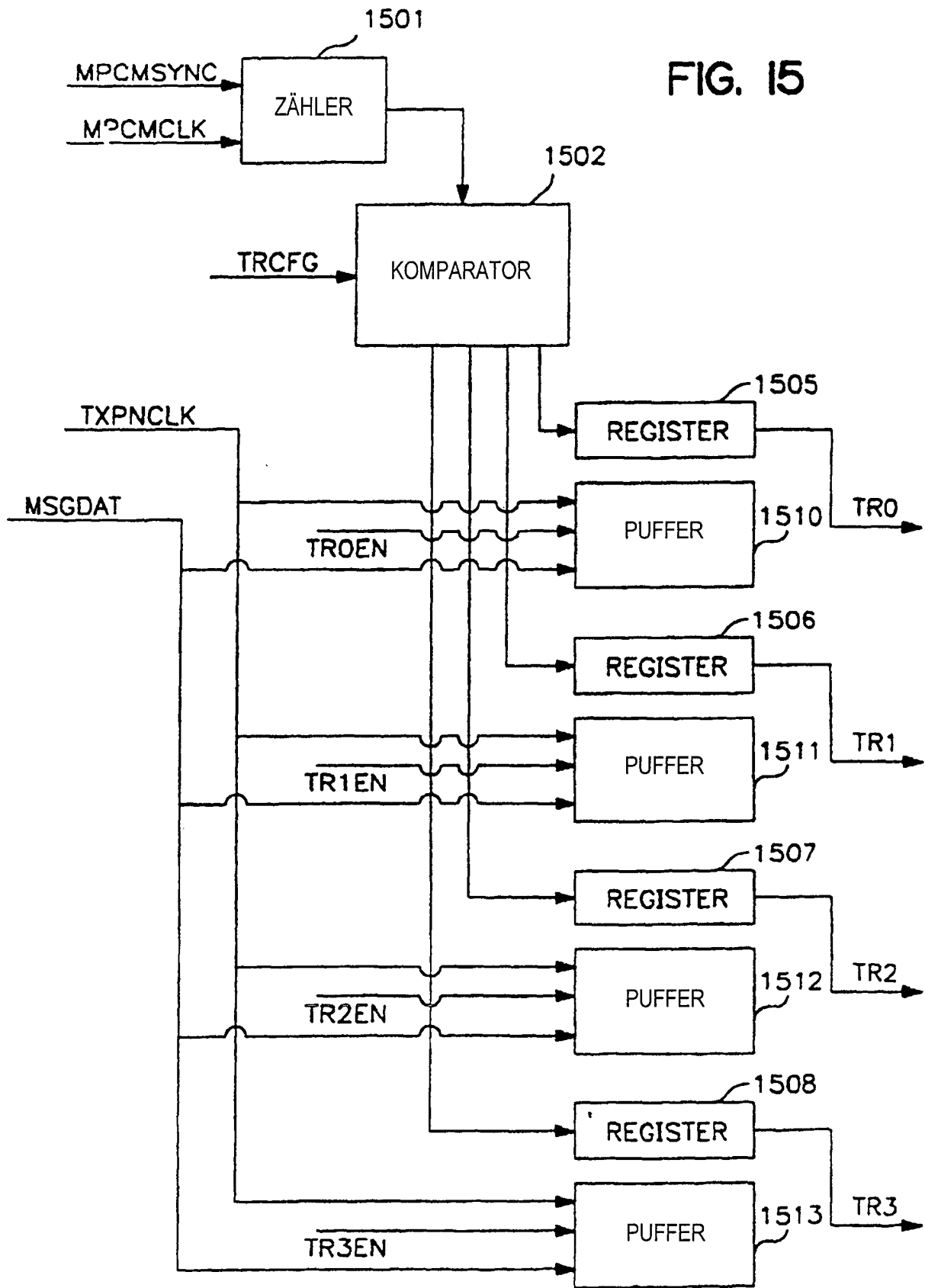


FIG. 14



FIG. 15



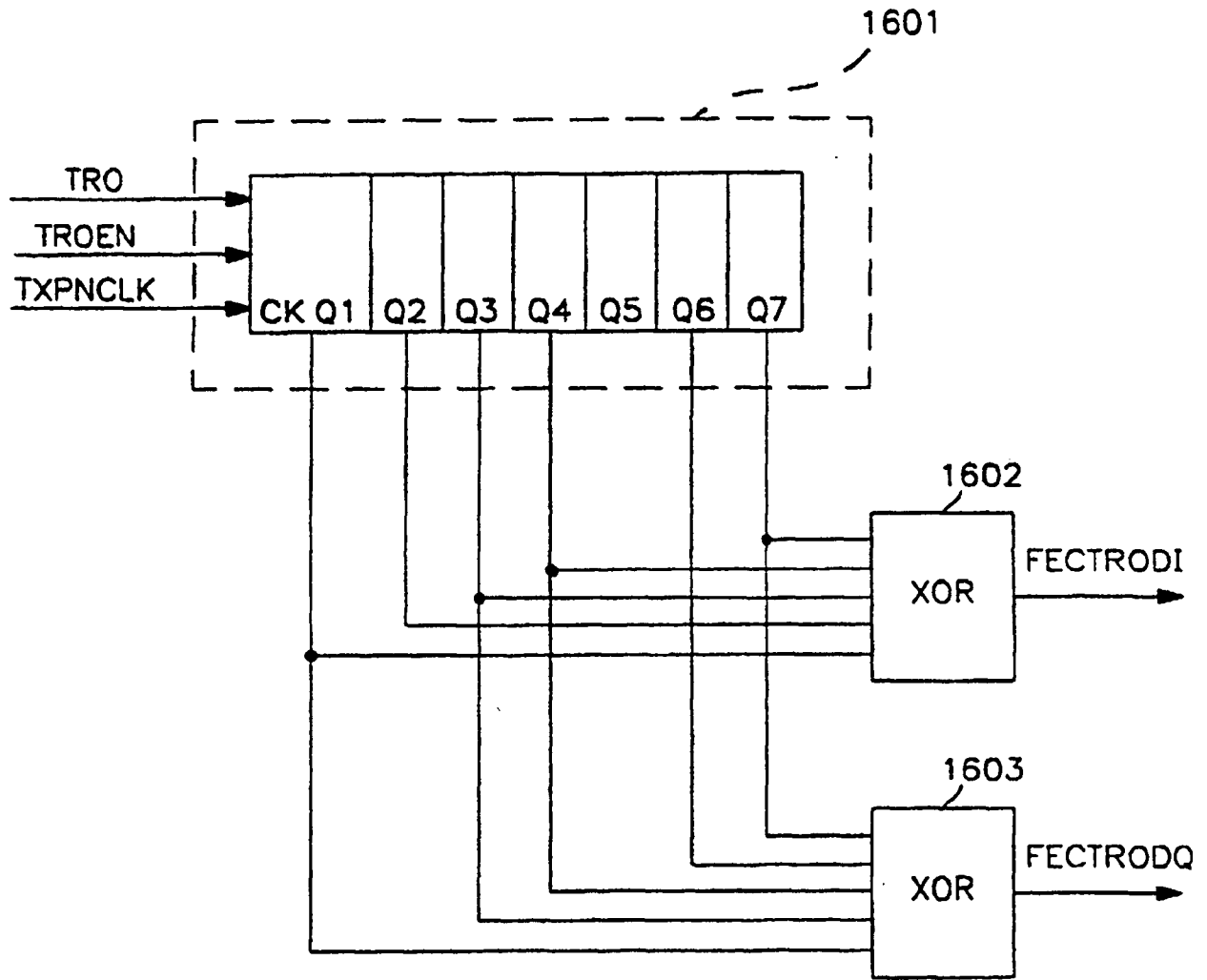


FIG. 16

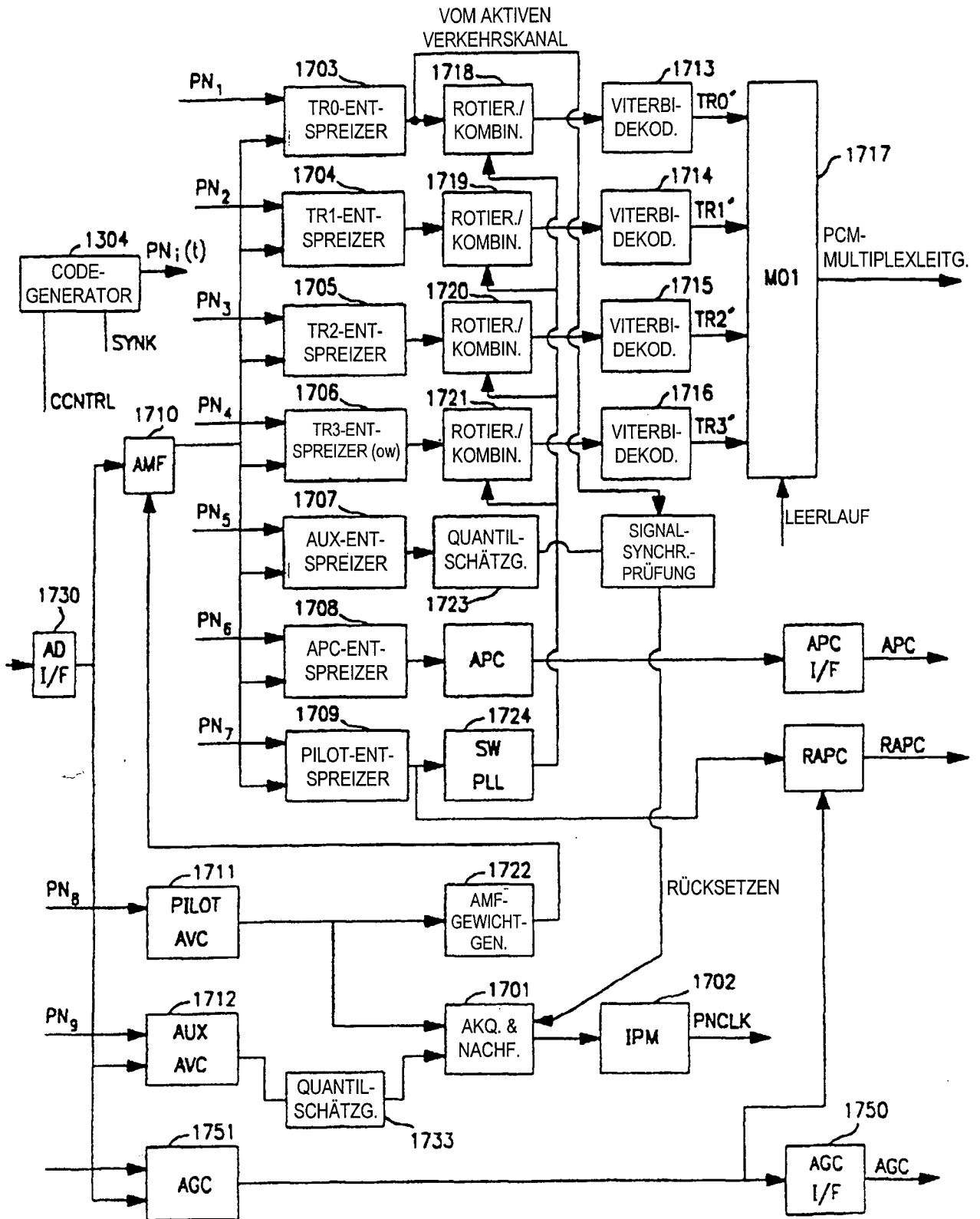


FIG. 17

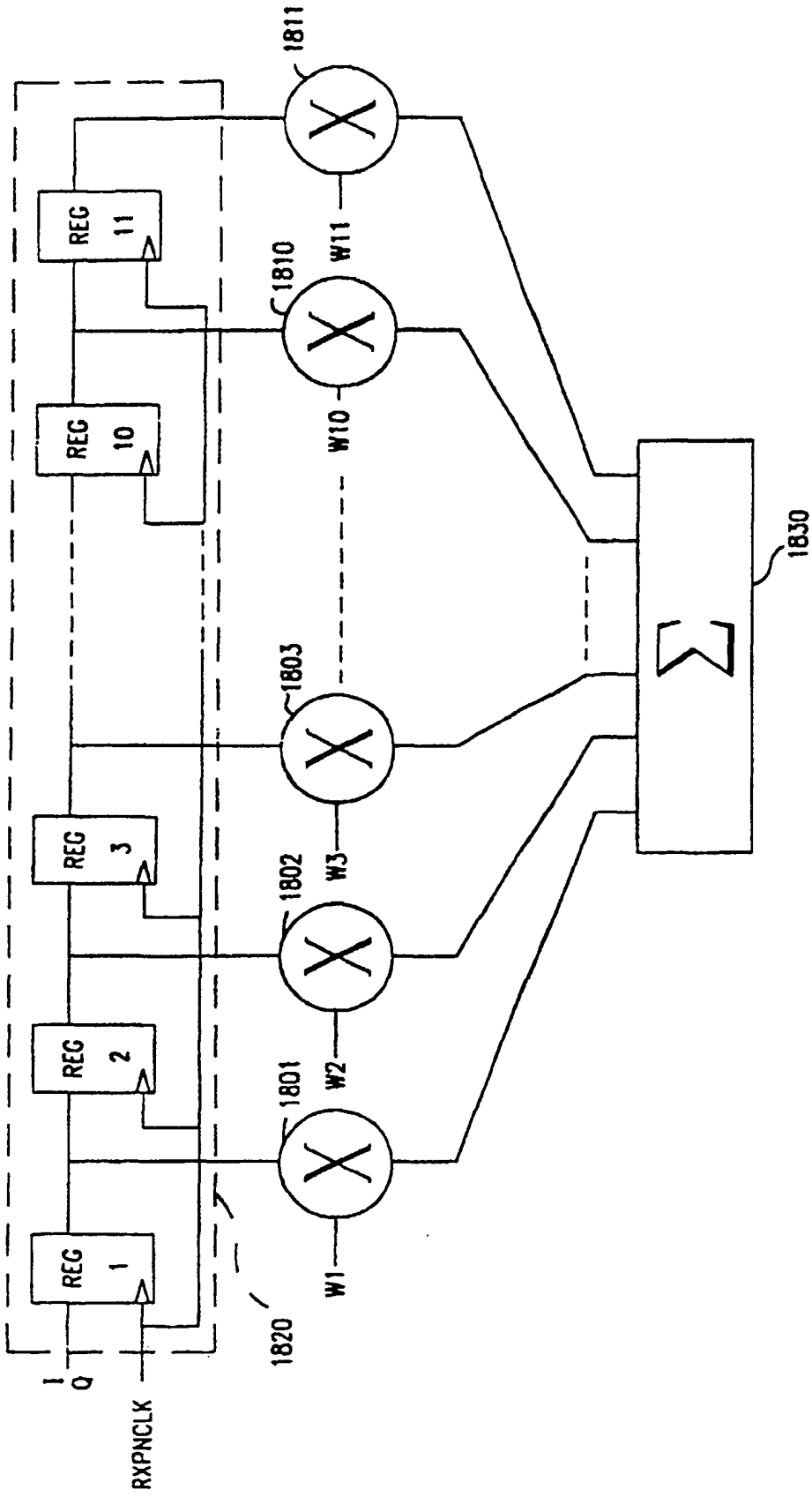


FIG. 18

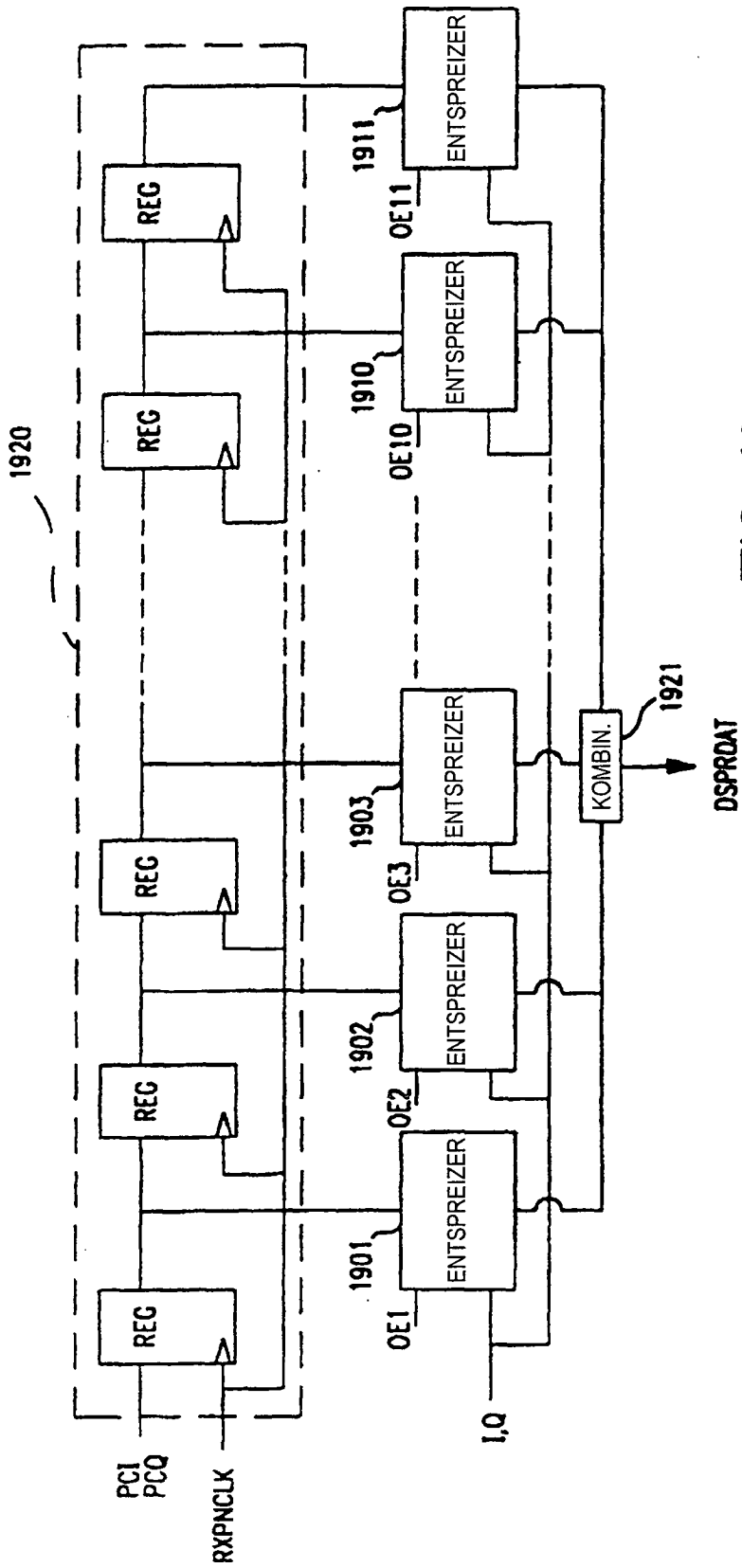


FIG. 19

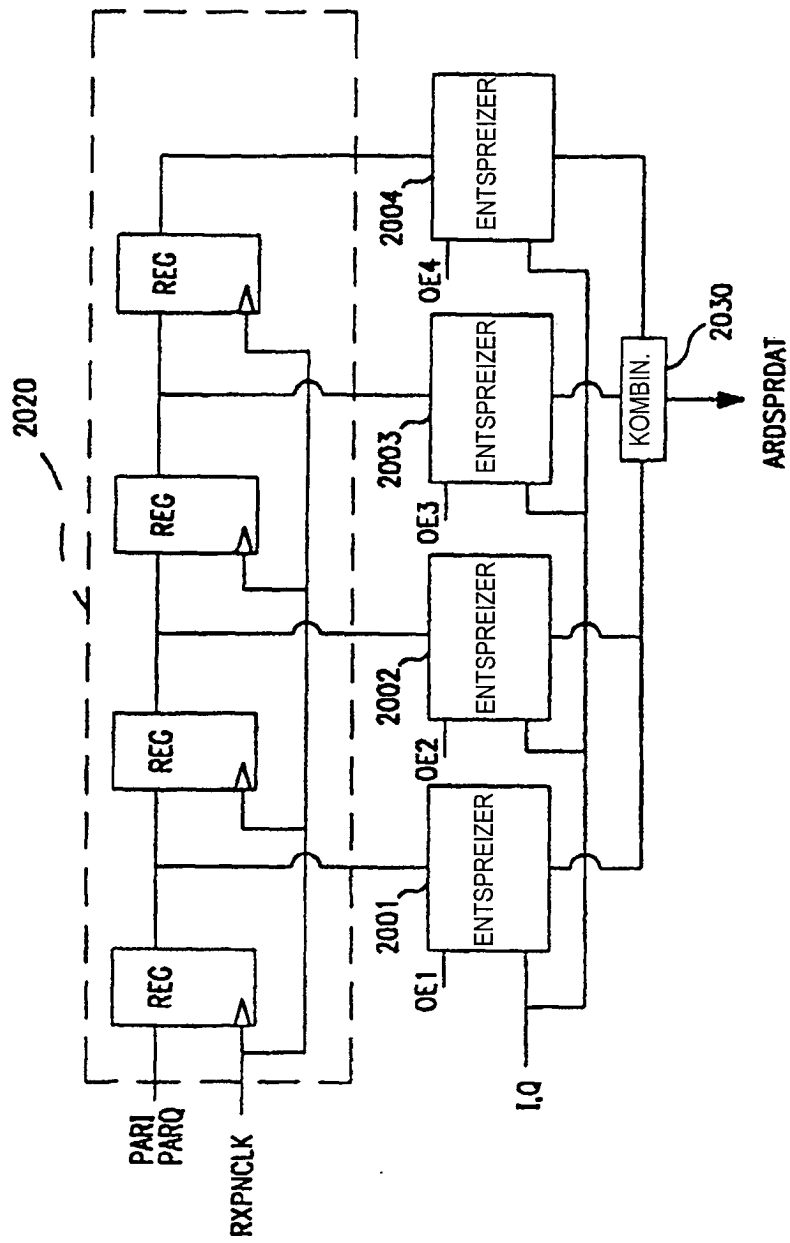
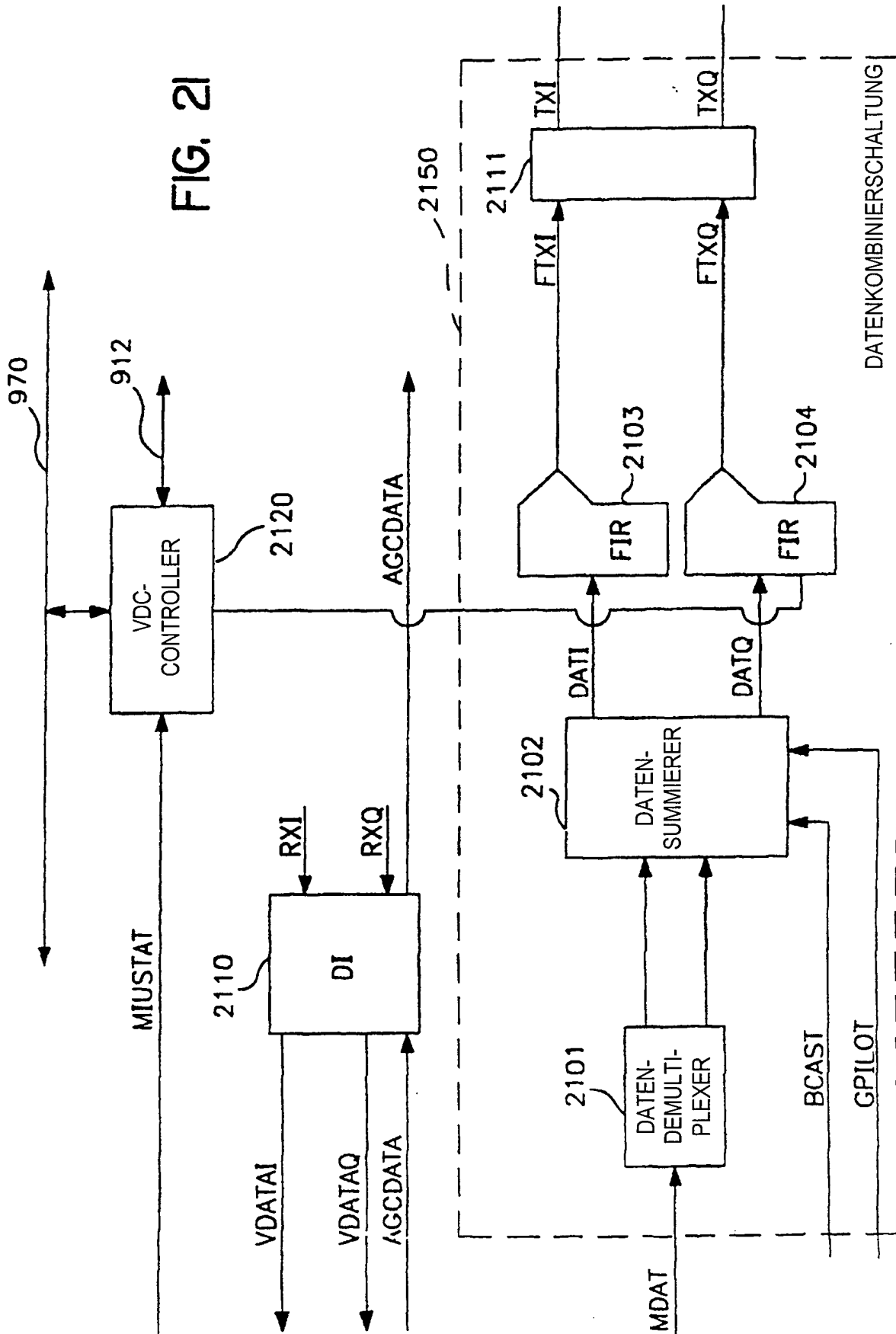


FIG. 20

FIG. 2I





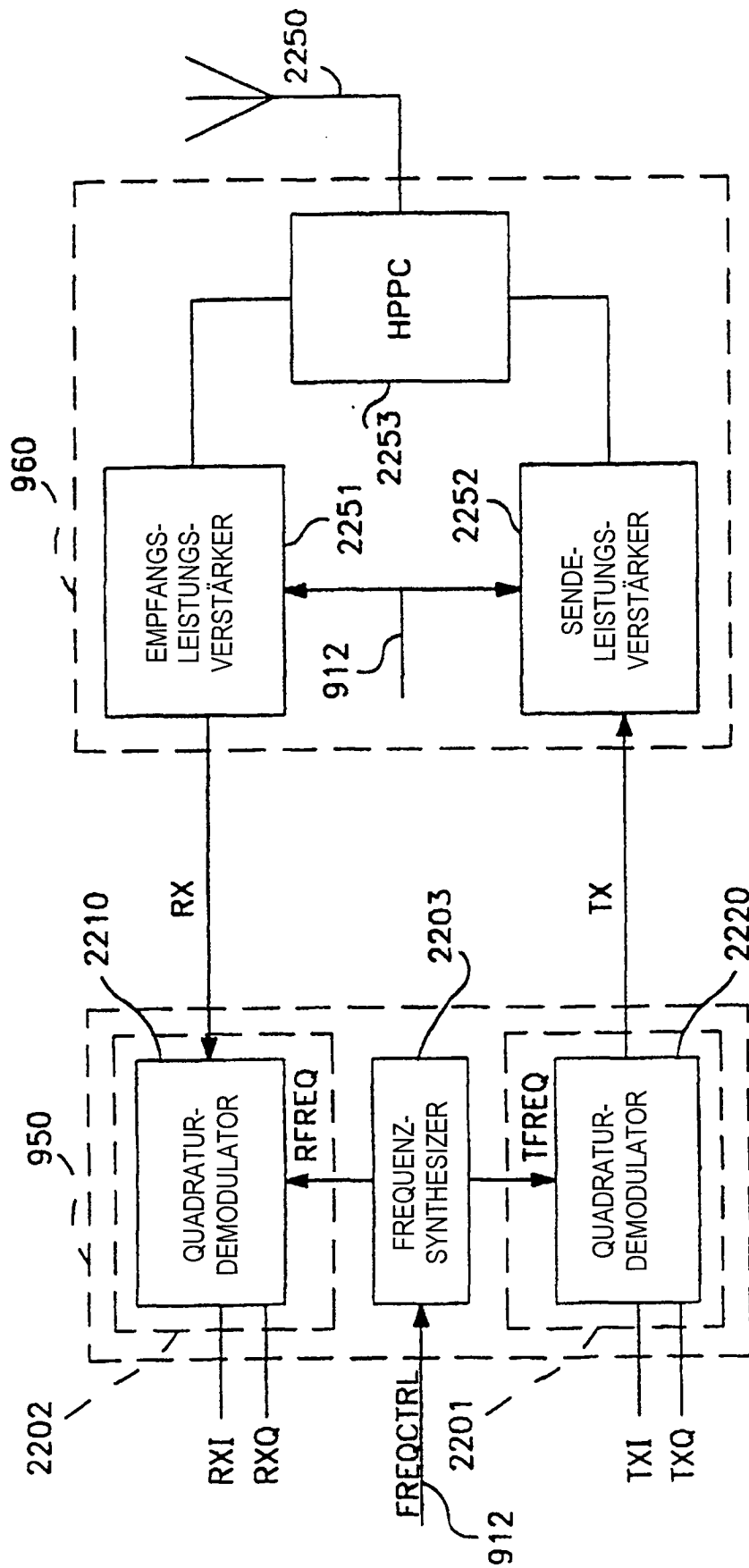


FIG. 22

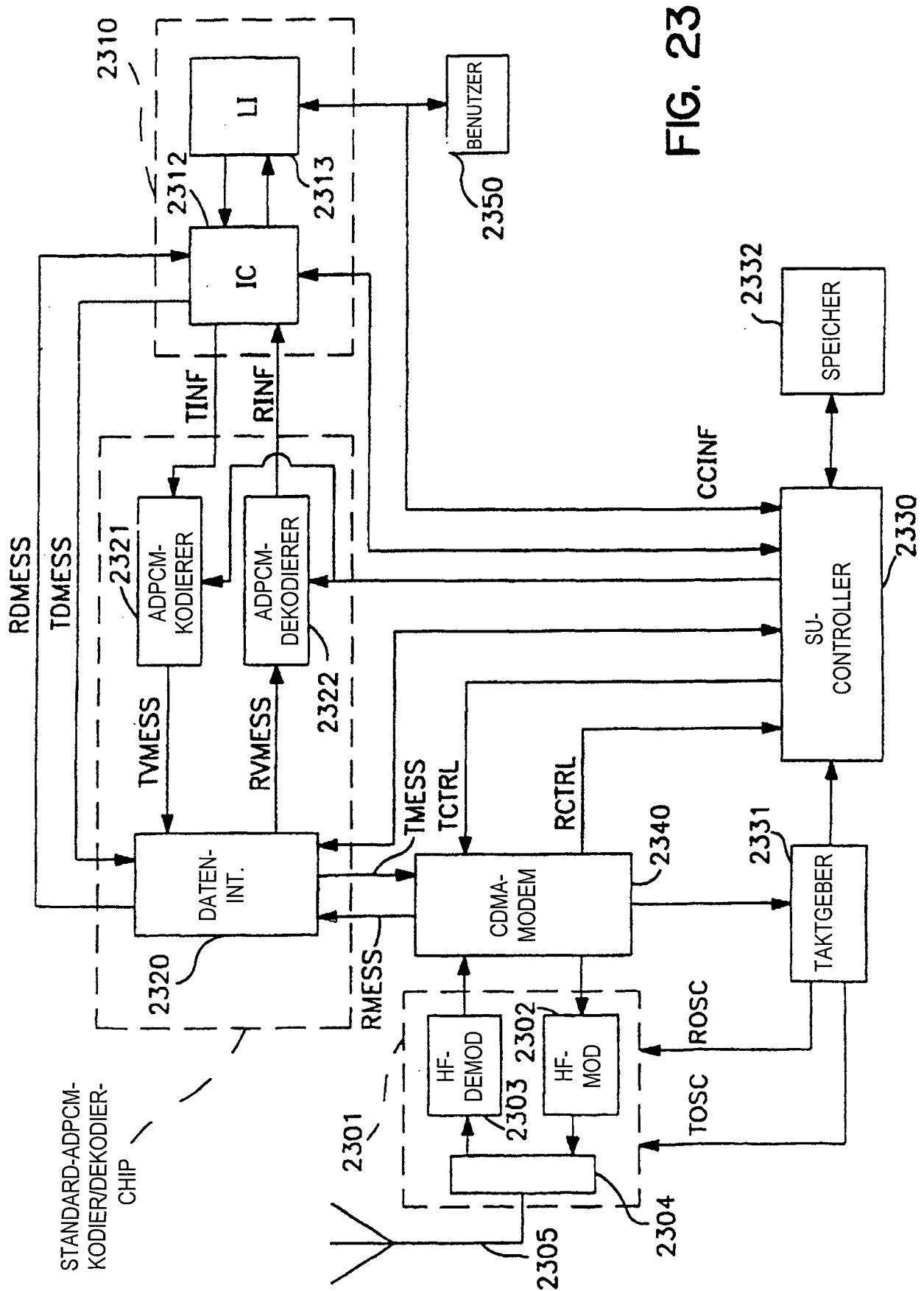


FIG. 23

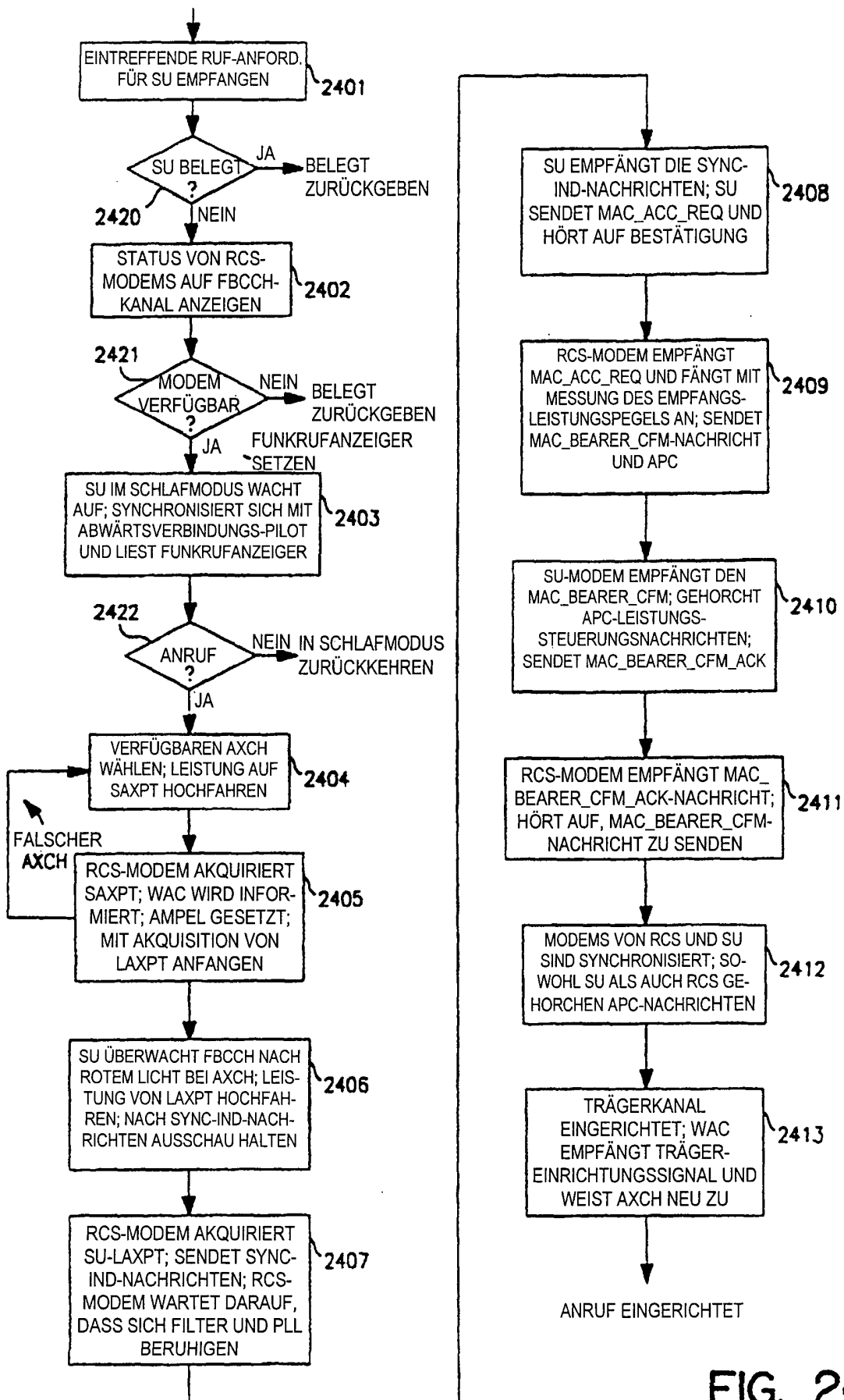


FIG. 24

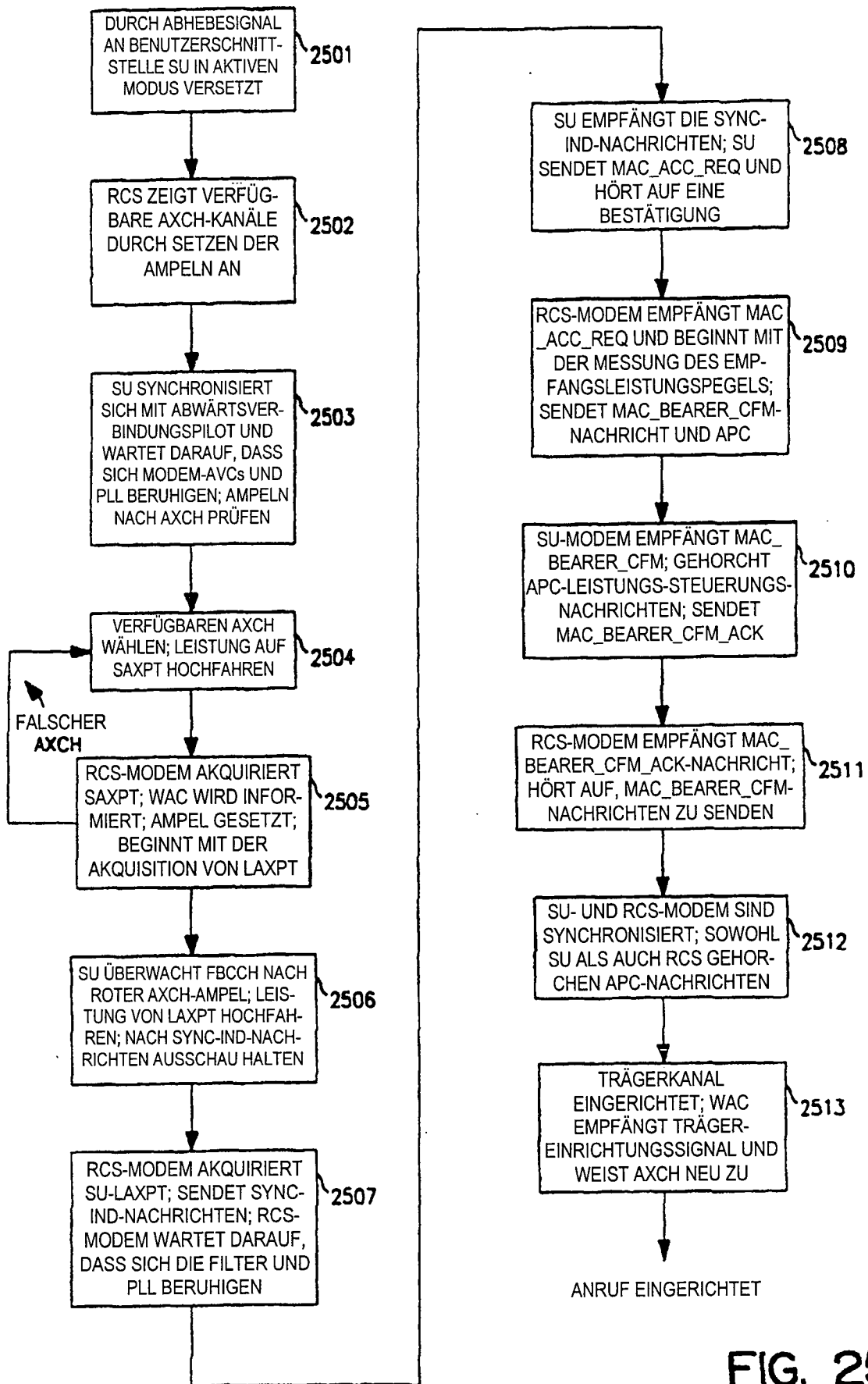


FIG. 25

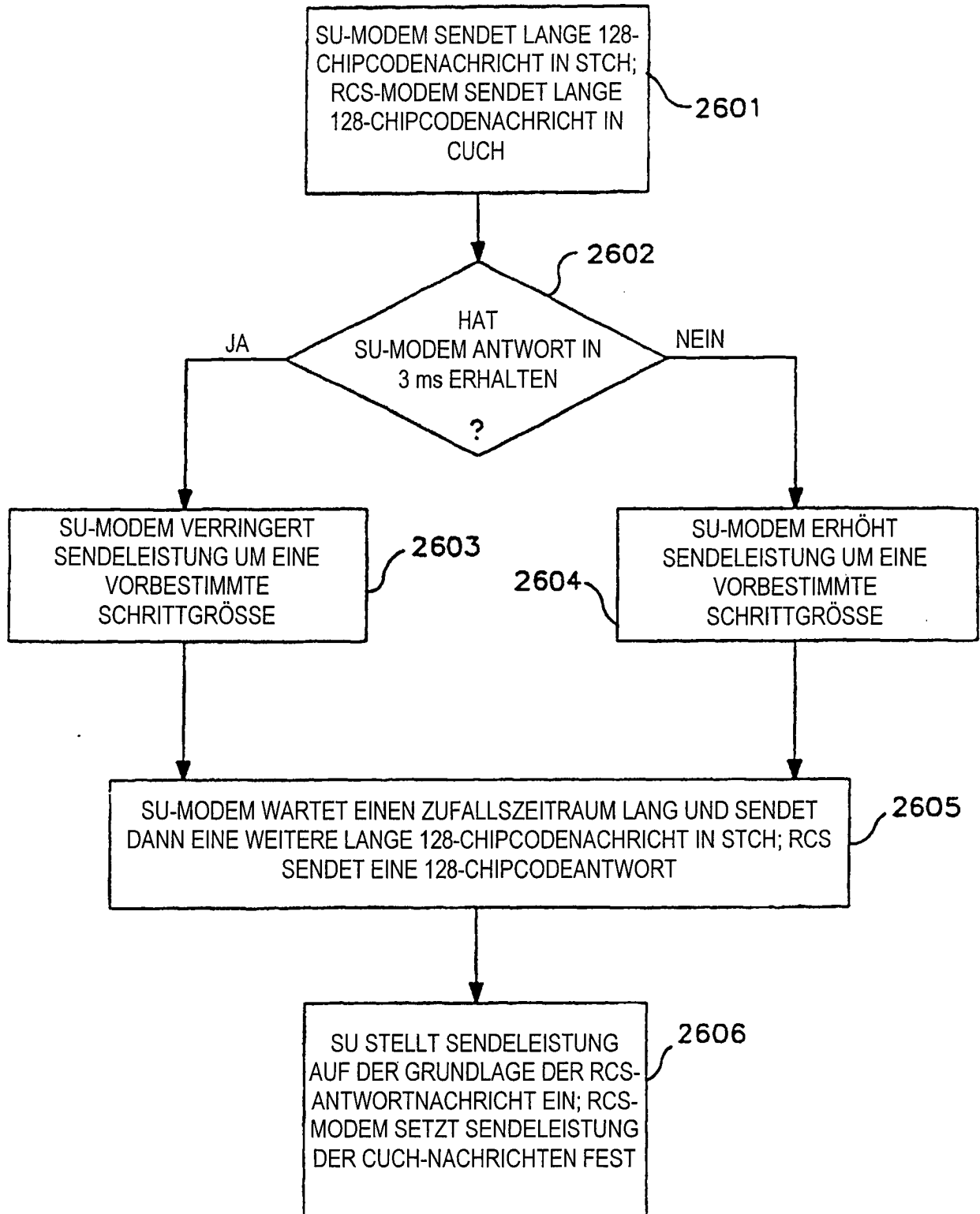


FIG. 26

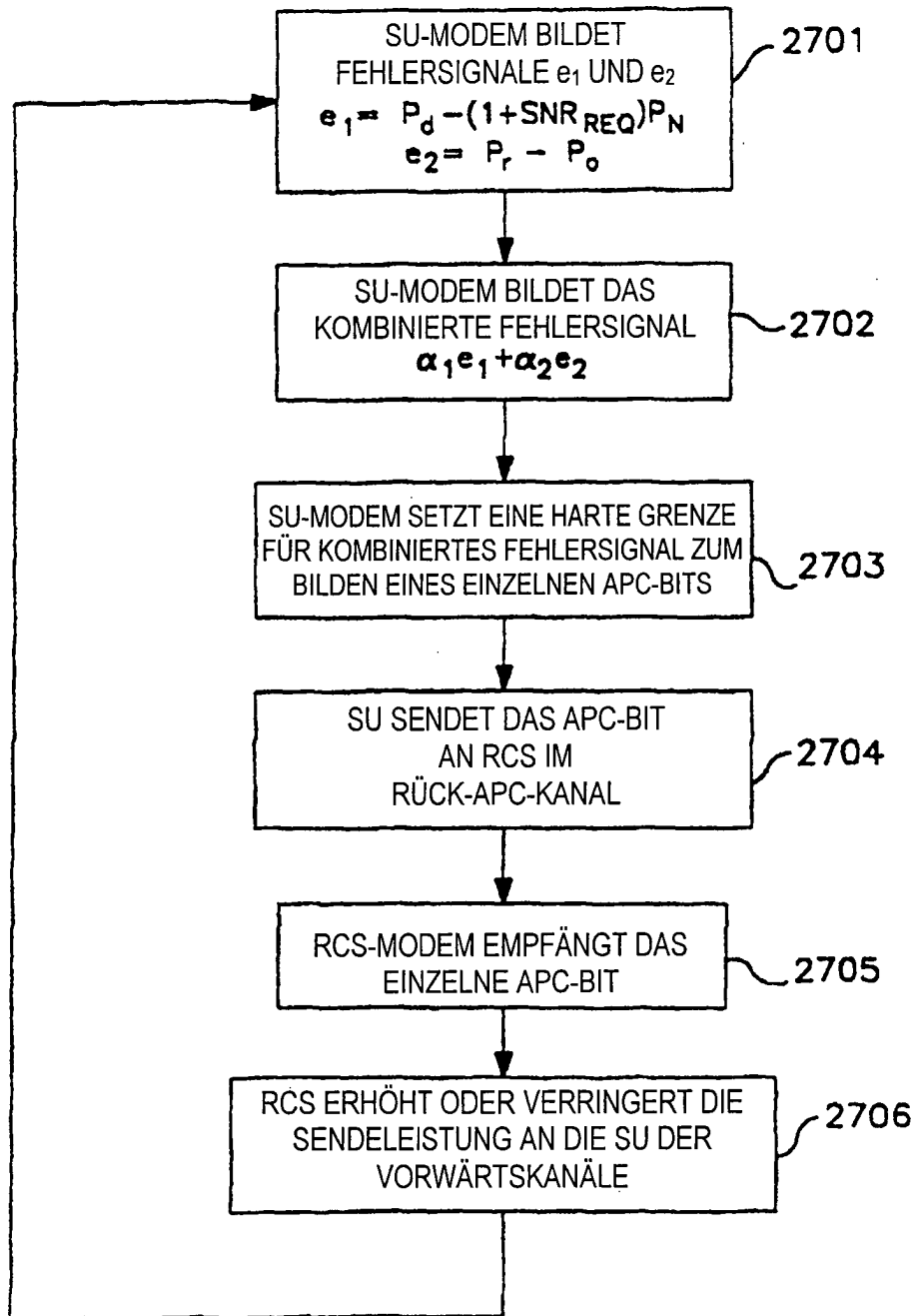


FIG. 27

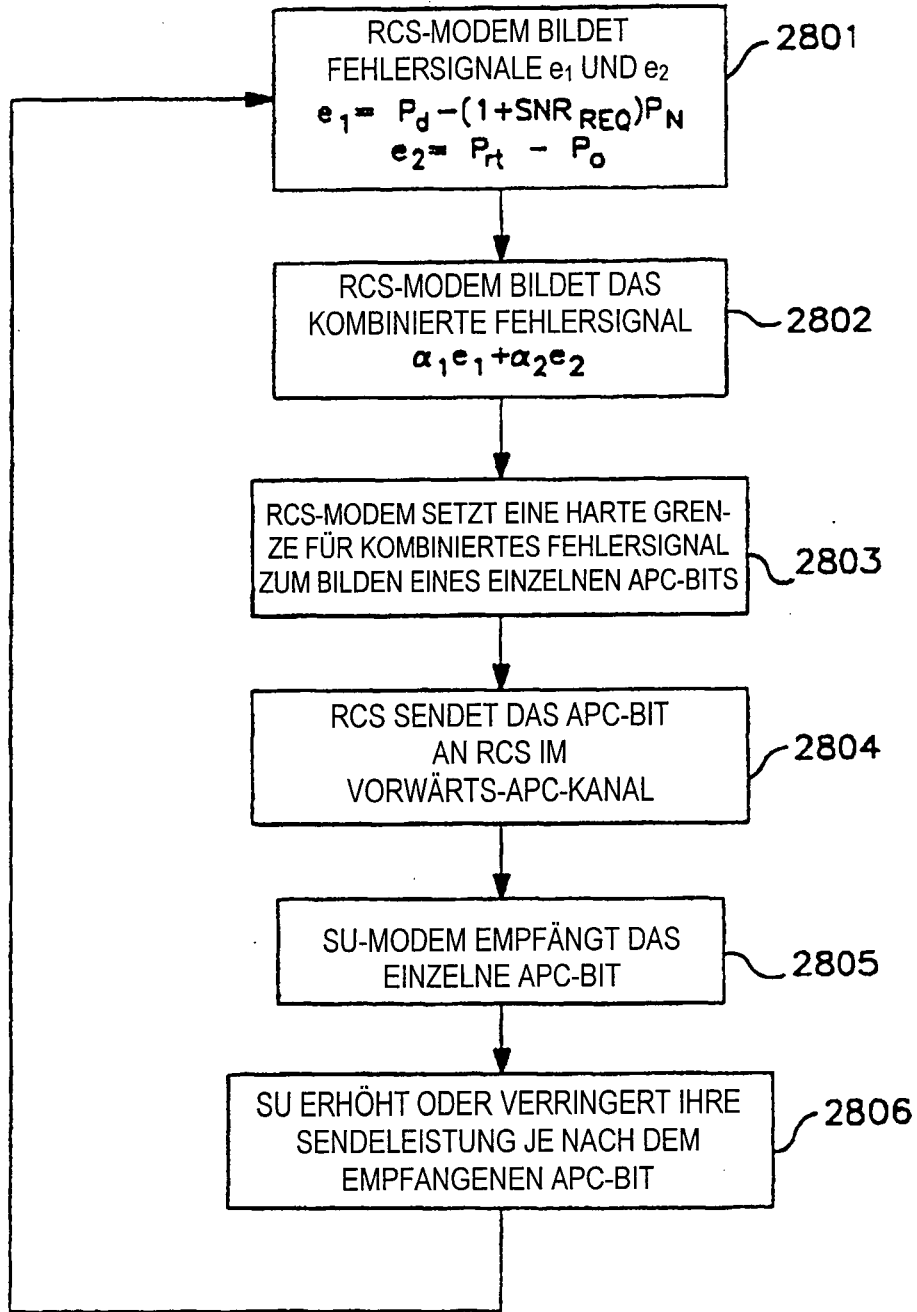


FIG. 28

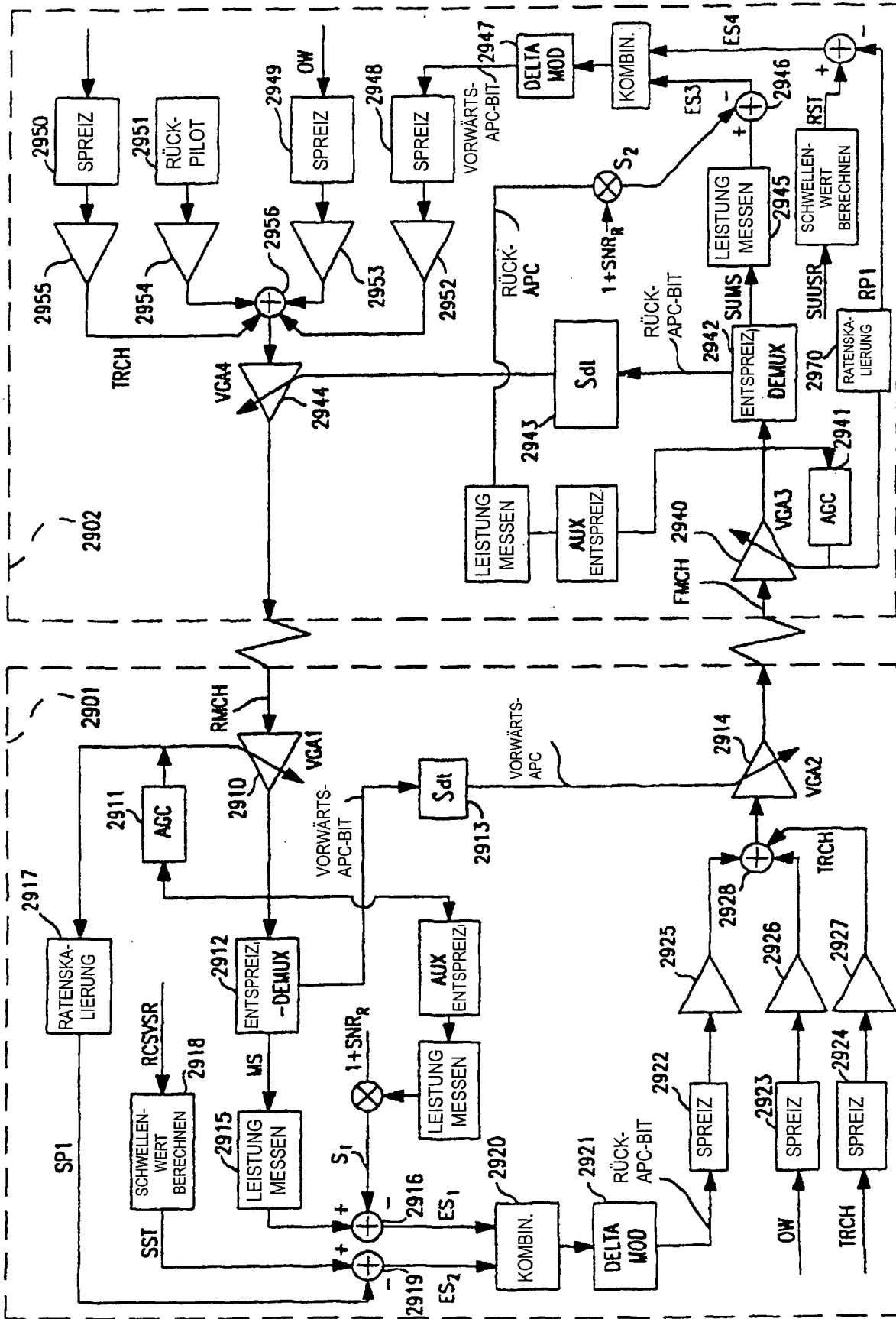


FIG. 29



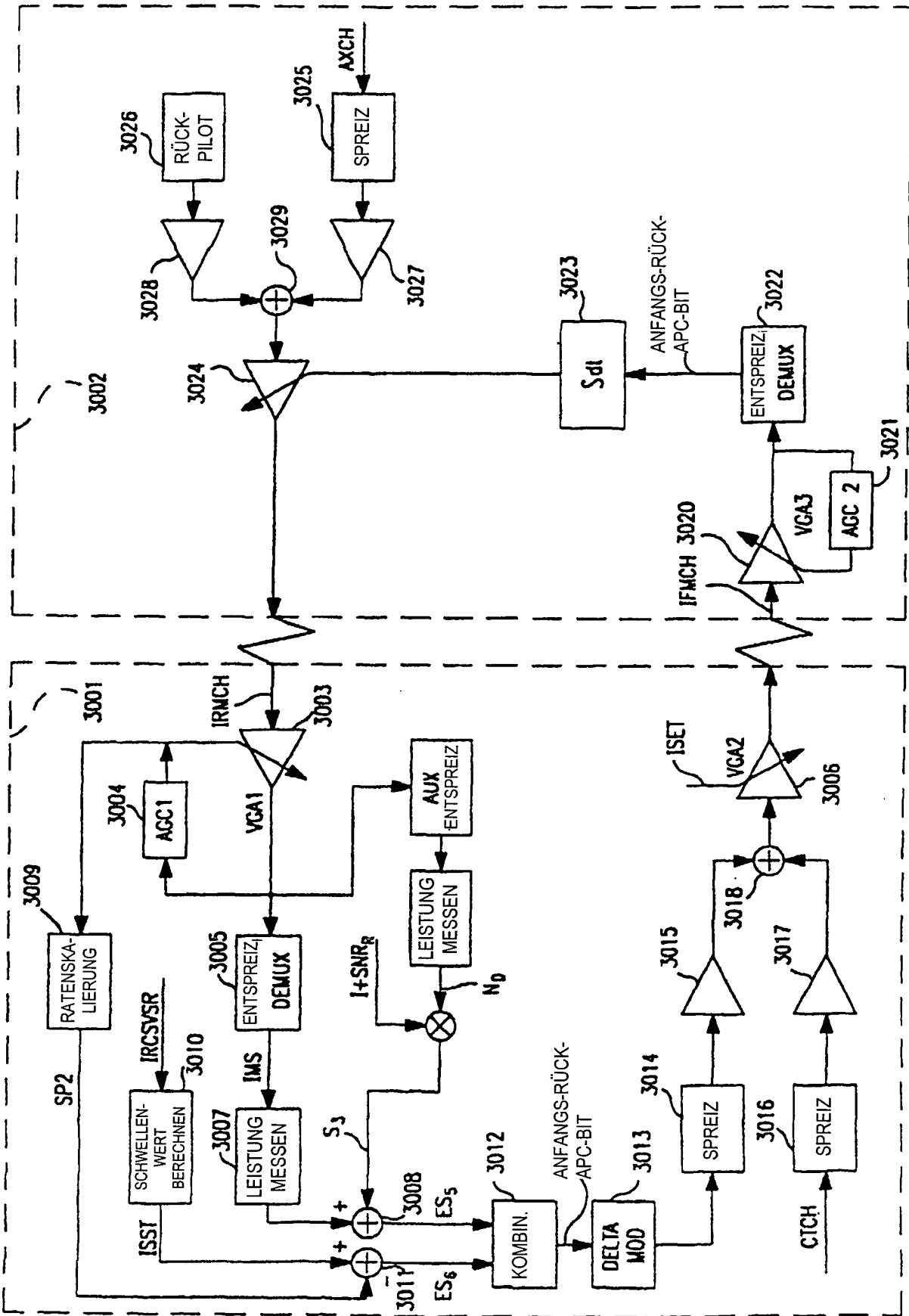


FIG. 30