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

(10) **DE 697 32 395 T2** 2005.12.22

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 825 728 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **697 32 395.1**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **97 306 467.8**
(96) Europäischer Anmeldetag: **22.08.1997**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **25.02.1998**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **02.02.2005**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **22.12.2005**

(51) Int Cl.[7]: **H04B 7/005**

(30) Unionspriorität:
22293596 23.08.1996 JP

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FI, FR, GB, IT, NL, SE

(73) Patentinhaber:
Sony Corp., Tokio/Tokyo, JP

(74) Vertreter:
Mitscherlich & Partner, Patent- und Rechtsanwälte, 80331 München

(72) Erfinder:
Suzuki, Mitsuhiro, Shinagawa-ku, Tokyo, JP

(54) Bezeichnung: **Kommunikationsverfahren und Anordnung mit Senderleistungssteuerung**

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

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

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft ein Kommunikationsverfahren und eine Kommunikationsvorrichtung, die zur Anwendung auf zum Beispiel ein Funktelefonsystem und auf eine Basisstation und auf eine Endgerätevorrichtung eines solchen Systems geeignet sind.

[0002] Bei einer mobilen Kommunikation, wie beispielsweise einem Funktelefonsystem oder dergleichen, wird ein Mehrfachzugriff eingesetzt, bei dem mehrere Mobilstationen (Endgerätevorrichtungen oder Teilnehmer) auf eine einzelne Basisstation zugreifen dürfen. In diesem Fall eines Funktelefons verwendet eine Anzahl von Mobilstationen gemeinsam eine einzige Basisstation. Deshalb wurden verschiedene Kommunikationssysteme zum Vermeiden einer Störung zwischen jeweiligen Mobilstationen vorgeschlagen. Zum Beispiel werden herkömmlicherweise ein System mit einem Frequenzvielfachzugriff (FDMA), ein System mit einem Zeitvielfachzugriff (TDMA), ein System mit einem Codevielfachzugriff (CDMA), usw. als diese Art von Kommunikationssystemen vorgeschlagen.

[0003] Von diesen Systemen ist das CDMA-System ein Mehrfachzugriffsystem, bei dem jeder der Mobilstationen ein spezieller Code zugewiesen wird, eine modulierte Schwingung einer identischen Trägerwelle (Träger) im Spektrum mit dem Code gestreut und dann an die identische Basisstation gesendet wird, und eine Basisstation sie mit einem Codesynchronismus basierend auf jedem Code empfängt, um eine gewünschte Mobilstation zu identifizieren.

[0004] Insbesondere belegt die Basisstation das gesamte Frequenzband dank des Spektrums und sendet gleichzeitig Signale an mehrere Mobilstationen unter Verwendung eines identischen Frequenzbandes. Jede der Mobilstationen entfaltet ein von der Basisstation gesendetes Signal einer festen Streubandbreite invers, um ein entsprechendes Signal zu extrahieren. Ferner unterscheidet die Basisstation jede der Mobilstationen durch unterschiedliche Streucodes voneinander.

[0005] In dem CDMA-System kann eine Kommunikation bei jedem direkten Anruf erzielt werden, sofern ein Code geteilt wird. Ferner ist das System ausgezeichnet in der Geheimhaltung einer Telefonkonversation. Deshalb ist das System für eine Funkübertragung mittels Mobilstationen wie beispielsweise einer tragbaren Telefonvorrichtung und dergleichen geeignet.

[0006] In dem CDMA-System ist es schwierig, eine genaue Kommunikationsbeziehung zwischen Mobilstationen einzurichten. Deshalb kann jede Kommunikation zwischen jeweiligen Mobilstationen nicht vollständig separat behandelt werden, und daher kann bei einer Kommunikation mit einer Mobilstation eine weitere Mobilstation zu einer Störquelle werden. Ferner werden in diesem System Daten in einem speziellen Frequenzband gestreut. Deshalb ist es notwendig, im Voraus ein Band zu definieren, über das die Daten gestreut werden (d. h. eine Bandbreite für die Übertragung). Deshalb ist es schwierig, die Übertragungsbandbreite zu verändern.

[0007] Die obige Sache wird nun konkreter beschrieben. Fig. 1A und Fig. 1B zeigen ein Modell, in dem ein Übertragungssignal eines speziellen Nutzers durch eine inverse Entfaltung aus Übertragungssignalen von zum Beispiel acht Mobilstationen (Nutzern), die im Spektrum mit vorbestimmten Codes gestreut und gemultiplext sind, extrahiert wird. Falls, wie in Fig. 1A dargestellt, ein Signal eines Nutzers U0 durch die inverse Entfaltung aus Signalen von acht Nutzern U0 bis U7, die mit Codes gemultiplext sind, extrahiert werden soll, dann kann, wie in Fig. 1B dargestellt, das Signal des Nutzers U0 tatsächlich extrahiert werden. Jedoch werden die Signale der anderen Nutzer U1 bis U7, die von der gleichen Basisstation behandelt werden, zu einer Störquelle, die als Rauschen dient. Diese Tatsache resultiert in einer Verschlechterung einer Signal/Rausch-Charakteristik. Aus diesem Grund kommt bei einer Funkübertragung mit dem CDMA-System die elektrische Welle aufgrund der durch die Störung verursachten Verschlechterung nicht gut an, welche Tatsache einen Servicebereich einengt. Ferner kann eine Störung durch andere Nutzer nur durch ein Maß einer inversen Entfaltungsverstärkung unterdrückt werden, die man in einem Prozess der inversen Spektrumsentfaltung erhält. Deshalb ist eine Anzahl Nutzer (Mobilstationen) für den Zugriff begrenzt und eine Kanalkapazität wird klein.

[0008] In dem Kommunikationssystem, in dem der Mehrfachzugriff dieser Art ausgeführt wird, ist es beim Unterdrücken der Störung eines anderen Nutzers wichtig, Sendeleistungen jeweiliger Übertragungssignale, die gleichzeitig in einem bestimmten Bereich existieren, einzustellen. Jedoch wird in dem Kommunikationssystem, das den Mehrfachzugriff ausführt, wie beispielsweise dem herkömmlichen CDMA-System oder dergleichen, die Verarbeitung zum Steuern der Sendeleistung nicht immer zufriedenstellend ausgeführt.

[0009] Um eine Sendeleistung von einer bestimmten Endgerätevorrichtung in einem bestimmten Bereich einzustellen, empfängt die Basisstation insbesondere ein von der Endgerätevorrichtung gesendetes Signal, um einen Übertragungszustand des Signals zu erfassen, und sendet Steuerdaten für die Sendeleistung basierend auf dem Erfassungsergebnis an die Endgerätevorrichtung. Die Endgerätevorrichtung bestimmt die gesendeten Steuerdaten, um

die Verarbeitung zum Einstellen der Sendeleistung in den Zustand, den die Steuerdaten angeben, auszuführen.

[0010] Fig. 2 zeigt eine Anordnung für die Steuerung, die benutzt wird, wenn eine Leistung eines Aufwärtskanals von der Endgerätevorrichtung zur Basisstation eingestellt wird. In einer Basisstation **910** demoduliert eine Demodulationsschaltung **911** ein von einer Endgerätevorrichtung **920** gesendetes Signal, und eine Leistungssteuerinformationserzeugungseinheit **912** erzeugt eine Leistungssteuerinformation basierend auf dem Demodulationsergebnis (z. B. einen Schätzwert eines Empfangssymbolfehlers). Eine Multiplexschaltung **913** multiplext die Leistungssteuerinformation zusammen mit einem Sendesymbol von der Basisstation entsprechend einem vorbestimmten Verfahren. Eine Modulationsschaltung **914** moduliert das gemultiplexte Signal. Ein Sendeverstärker **915** unterwirft das modulierte Signal einer Sendeverarbeitung und sendet das Signal drahtlos an die Endgerätevorrichtung **920**.

[0011] In der Endgerätevorrichtung **920** demoduliert eine Demulationsschaltung **921** ein empfangenes Signal eines Kanals von der Basisstation. Eine Trennschaltung **922** trennt die in dem Demodulationssignal enthaltene Leistungssteuerinformation von dem Empfangssymbol und führt dann die getrennte Leistungssteuerinformation einer Sendeleistungssteuereinheit **923** zu. Die Sendeleistungssteuereinheit **923** steuert eine Verstärkung eines Sendeverstärkers **924** auf einen Wert entsprechend einer gewünschten Leistung.

[0012] Da die Steuerschleife wie oben beschrieben angeordnet ist, wird es möglich, den Sendeausgang basierend auf einem praktischen Übertragungszustand zufriedenstellend zu steuern. Es ist möglich, einen Unterschied zwischen den Sendeleistungen in jeweiligen Pfaden zu beseitigen.

[0013] Da bei der herkömmlichen Verarbeitung eine tatsächliche Schaltungsgüte von einer erfassten Schaltungsgüte verschieden ist, selbst wenn die Sendeleistung auf einen bestimmten Bereich gesteuert wird, um die Schaltungsgüten auszurichten, ist es dann schwierig, die Schaltungsgüte so zu steuern, dass sie genau in einem bestimmten Bereich eingestellt ist.

[0014] Falls zum Beispiel ein Schätzwert eines Empfangssymbolfehlers aus dem Demodulationsergebnis bei der in Fig. 2 dargestellten Verarbeitung berechnet wird, um eine Schaltungsgüte basierend auf dem Schätzwert des Empfangssymbolfehlers abzuschätzen, dann erhält man das in Fig. 3 gezeigte Ergebnis. Insbesondere erhält man einen Schätzwert Qa der Schaltungsgüte, der sich entsprechend der tatsächlichen Schaltungsgüte Qo, die durch eine durchgezogene Linie in Fig. 3 dargestellt ist, verändert. Da es jedoch eine gewisse Verzögerung zwischen der tatsächlichen Schaltungsgüte Qo und dem erfassten Schaltungsgüte-Schätzwert Qa gibt, wird deshalb ein Ansprechverhalten der in Fig. 2 dargestellten Steuerschleife schlechter.

[0015] Bei einer Verarbeitung zum Abschätzen einer Schaltungsgüte basierend auf einem anderen Verfahren kann die Schaltungsgüte aus einer Empfangsleistung abgeschätzt werden. Zum Beispiel wird, wie in Fig. 4 dargestellt, ein Empfangssignal, das nicht durch die Demodulationsschaltung **911** demoduliert wird, einer Empfangsleistungsmessschaltung **916** zugeführt. Ein durch die Empfangsleistungsmessschaltung **916** gemessener Empfangsleistungswert wird einem Vergleicher **917** zugeführt. Der Vergleicher **917** vergleicht den Wert mit einem Empfangsleistungssollwertausgang von einer Sollwerterzeugungsschaltung **918**. Eine Leistungssteuerinformation wird basierend auf dem Vergleichsergebnis erzeugt und durch eine Multiplexschaltung **913** zusammen mit dem Sendesymbol von der Basisstation gemäß einem vorbestimmten Verfahren gemultiplext. Das Multiplexsignal wird durch eine Modulationsschaltung **914** moduliert. Ein Sendeverstärker **914** und dergleichen unterziehen das modulierte Signal den Sendeverarbeitungen und senden das Signal dann an die Endgerätevorrichtung **920**.

[0016] Wenn die Schaltungsgüte wie oben beschrieben aus der Empfangsleistung abgeschätzt wird, ist das Schätzergebnis wie in Fig. 5 dargestellt. Insbesondere wird ein aus einem Mittelwert der Empfangsleistungen P berechneter Güteschätzwert Qb im Wesentlichen ähnlich der tatsächlichen Schaltungsgüte Qo verändert, aber der Güteschätzwert hat einen Unterschied y zu der tatsächlichen Güte in Abhängigkeit von einem Zustand eines Übertragungspfades (Fading, Mehrwege, Interferenzwelle, usw.). Dieser Unterschied y ist in Abhängigkeit vom Zustand des Übertragungsweges verschieden, und damit ist es schwierig, die Schaltungsgüte exakt abzuschätzen.

[0017] Die EP-A-0 715 423, auf der der Oberbegriff der Ansprüche 1 und 3 basiert, diskutiert einen Symbolfehler basierend auf einer Leistungsteuerung für mobile Kommunikationssysteme. Eine Systemleistungsregelschleife subtrahiert die Symbolfehler von dem Symbolfehlerzielwert. Das Ergebnis wird integriert, um einen Signalleistungs/Signalrausch-Verhältniszielwert zu ergeben. Dieser wird benutzt, um die Sendeleistung zu steuern.

[0018] Die EP-A-0 709 973 diskutiert ein Sendeleistungssteuerschema für ein mobiles Kommunikationssystem. Ein Soll-Träger/Interferenz-Verhältnis (CIR) wird entsprechend einer Kanalgüte jedes Funkkanals verändert. Eine Leistung wird gesteuert, um die Diffe-

renz zwischen einem Soll-CIR und einem Empfangs-CIR kleiner zu machen.

[0019] In Anbetracht solcher Probleme ist es eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Schaltungsgüte eines Sendesignals zufriedenstellend zu erfassen, wenn ein oben beschriebenes Kommunikationssystem verwendet wird.

[0020] Gemäß einem ersten Aspekt der vorliegenden Erfindung ist ein Kommunikationsverfahren zwischen einer ersten Station und einer zweiten Station mit einem Duplexbetrieb zur Sendeleistungssteuerung vorgesehen, wie im anhängenden Anspruch 1 definiert.

[0021] Gemäß einem zweiten Aspekt der vorliegenden Erfindung ist eine entsprechende Kommunikationsvorrichtung vorgesehen.

[0022] Zum besseren Verständnis der Erfindung ist die folgende, nicht-einschränkende Beschreibung eines Ausführungsbeispiels unter Bezugnahme auf die Zeichnungen gegeben. Darin zeigen:

[0023] Fig. 1A und Fig. 1B Darstellungen zur Erläuterung eines Störungszustandes in einem CDMA-System;

[0024] Fig. 2 ein Blockschaltbild einer Anordnung zum Steuern einer Leistung eines Kanals;

[0025] Fig. 3 eine Graphik zur Erläuterung einer Schaltungsgüteabschätzung mittels einer Abschätzung eines Symbolfehlers;

[0026] Fig. 4 ein Blockschaltbild einer Schaltungsgüteabschätzungsverarbeitung mittels der Empfangsleistung;

[0027] Fig. 5 eine Graphik zu Erläuterung einer Schaltungsgüteabschätzungsverarbeitung mittels einer Empfangsleistung;

[0028] Fig. 6 eine Darstellung zur Erläuterung einer Schlitzanordung eines Sendesignals, die in einer Kommunikationsvorrichtung gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung verwendet wird;

[0029] Fig. 7A bis Fig. 7G Darstellungen zur Erläuterung eines Übertragungszustandes in einem Frame gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0030] Fig. 8 eine Darstellung zur Erläuterung eines Beispiels einer Zellenanordnung gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0031] Fig. 9A bis Fig. 9C Darstellungen zur Erläuterung eines Beispiels einer Bandschlitzanordnung gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0032] Fig. 10 ein Blockschaltbild einer Anordnung einer Endgerätevorrichtung gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;

[0033] Fig. 11 ein Blockschaltbild einer Anordnung eines Codierers der Endgerätevorrichtung gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0034] Fig. 12 ein Blockschaltbild einer Anordnung eines Faltungscodierers der Endgerätevorrichtung gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0035] Fig. 13A und Fig. 13B Darstellungen von Beispielen von Signalformen von Fensterdaten gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0036] Fig. 14 eine Phasencharakteristikgraphik eines Beispiels von Sendedaten gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0037] Fig. 15 ein Blockschaltbild einer Anordnung eines Decodierers der Endgerätevorrichtung gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0038] Fig. 16 ein Blockschaltbild einer Leistungssteuerbiterzeugungsverarbeitung der Endgerätevorrichtung gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0039] Fig. 17 eine Darstellung zur Erläuterung eines Leistungssteuerzustandes gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0040] Fig. 18 ein Blockschaltbild einer Schaltungsgüteabschätzungsverarbeitung der Endgerätevorrichtung gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0041] Fig. 19 ein Blockschaltbild einer Symbolfehlerabschätzungsverarbeitung der Endgerätevorrichtung gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0042] Fig. 20 ein Zeitdiagramm eines Verarbeitungstakts gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0043] Fig. 21 ein Blockschaltbild einer Anordnung einer Basisstation gemäß dem Ausführungsbeispiel;

[0044] Fig. 22 ein Blockschaltbild einer Modulationsverarbeitung der Basisstation gemäß dem Ausführungsbeispiel; und

[0045] Fig. 23 eine Darstellung zur Erläuterung einer Demodulationsverarbeitung der Basisstation gemäß dem Ausführungsbeispiel.

[0046] Ein Kommunikationsverfahren und eine Kommunikationsvorrichtung gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend unter Bezugnahme auf Fig. 6 bis

Fig. 23 beschrieben.

[0047] Zunächst wird ein Kommunikationssystem beschrieben, auf welches das vorliegende Ausführungsbeispiel angewendet ist. Das Kommunikationssystem des vorliegenden Ausführungsbeispiels ist als ein sogenanntes Mehrträgersystem angeordnet, in dem mehrere Hilfsträger fortlaufend in einem im Voraus zugewiesenen Band angeordnet sind und die mehreren Hilfsträger in dem einzelnen Band gleichzeitig auf einem einzelnen Übertragungspfad benutzt werden. Ferner werden die mehreren Hilfsträger in dem einzelnen Band gemeinsam in dem Band aufgeteilt, um moduliert zu werden. Hierbei wird dieses System Bandvielfachzugriff (BDMA: Band Division Multiple Access) genannt.

[0048] Seine Anordnung wird nun beschrieben. Fig. 6 ist eine Darstellung einer Schlitzanordnung von Sendesignalen des vorliegenden Ausführungsbeispiels, in dem eine Frequenz in der Ordinate eingestellt ist und eine Zeit auf der Abszisse ausgedrückt ist. Im vorliegenden Ausführungsbeispiel sind die Frequenzachse und die Zeitachse in einer Gitterweise aufgeteilt, um ein orthogonales Basissystem vorzusehen. Insbesondere ist die Übertragungsbandbreite eines Übertragungsbandes (eines Bandschlitzes) auf 150 kHz eingestellt, und das eine Übertragungsband von 150 kHz enthält darin 24 Hilfsträger. Die 24 Hilfsträger sind fortlaufend in einem gleichen Abstand von 6,25 kHz angeordnet, und jedem Träger ist eine Hilfsträgernummer von 0 bis 23 zugewiesen. In der Praxis sind jedoch existierende Hilfsträger den Bändern der Hilfsträgernummern 1 bis 22 zugewiesen. Die Bänder beider Endabschnitte des einen Bandschlitzes, d. h. die Bänder der Hilfsträgernummern 0 und 23 sind keinem Hilfsträger zugewiesen, d. h. sie dienen als Schutzband und ihre elektrische Leistung ist auf Null gesetzt.

[0049] Ein Zeitschlitz ist in einem Abstand von 200 µs in Einheiten der Zeitachse reguliert. Ein Burst-Signal wird zusammen mit 22 Hilfsträgern in jedem Zeitschlitz moduliert und übertragen. Ein Rahmen ist als eine Anordnung von 25 Zeitschlitzen (d. h. 5 ms) definiert. Jedem der Zeitschlitze in einem Rahmen ist eine Zeitschlitznummer von 0 bis 24 zugeordnet. Ein schraffierter Bereich in Fig. 6 stellt einen Abschnitt eines Zeitschlitzes in einem Bandschlitz dar. In diesem Fall ist ein Zeitschlitz mit einer zugewiesenen Schlitznummer 24 eine Periode, in der keine Daten übertragen werden.

[0050] Ein Mehrfachzugriff, bei dem mehrere Mobilstationen (Endgerätevorrichtungen) eine Kommunikation mit einer Basisstation in der gleichen Periode ausführen, wird unter Verwendung des orthogonalen Basissystems ausgeführt, das aus dem Aufteilen der Frequenzachse und der Zeitachse in einer Gitterweise abgeleitet wird. Ein Verbindungszustand mit jeweiligen Basisstationen wird angeordnet, wie in Fig. 7A bis Fig. 7G dargestellt. Fig. 7A bis Fig. 7G sind Darstellungen, die jeweils einen Betriebszustand zeigen, der angibt, wie sechs Mobilstationen mit der Basisstation unter Verwendung von Zeitschlitzen U0, U1, U2, ..., U5 mit einem Bandschlitz verbunden sind (tatsächlich wird ein benutzter Bandschlitz dank eines Frequenzsprungs, der später beschrieben wird, geändert). Ein durch R dargestellter Zeitschlitz ist ein Empfangsschlitz, während ein durch T dargestellter Zeitschlitz ein Sendeschlitz ist. Wie in Fig. 7A dargestellt, ist ein in der Basisstation regulierter Rahmentakt auf eine Periode mit 24 Zeitschlitzen (der 25 Zeitschlitze, wobei der letzte Schlitz, d. h. ein Schlitz der Nr. 24 wird nicht benutzt) eingestellt. In diesem Fall wird der Sendeschlitz unter Verwendung eines anderen Bandes als der Empfangsschlitz übertragen.

[0051] Die in Fig. 7B dargestellte Mobilstation U0 benutzt Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 0, 6, 12, 18 in einem Frame als Empfangsschlitz, während Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 3, 9, 15, 21 als Sendeschlitz verwendet werden. Ein Burst-Signal wird in jedem Zeitschlitz empfangen oder gesendet. Die in Fig. 7C dargestellte Mobilstation U1 benutzt Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 1, 7, 13, 19 in einem Frame als Empfangsschlitz, und Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 4, 10, 16, 22 als Sendeschlitz. Die in Fig. 7D dargestellte Mobilstation U2 benutzt Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 2, 8, 14, 20 in einem Frame als Empfangsschlitz und Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 5, 11, 17, 23 als Sendeschlitz. Die in Fig. 7E dargestellte Mobilstation U3 benutzt Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 3, 9, 15, 21 in einem Frame als Empfangsschlitz und Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 0, 6, 12, 28 als Sendeschlitz. Die in Fig. 7F dargestellte Mobilstation U4 benutzt Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 4, 10, 16, 22 in einem Frame als Empfangsschlitz und Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 1, 7, 13, 22 als Sendeschlitz. Ferner benutzt die in Fig. 7G dargestellte Mobilstation U5 Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 5, 11, 16, 22 in einem Frame als Empfangsschlitz und Zeitschlitze der Zeitschlitznummern 2, 8, 14, 20 als Sendeschlitz.

[0052] Da die in Fig. 7A bis Fig. 7G gezeigte Anordnung verwendet wird, wird ein sechsfacher Zeitvielfachzugriff (TDMA) ausgeführt, bei deni sechs Mobilstationen auf einen Bandschlitz zugreifen. Aus Sicht jeder der Mobilstationen gibt es eine Reserveperiode von zwei Zeitschlitzen (d. h. 400 µs) von der Beendigung eines Empfangs oder einer Übertragung einer Zeitschlitzperiode bis zum Beginn einer nächsten Übertragung oder eines nächsten Empfangs. Jede der Mobilstationen führt eine Taktverarbeitung und eine einen Frequenzsprung genannte Verarbeitung unter Verwendung dieser Reserveperiode aus. Insbesondere führt jede der Mobilstationen eine Taktverarbeitung TA zum Übereinstimmen eines Sendetak-

tes mit einem Takt eines von einer Basisstation übertragenen Signals aus, nachdem 200 µs vor jedem Sendeschlitz T passiert sind, und führt den Frequenzsprung zum Umschalten eines für das Senden und Empfangen benutzten Bandschlitzes zu einem anderen Bandschlitz aus, nach dem etwa 200 µs nach Beendigung jedes Sendeschlitzes T vorüber sind. Da der obige Takt einer ist, der benutzt wird, wenn die Übertragungsrate hoch eingestellt ist, ist es, falls die Übertragungsrate niedrig eingestellt ist und die Nummer des zu benutzenden Bandschlitzes geändert wird, dann notwendig, den Takt für den Frequenzsprung wieder einzustellen. Der Frequenzsprung erlaubt die Vorbereitung mehrerer Bandschlitze für eine zu benutzende Basisstation gleichermaßen durch jede der Mobilstationen.

[0053] Insbesondere sind mehrere Bandschlitze einer einzigen Basisstation zugeordnet. Im Fall eines Zellensystems, in dem eine Basisstation eine Zelle bildet, können, falls ein Band von 1,2 MHz einer Zelle zugewiesen wird, acht Bandschlitze einer Zelle zugeordnet werden. Analog können, falls ein Band von 2,4 MHz einer Zelle zugewiesen wird, 16 Bandschlitze einer Zelle zugeordnet werden; falls ein Band von 4,8 MHz einer Zelle zugewiesen wird, können 32 Bandschlitze einer Zelle zugeordnet werden; und falls ein Band von 9,6 MHz einer Zelle zugewiesen wird, können 64 Bandschlitze einer Zelle zugeordnet werden. Dann wird eine Frequenzsprung genannte Frequenzwechselverarbeitung ausgeführt, sodass mehrere einer Zelle zugeordnete Bandschlitze gleichmäßig benutzt werden. Im vorliegenden Beispiel sind mehrere Bandschlitze, deren Frequenzen fortlaufend sind, einer Zelle zugewiesen.

[0054] Fig. 8 zeigt eine ideale Struktur der Zellen. Falls Zellen in dieser Weise angeordnet sind, sind drei Arten von Frequenzen ausreichend, um alle Zellen zuzuordnen, d. h. eine Frequenz ist den Zellen einer Gruppe Ga mit einem ersten Band zugeordnet, eine weitere Frequenz ist den Zellen einer Gruppe Gb mit einem zweiten Band zugeordnet, eine noch weitere Frequenz ist den Zellen einer Gruppe Gc mit einem dritten Band zugeordnet. Das heißt, falls eine Zelle acht Bandschlitze benutzt, wie in Fig. 9A und Fig. 9B dargestellt, werden fortlaufende acht Bandschlitze für die Gruppe Ga vorbereitet, die nächsten fortlaufenden acht Bandschlitze werden für die Gruppe Gb vorbereitet, und die nächsten fortlaufenden acht Bandschlitze werden für die Gruppe Gc vorbereitet. In diesem Fall enthält, wie in Fig. 9C dargestellt, jeder Bandschlitz 22 Hilfsträger, und eine Mehrträgerübertragung wird mittels der mehreren Hilfsträger gleichzeitig ausgeführt. Wie in Fig. 7A bis Fig. 7G dargestellt, wird eine Kommunikation mit einer Mobilstation in der Zelle ausgeführt, während der Frequenzsprung ausgeführt wird, damit Bandschlitze für die Mehrträgerübertragung geändert werden.

[0055] Der Kommunikationszustand wird wie oben geregelt, sodass ein zwischen jeder Mobilstation und der Basisstation übertragenes Signal auf einer orthogonalen Eigenschaft bezüglich anderer Signale gehalten wird. Deshalb wird das Signal keine Störung von anderen Signalen erleiden und nur ein entsprechendes Signal kann zufriedenstellend extrahiert werden. Da ein zum Übertragen benutzter Bandschlitz jeder Zeit durch den Frequenzsprung geändert wird, werden die für jede Basisstation vorbereiteten Übertragungsbänder effektiv genutzt, was zu einer effektiven Übertragung führt. In diesem Fall kann, wie oben beschrieben, ein einer Basisstation (Zelle) zuzuordnendes Frequenzband frei geregelt werden. Deshalb kann ein System in Abhängigkeit von einer benutzten Situation frei eingestellt werden.

[0056] Als nächstes wird eine Anordnung einer Endgerätevorrichtung (Mobilstation) beschrieben, die eine Kommunikation mit der Basisstation in dem oben beschriebenen System ausführt. In diesem Fall wird ein Band von 2,0 GHz als Abwärtsverbindung von der Basisstation zu der Endgerätevorrichtung benutzt, während ein Band von 2,2 GHz als eine Aufwärtsverbindung von der Endgerätevorrichtung zur Basisstation benutzt wird.

[0057] Fig. 10 ist eine Darstellung einer Anordnung der Endgerätevorrichtung. Ein Empfangssystem davon wird zuerst beschrieben. Eine Antenne **11** zum Senden und Empfangen eines Signals ist mit einer Antennenteilungsvorrichtung verbunden. Die Antennenteilungsvorrichtung **12** ist an ihrer Empfangssignalausgabeseite mit einem Bandpassfilter **13**, einem Empfangsverstärker **14** und einem Mischer **15** in Reihe verbunden. Das Bandpassfilter **13** extrahiert ein Signal des 2,0 GHz-Bandes. Der Mischer **15** mischt den Ausgang des Bandpassfilters mit einem Frequenzsignal eines 1,9 GHz-Ausgangs von einem Frequenzsynthesizer **31**, sodass das empfangene Signal in ein Zwischenfrequenzsignal von 100 MHz umgesetzt wird. Der Frequenzsynthesizer **31** ist aus einer PLL(Phasenregelkreis)-Schaltung gebildet, und er ist ein Synthesizer zum Erzeugen von Signalen in einem Band von 1,9 GHz mit einem Abstand von 150 kHz (d. h. einem Bandschlitzintervall) basierend auf einem Signal von 150 kHz, das durch Frequenzteilung eines Signals eines 19,2 MHz-Ausgangs von einem Quarzoszillator des Temperaturausgleichstyps (TCXO) **32** durch einen 1/128-Frequenzteiler **33** erzeugt wird. Weitere Frequenzsynthesizer, die später beschrieben werden und in der Endgerätevorrichtung benutzt werden, sind ebenfalls aus einer PLL-Schaltung gebildet.

[0058] Der Zwischenfrequenzsignalausgang vom Mischer **15** wird durch ein Bandpassfilter **16** und einen Verstärker mit variablem Verstärkungsfaktor **17** zwei Mischern **18I**, **18Q** zugeführt, die für eine Demodulation nützlich sind. Ein Frequenzsignal eines 100

MHz-Ausgangs von einem Frequenzsynthesizer **34** wird einem Phasenschieber **35** zugeführt, in dem das Signal in zwei Systemsignale zerlegt wird, deren Phasen zueinander um 90 Grad verschoben sind. Eines der zwei Systemfrequenzsignale wird dem Mischer **18I** zugeführt, während das andere von ihnen dem Mischer **18Q** zugeführt wird, sodass sie jeweils mit dem Zwischenfrequenzsignal gemischt werden, wodurch eine I-Komponente und eine Q-Komponente, die in den empfangenen Daten enthalten sind, extrahiert werden. Der Frequenzsynthesizer **34** ist ein Synthesizer zum Erzeugen eines Signals eines 100 MHz-Bandes basierend auf dem Signal von 150 kHz, das durch Frequenzteilung des 1/128-Frequenzteilers **33** erzeugt wird.

[0059] Dann wird die extrahierte I-Komponente durch ein Tiefpassfilter **19I** einem Analog/Digital-Umsetzer **20I** zugeführt, in dem die Komponente in digitale I-Daten umgesetzt wird. Die extrahierte Q-Komponente wird durch ein Tiefpassfilter **19Q** einem Analog/Digital-Umsetzer **20Q** zugeführt, in dem die Komponente in digitale Q-Daten umgesetzt wird. In diesem Fall verwenden die jeweiligen Analog/Digital-Umsetzer **20I**, **20Q** einen Takt von 200 kHz als Takt zum Umsetzen, der durch Teilen eines Takts eines 19,2 MHz-Ausgangs von dem TCXO **32** durch einen 1/96-Frequenzteiler **36** erzeugt wird.

[0060] Dann werden die digitalen I-Daten und die digitalen Q-Daten, die von den Analog/Digital-Umsetzern **20I**, **20Q** ausgegeben werden, einem Demodulationsdecodierer **21** zugeführt, in dem demodulierte Empfangsdaten an einem Anschluss **22** erhalten werden. Dem Demodulationsdecodierer **21** wird der Takt eines 19,2 MHz-Ausgangs von dem TCXO **32** als ein Takt so wie er ist zugeführt und auch ein Takt von 5 kHz zugeführt, der durch Frequenzteilung des Takts eines 200 kHz-Ausgangs von dem 1/96-Frequenzteiler **36** durch einen 1/40-Frequenzteiler **37** erzeugt wird. Der Takt von 5 kHz wird zum Erzeugen von Schlitztaktdaten benutzt. Insbesondere wird im vorliegenden Ausführungsbeispiel ein Zeitschlitz auf 200 µs gesetzt, wie oben beschrieben. Jedoch hat ein Signal, dessen Frequenz 5 kHz beträgt, eine Periode von 200 µs. Daher werden Schlitztaktdaten synchron zu dem Signal von 5 kHz erzeugt.

[0061] Als nächstes wird das Sendesystem der Endgerätevorrichtung beschrieben. An einem Anschluss **41** erhaltene Sendedaten werden einem Modulationscodierer **42** zugeführt, in dem eine Verarbeitung zur Codierung und Modulation zum Senden ausgeführt wird, um so digitale I-Daten und digitale Q-Daten zum Senden zu erzeugen. In diesem Fall wird dem Modulationscodierer **42** der Takt von 19,2 MHz als ein Takt zugeführt, der von dem TCXO **32** so wie er ist ausgegeben wird, und auch das Signal von 5 kHz zugeführt, das durch Teilen mit dem 1/40-Frequenzteiler **37** als Daten zum Erzeugen eines Schlitztaktes erzeugt wird. Die digitalen I-Daten und die digitalen Q-Daten, die von dem Modulationscodierer **42** ausgegeben werden, werden Digital/Analog-Umsetzern **43I** und **43Q** zugeführt, in denen die Daten in ein analoges I-Signal und ein analoges Q-Signal umgesetzt werden. Das umgesetzte I-Signal und das umgesetzte Q-Signal werden durch Tiefpassfilter **44I** und **44Q** Mischern **45I** und **45Q** zugeführt. Ferner wird ein Frequenzsignal eines 300 MHz-Ausgangs von einem Frequenzsynthesizer **38** durch einen Phasenschieber **39** in zwei Systemsignale umgesetzt, deren Phasen zueinander um 90 Grad verschoben sind. Eines der zwei Systemfrequenzsignale wird dem Mischer **45I** zugeführt, während das andere von ihnen dem Mischer **45Q** zugeführt wird, wodurch die Frequenzsignale mit dem I-Signal bzw. dem Q-Signal gemischt werden, um so Signale zu bilden, die in ein 300 MHz-Band fallen. Beide Signale werden einem Addierer **46** zugeführt, in dem eine orthogonale Modulation ausgeführt wird, um sie in ein einziges Systemsignal zu vereinheitlichen. Der Frequenzsynthesizer **38** ist ein Synthesizer zum Erzeugen eines Signals eines 300 MHz-Bandes basierend auf dem Signal von 150 kHz, das durch eine Frequenzteilung mit dem 1/128-Frequenzteiler **33** erzeugt wird.

[0062] Dann wird das in das Signal des 300 MHz-Bandes modulierte Signal, das von dem Addierer **46** ausgegeben wird, durch einen Sendeverstärker **47** und ein Bandpassfilter **48** einem Mischer **49** zugeführt, in dem dem Signal ein Frequenzsignal eines 1,9 GHz-Ausgangs von dem Frequenzsynthesizer **31** hinzugefügt wird, um so das Signal in ein Signal einer Sendefrequenz eines 2,2 GHz-Bandes umzusetzen. Das in die Sendefrequenz frequenz-umgesetzte Sendesignal wird durch einen Sendeverstärker (Verstärker mit variablem Verstärkungsfaktor) **50** und ein Bandpassfilter **41** zu der Antennenteilungsvorrichtung **12** zugeführt, sodass das Signal von der mit der Antennenteilungsvorrichtung **12** verbundenen Antenne **11** in einer drahtlosen Weise gesendet wird. Ein Verstärkungsfaktor des Sendeverstärkers **50** wird geregelt, um dadurch einen Sendeausgang einzustellen. Die Regelung des Sendeausgangs wird zum Beispiel basierend auf Ausgangssteuerdaten, die von der Seite der Basisstation empfangen werden, ausgeführt.

[0063] Ferner wird das Signal des 19,2 MHz-Ausgangs von dem TCXO **32** einem 1/2400-Frequenzteiler **40** zugeführt, um in ein Signal von 8 kHz umgesetzt zu werden, und das Signal von 8 kHz wird einer Schaltung eines Sprachverarbeitungssystems (nicht dargestellt) zugeführt. Das heißt, in der Endgerätevorrichtung des vorliegenden Beispiels wird ein zwischen ihr und der Basisstation übertragenes Sprachsignal mit einer Rate von 8 kHz abgetastet (oder mit einer Rate eines ganzzahligen Vielfachen der Frequenz überabgetastet). So erzeugt der 1/2400-Freuquenzteiler **40** einen für die Sprachdatenverarbei-

tungsschaltungen wie beispielsweise einen Analog/Digital-Umsetzer und einen Digital/Analog-Umsetzer eines Sprachsignals oder einen digitalen Signalprozessor (DSP) zum Verarbeiten zum Komprimieren und Expandieren von Sprachdaten usw. notwendigen Takt.

[0064] Als nächstes werden der Codierer in dem Sendesystem der Endgerätevorrichtung der Anordnung und seine Peripherieanordnung in Detail unter Bezugnahme auf Fig. 11 beschrieben. Ein Faltungscodierer **101** unterwirft die Sendedaten einer Faltungscodierung. Die Faltungscodierung wird zum Beispiel mit einer eingeschränkten Länge von k = 7 und einer Codierrate von R = 1/3 ausgeführt. Fig. 12 ist eine Darstellung einer Anordnung des Faltungscodierers mit einer eingeschränkten Länge von k = 7 und einer Codierrate von R = 1/3. Eingangsdaten werden sechs Verzögerungsschaltungen **101a**, **101b**, ..., **101f** zugeführt, die in Reihe verbunden sind, sodass Daten von fortlaufenden 7 Bits in ihrem Takt zusammenfallend gemacht werden. EXCLUSIV-ODER-Glieder **101g**, **101h**, **101i** nehmen ein EXCLUSIV-ODER von vorbestimmten Daten der 7 Bits, und Ausgänge der jeweiligen EXCLUSIV-ODER-Glieder **101g**, **101h**, **101i** werden durch eine Seriell/Parallel-Umsetzungsschaltung **101j** in parallele Daten umgesetzt, wodurch man faltungscodierte Daten erhält.

[0065] Es wird wieder Fig. 11 beschrieben. Ein Ausgang des Faltungscodierers **101** wird einem Vierrahmenverschachtelungspuffer **102** zugeführt, in dem eine Datenverschachtelung über vier Rahmen (20 µs) ausgeführt wird. Ein Ausgang des Verschachtelungspuffers **102** wird einem DQPSK-Codierer **110** zugeführt, in dem eine DQPSK-Modulation ausgeführt wird. Das heißt, eine DQPSK-Symbolerzeugungsschaltung **111** erzeugt ein entsprechendes Symbol basierend auf zugeführten Daten, und dann wird das Symbol einem Multiplizierer **112** an einem Eingangsanschluss davon zugeführt. Eine Verzögerungsschaltung **113** verzögert einen Multiplikationsausgang des Multiplizierers **112** um ein Symbolmaß und führt es zu dem anderen Eingangsanschluss davon zurück, wodurch die DQPSK-Modulation ausgeführt wird. Die DQPSK-modulierten Daten werden einem Multiplizierer **103** zugeführt, sodass ein Zufallsphasenverschiebungsdatenausgang von einer Zufallsphasenverschiebungsdatenerzeugungsschaltung **104** mit den modulierten Daten multipliziert wird, wodurch eine Phase der Daten offensichtlich zufällig verändert wird.

[0066] Ein Ausgang des Multiplizierers **103** wird einer inversen Fast-Fourier-Transformations-(IFFT-)Schaltung **105** zugeführt, in der eine Umsetzungsverarbeitung auf eine Zeitachse an den Daten der Frequenzachse durch Berechnen der inversen Fast-Fourier-Transformation ausgeführt wird, wodurch die Daten auf der realen Zeitachse des Mehrträgersignals von 22 Hilfsträgern mit einem Abstand von 6,25 kHz erzeugt werden. Die IFFT-Schaltung **105** zum Ausführen der inversen Fast-Fourier-Transformation ermöglicht relativ einfach eine Anordnung zum Erzeugen von Hilfsträgern einer zweiten Anzahl. Die im vorliegenden Beispiel eingesetzte IFFT-Schaltung **105** ist in der Lage 2^5 Hilfsträger, d. h. 32 Hilfsträger zu erzeugen, und gibt in fortlaufende 22 Hilfsträger der erzeugten Hilfsträger modulierte Daten aus. Die durch die IFFT-Schaltung **105** des vorliegenden Beispiels behandelte Modulationsrate der Sendedaten ist auf 200 kHz eingestellt. Ein Signal einer Modulationsrate von 200 kHz wird in 32 Mehrträger umgesetzt, um Mehrträgersignale mit einem Abstand von 6,25 kHz zu erzeugen, welche Zahl sich aus einer Berechnung von 200 kHz ÷ 32 = 6,25 kHz ableitet.

[0067] Die durch die inverse Fast-Fourier-Transformation in Echtzeitdaten transformierten Mehrträgerdaten werden einem Multiplizierer **107** zugeführt, in dem die Daten mit einem Zeitsignalformausgang von einer Fensterdatenerzeugungsschaltung **106** multipliziert werden. Die Zeitsignalform ist eine Signalform mit einer Signalformlänge T_U oder etwa 200 µs (d. h. einer Zeitschlitzperiode), wie zum Beispiel in Fig. 13A dargestellt, auf der Sendeseite. Die Signalform ist jedoch so angeordnet, dass ihre beiden Endabschnitte T_{TR} (etwa 15 µs) sich in ihrem Signalniveau sanft ändern. Daher sind die benachbarten Zeitsignalformen so angeordnet, dass sie einander teilweise überlappen, wie in Fig. 13B dargestellt, wenn die Zeitsignalform für die Multiplikation benutzt wird.

[0068] Es wird wieder Fig. 11 beschrieben. Das mit der Zeitsignalform durch den Multiplizierer **107** multiplizierte Signal wird durch einen Burst-Puffer **108** einem Addierer **109** zugeführt. Der Addierer **109** addiert einen Steuerdatenausgang von einem Steuerdatenselektor **121** zu dem Signal an einer vorbestimmten Position. Die für die Addition benutzten Steuerdaten sind Steuerdaten, die eine Steuerung des Sendeausgangs angeben. Basierend auf einem Ergebnis einer Bestimmung über den Zustand des empfangenen Signals an einem Anschluss **122** stellt der Selektor **121** die Steuerdaten ein.

[0069] In diesem Fall ist der Selektor **121** mit drei Steuerdatenspeichern **123**, **124**, **125** verbunden (tatsächlich können diese Speicher durch Teilen eines Bereichs eines Speichers in drei Abschnitte vorgesehen sein). Steuerdaten zum Vermindern eines Sendeausgangs (–1-Daten) sind in dem Speicher **123** gespeichert, Steuerdaten zum Halten des Sendeausgangs in einem unveränderten Zustand (±0-Daten) sind in dem Speicher **124** gespeichert, und Steuerdaten zum Erhöhen des Sendeausgangs (+1-Daten) sind in dem Speicher **125** gespeichert. Die in diesem Fall gespeicherten Steuerdaten sind Daten äquiva-

lent zu Daten, wenn die entsprechenden Steuerdaten der Modulationsverabeitung zum Senden in dem Codierer bis zu dem Multiplizierer **107** unterzogen werden.

[0070] Genauer sind die Sendedaten phasen-modulierte Daten, die sich auf einer Ebene ändern, die durch die I-Achse und die Q-Achse gebildet ist, die zueinander orthogonal sind, d. h. Daten, die sich entlang eines Kreises auf einer in Fig. 14 dargestellten Ebene verändern. Daten (I, Q) an einer Position (0, 0) sind auf ±0-Daten gesetzt, jene an einer Position (1, 0) um 90 Grad hinter der Position sind auf –1-Daten gesetzt, und jene an einer Position (0, 1) um 90 Grad vor der Position der ±0-Daten sind auf +1-Daten gesetzt. Steuerdaten für den Sendeausgang entsprechend einer Position (1, 1) sind undefiniert, sodass, wenn die Empfangsseite die Daten der Position unterscheidet, die Daten als ±0-Daten angesehen werden, um den Sendeausgang unverändert zu halten. Die in Fig. 14 dargestellte Signalphase ist eine Phase vor der Modulation in Mehrträgersignale. Tatsächlich werden die Daten der Signalphase in ein Mehrträgersignal moduliert, und durch Multiplikation mit einer Zeitsignalform erzeugte Daten werden in den jeweiligen Speichern **123**, **124**, **125** gespeichert.

[0071] Sendedaten, denen die Steuerdaten durch den Addierer **109** hinzugefügt sind, werden einem Digital/Analog-Umsetzer **43** zugeführt (der den in Fig. 10 dargestellten Digital/Analog-Umsetzern **43I**, **43Q** entspricht), in dem die Sendedaten unter Verwendung eines Takts von 200 kHz für die Umsetzung in ein analoges Signal umgesetzt werden.

[0072] Als nächstes werden der Decodierer und seine Peripherieanordnung des Empfangssystems der Endgerätevorrichtung des vorliegenden Beispiels im Detail unter Bezugnahme auf Fig. 15 beschrieben. Digitale Daten, die aus der Umsetzung durch einen Analog/Digital-Umsetzer **20** (entsprechend den Analog/Digital-Umsetzern **20I**, **20Q** in Fig. 10) mittels eines Takts von 200 kHz resultieren, werden durch einen Burst-Puffer **131** einem Multiplizierer **132** zugeführt, in dem die digitalen Daten mit einem Zeitsignalformausgang von einer Inversfensterdatenerzeugungsschaltung **133** multipliziert werden. Die für die Multiplikation beim Empfang benutzte Zeitsignalform ist eine Zeitsignalform mit einer in Fig. 13A dargestellten Form. Diese Zeitsignalform ist so angeordnet, dass sie eine Länge T_M, d. h. 160 µs hat, was kürzer als die gleiche Länge beim Senden ist.

[0073] Die mit der Zeitsignalform multiplizierten Empfangsdaten werden einer FFT-Schaltung **134** zugeführt, in welcher eine Umsetzung zwischen einer Frequenzachse und einer Zeitbasis durch die Fast-Fourier-Transformationsverarbeitung ausgeführt wird, wodurch die übertragenen Daten, die in 22 Hilfsträger mit einem Abstand von 6,25 kHz moduliert und auf der Zeitbasis angeordnet sind, in Informationskomponenten getrennt werden, die jeder Träger hat. Die Umsetzungsverarbeitung in diesem Fall wird durch eine Schaltung ausgeführt, die Hilfsträger von 2^5, d. h. 32 Hilfsträger verarbeiten kann, ähnlich dem Fall, in dem die Umsetzungsverarbeitung durch die IFFT-Schaltung im Sendesystem ausgeführt wird. In fortlaufende 32 Hilfsträger von ihnen modulierte Daten werden umgesetzt und daraus ausgegeben. Die durch die FFT-Schaltung **134** des vorliegenden Beispiels behandelte Modulationsrate der Sendedaten ist auf 200 kHz gesetzt. Da die Schaltung in der Lage ist, 32 Mehrträger zu verarbeiten, kann die Umsetzungsverarbeitung an Mehrträgern mit einem Abstand von 6,25 kHz ausgeführt werden, welche Zahl sich aus der Berechnung von 200 kHz ÷ 32 = 6,25 kHz ableitet.

[0074] Die Empfangsdaten, die der Fast-Fourier-Transformation in der FFT-Schaltung **134** unterzogen worden sind, werden einem Multiplizierer **135** zugeführt, in dem die Empfangsdaten mit inversen Zufallsphasenverschiebungsdaten (diese Daten sind Daten, die sich synchron zu den Zufallsphasenverschiebungsdaten auf der Sendeseite ändern), die von einer Inverszufallsphasenverschiebungsdatenerzeugungsschaltung **136** ausgegeben werden, multipliziert, wodurch die Daten so wiederhergestellt werden, dass sie ihre ursprüngliche Phase haben.

[0075] Die wiederhergestellten Daten mit ihrer ursprünglichen Phase werden einer Differenzdemodulationsschaltung **137** zugeführt, in der die Daten einer Differenzdemodulation unterzogen werden. Die differenz-demodulierten Daten werden einem Vierrahmenentschachtelungspuffer **138** zugeführt, in dem die Daten, die beim Senden über vier Rahmen verschachtelt wurden, so wiederhergestellt werden, dass sie ihre ursprüngliche Datenreihenfolge haben. Die entschachtelten Daten werden einem Viterbi-Decodierer **139** zugeführt, in dem die Daten Viterbi-decodiert werden. Die Viterbi-decodierten Daten werden als decodierte Empfangsdaten einer Empfangsdatenverarbeitungsschaltung (nicht dargestellt), die in der letzten Stufe platziert ist, zugeführt.

[0076] Fig. 16 zeigt eine Anordnung für eine Verarbeitung zum Erzeugen eines Leistungssteuerbits basierend auf einem durch die Endgerätevorrichtung gemäß diesem Ausführungsbeispiel empfangenen Signal. Eine Differenzdemodulationsschaltung **137** differenz-demoduliert ein empfangenes Signal, um ein Empfangssymbol zu erhalten. Ein Entschachtelungspuffer **138** entschachtelt das Empfangssymbol und führt es dann einem Viterbi-Decodierer **139** zu. Der Viterbi-Decodierer **139** Viterbi-decodiert das Empfangssymbol, um ein Empfangsbit zu erhalten. Diese Verarbeitungen sind ähnlich der oben unter Bezugnahme auf Fig. 15 beschriebenen Verarbeitung. Ferner berechnet die Differenzdemodulations-

schaltung **137** einen Schaltungsgüteschätzwert Q basierend auf dem Ergebnis der Differenzdemodulation und führt den Schaltungsgüteschätzwert Q einem Vergleicher **141** zu. Die Verarbeitung zum Berechnen des Schaltungsgüteschätzwerts Q wird später beschrieben.

[0077] Der Viterbi-Decodierer **139** gibt einen Symbolfehlerschätzwert E basierend auf einem Ergebnis seiner Viterbi-Decodierung aus. Eine Verarbeitung zum Berechnen des Symbolfehlerschätzwerts E wird später beschrieben. Der Symbolfehlerschätzwert E wird einem Subtrahierer **142** zugeführt. Dem Subtrahierer **142** werden Schwellenwertdaten von einer Schwellenwerterzeugungsschaltung **143** zugeführt, und er berechnet eine Differenz zwischen dem Symbolfehlerschätzwert E und einem Referenzwert (Schwellenwert) eines Symbolfehlers. Der Schwellenwert ist auf einen Wert von etwa 5% einer Fehlerhäufigkeit eingestellt.

[0078] Der durch den Subtrahierer **142** berechnete Differenzwert bezüglich des Referenzwerts wird durch einen Verstärker **142a** mit einem kleinen Verstärkungsfaktor einem Addierer **144** zugeführt. Der Addierer **144** ist so angeordnet, dass sein Additionsausgang durch eine Verzögerungsschaltung **145** dem Addierer **144** zurückgeführt wird, wodurch ein Ausgang von dem Subtrahierer **142** integriert wird. Da in diesem Fall der Verstärkungsfaktor des Verstärkers **142a** klein eingestellt ist, wird die Integration mit einer kleinen Rate ausgeführt. Die Verzögerungsschaltung **145** ist eine Schaltung zum Verzögern von Daten um ein Symboldatenmaß.

[0079] Ein Ausgang von der Verzögerungsschaltung **145** wird als erster Referenzwert TH1 dem Vergleicher **141** zugeführt und auch durch einen Verstärker **147** 1,5-fach verstärkt und dann als zweiter Referenzwert TH2 dem Vergleicher **141** zugeführt.

[0080] Der Vergleicher **141** vergleicht den Schaltungsgüteschätzwert Q und den ersten und den zweiten Referenzwert TH1, TH2 wie folgt. Wie in Fig. 17 dargestellt, gibt der Vergleicher **141**, falls der Schaltungsgüteschätzwer Q in einem Bereich zwischen dem ersten und dem zweiten Referenzwert TH1, TH2 liegt, dann ein Leistungssteuerbit von Steuerdaten ±0 aus (d. h. Daten, um eine Leistung so wie sie ist zu halten). Falls der Schaltungsgüteschätzwert Q den ersten Referenzwert TH1 übersteigt, dann gibt der Vergleicher **141** ein Leistungssteuerbit von Steuerdaten –1 aus (d. h. Daten zum Senken einer Leistung). Falls der Schaltungsgüteschätzwert Q gleich oder kleiner als der zweite Referenzwert TH2 ist, dann gibt der Vergleicher **141** ein Leistungssteuerbit von Steuerdaten +1 aus (Daten zum Erhöhen einer Leistung). Alle Steuerdaten wurden unter Bezugnahme auf Fig. 11 und Fig. 14 beschrieben.

[0081] Eine Anordnung zum Berechnen des Schaltungsgüteschätzwerts Q wird Bezug nehmend auf Fig. 18 beschrieben. Das Empfangssymbol, das durch die Differenzdemodulationsschaltung **137** differenz-demoduliert wurde, wird einer Schaltungsgüteabschätzschaltung **150** zugeführt. In der Schaltungsgüteabschätzschaltung **150** wird das Empfangssymbol einer Temporärbestimmungsschaltung **151** zum vorübergehenden Bestimmen eines Symbols zugeführt. Ein Subtrahierer **152** berechnet eine Differenz der vorübergehend bestimmten Daten und des Empfangssymbols. Die darin berechnete Differenz entspricht einer Rauschkomponente. Die Differenzdaten werden einer Quadrierschaltung **153** zugeführt und dadurch einer Verarbeitung zum Quadrieren eines Absolutwerts unterzogen. Der Quadratwert wird einer Mittelwertbildungsschaltung **154** zugeführt, um einen Mittelwert zu berechnen. Das Empfangssymbol wird direkt einer Quadrierschaltung **156** zugeführt, um eine Verarbeitung zum Quadrieren eines Absolutwerts auszuführen. Der Quadratwert wird einer Mittelwertbildungsschaltung **157** zugeführt, um einen Mittelwert zu berechnen. Ausgänge der Mittelwertbildungsschaltungen **154**, **157** werden einer Teilungsschaltung **155** zugeführt und einer Teilungsverarbeitung unterzogen. Ein Teilwert wird als Schaltungsgüteschätzwert Q dem Vergleicher **141** (siehe Fig. 16) zugeführt. Die obige Verarbeitung erlaubt die Berechnung eines Verhältnisses des Schätzwerts einer Rauschleistung gegenüber dem Schätzwert der Empfangsleistung. Dann wird das Verhältnis als Schaltungsgüteschätzwert Q verwendet.

[0082] Eine Anordnung zum Berechnen eines Symbolfehlerschätzwerts E wird Bezug nehmend auf Fig. 19 beschrieben. Ein durch die Viterbi-Decodierung in dem Viterbi-Decodierer **139** erhaltenes Empfangsbit wird einer Rückcodierschaltung **161** in einer Symbolfehlerabschätzschaltung **160** zugeführt und daraus wieder als codiertes Symbol einem Vergleicher **162** zugeführt. Ein durch den Entschachtelungspuffer **138** entschachteltes Empfangssymbol wird durch einen Puffer **163** dem Vergleicher **162** zugeführt. Der Vergleicher **162** vergleicht das rückcodierte Symbol und das Empfangssymbol. Der Puffer **163** ist ein Puffer zum Verzögern des Empfangssymbols als Reaktion auf einen Verarbeitungstakt des Viterbi-Decodierers **139** und der Rückcodierschaltung **161**. Falls das Vergleichsergebnis angibt, dass beide Symbole nicht übereinstimmen, dann gibt der Vergleicher **162** Daten aus, die angeben, dass beide Symbole nicht übereinstimmen. Der Symbolfehlerzähler **164** zählt die Anzahl der Daten, die angeben, dass beide Symbole nicht miteinander übereinstimmen, und bestimmt eine Symbolfehlerhäufigkeit aus einem in einer vorbestimmten Zeit erhaltenen Zählwert, wodurch dem Subtrahierer **142** ein Bestimmungswert als Symbolfehlerschätzwert E zugeführt wird (siehe Fig. 16).

[0083] Da der Schaltungsgüteschätzwert Q und der Symbolfehlerschätzwert E wie oben beschrieben berechnet werden und die in Fig. 16 dargestellte Schaltung das Leistungssteuerbit erzeugt, ist es möglich, die Schaltungsgüte konstant genau zu bestimmen. Insbesondere wird der durch die in Fig. 18 dargestellte Schaltungsgüteabschätzschaltung **150** erfasste Schaltungsgüteschätzwert Q zu Daten, die im Wesentlichen die gleiche Veränderung haben wie die tatsächliche Schaltungsgüte, aber er hat eine Differenz gegenüber der tatsächlichen Schaltungsgüte als Reaktion auf einen tatsächlichen Übertragungspfadzustand. Da der tatsächliche Übertragungsleitungszustand aus dem Symbolfehlerschätzwert E abgeschätzt wird und auf dem Ergebnis der Abschätzung basiert, wird eine Verarbeitung zum Korrigieren der Differenz zwischen der tatsächlichen Schaltungsgüte und der abgeschätzten Schaltungsgüte ausgeführt, ein genaues Leistungssteuerbit, das im Wesentlichen der Änderung der tatsächlichen Schaltungsgüte entspricht, kann erzeugt werden.

[0084] Fig. 20 zeigt Zeitabläufe der bisher beschriebenen Verarbeitungen. Zunächst werden Daten eines Zeitschlitzes zu einem Takt R11 in dem Empfangssystem empfangen, und gleichzeitig mit dem Empfang werden die empfangenden Daten durch den Analog/Digital-Umsetzer **20** in digitale Daten umgesetzt und dann in dem Burst-Puffer **131** gespeichert. Die gespeicherten Empfangsdaten werden den Demodulationsverarbeitungen, wie beispielsweise der Multiplikation mit der Zeitsignalform, der Fast-Fourier-Transformation, der Multiplikation mit den Inverszufallsphasenverschiebungsdaten, der Differenzdemodulation, der Viterbi-Demodulation, usw. im nächsten Takt R12 unterzogen. Danach wird eine Decodierung durch eine Datenverarbeitung im nächsten Takt R13 ausgeführt.

[0085] Dann wird ab einem Takt R21, der sechs Zeitschlitze nach dem Takt R11 ist, bis zu einem Takt R23 eine Verarbeitung gleich jener der Takte R11 bis R13 ausgeführt. Danach wird die gleiche Verarbeitung wiederholt.

[0086] Im Sendesystem wird ein Senden zu einem um drei Zeitschlitze bezüglich des Empfangstakts verschobenen Takt ausgeführt. Das heißt, die Sendedaten werden zu einem vorbestimmten Takt T11 codiert, die codierten Daten werden im nächsten Takt T12 einer Modulationsverarbeitung unterzogen, durch welche die Daten in Sendedaten einer Burst-Menge umgesetzt werden, und die Daten werden einmal in dem Burst-Puffer **108** des Sendesystems gespeichert. Dann werden zu einem Takt T13 drei Zeitschlitze hinter dem Empfangstakt R11 die in dem Burst-Puffer **108** gespeicherten Sendedaten durch den Digital/Analog-Umsetzer **43** umgesetzt und dann einer Sendeverarbeitung unterzogen und von der Antenne **11** gesendet. Dann wird von einem Takt T21, der sechs Zeitschlitze nach dem Takt T11 liegt, bis zu einem Takt T23 eine Verarbeitung gleich jener der Takte T11 bis T13 ausgeführt. Danach wird die gleiche Verarbeitung wiederholt.

[0087] Auf diese Weise werden eine Empfangsverarbeitung und eine Sendeverarbeitung intermittierend in einer Zeitteilungsweise ausgeführt. Im vorliegenden Ausführungsbeispiel werden den Sendedaten hinzuzufügende Steuerdaten (Steuerbit) des Sendeausgangs, d. h. die Steuerdaten des Sendeausgangs beim Senden, wie Bezug nehmend auf Fig. 11 beschrieben, durch den Addierer **109** im letzten Takt hinzugefügt, wenn die Codierverarbeitung zum Senden abgeschlossen wird. Deshalb kann der Zustand der Empfangsdaten schnell auf die zu übertragenden Steuerdaten reflektiert werden. Das heißt, zum Beispiel wird der Empfangszustand des im Takt R11 empfangenen Burst-Signals in einer Mitte der Demodulation im Takt R12 erfasst, und der Steuerzustand des dem Gegenüber der Kommunikation (Basisstation) zu meldenden Sendeausgangs wird bestimmt (d. h. Fig. 20 zeigt eine Verarbeitung zu einem Takt, der eine Steuerbitberechnung angibt). Wenn das Steuerbit berechnet wird, wird das Ergebnis der Berechnung vom Anschluss **122** an den Selektor **121** geschickt, in dem das Berechnungsergebnis mit Steuerdaten entsprechend den Sendedaten, die in dem Burst-Puffer **108** gespeichert sind, addiert, und ein im Takt T13 zu sendendes Burst-Signal wird mit Steuerdaten des Sendeausgangs basierend auf den zuletzt empfangenen Daten, die den Zustand angeben, addiert.

[0088] Der Gegenüber der Kommunikation (die Basisstation) bestimmt die im Takt T13 gesendeten Steuerdaten, sodass der Gegenüber den Sendeausgang in den entsprechenden Zustand steuert, wenn das Burst-Signal von der Basisstation im nächsten Takt R21 gesendet wird. Folglich wird das als nächstes zu sendende Burst-Signal in seinem Sendeausgang auf der Basis des Empfangszustands des Burst-Signals, das im vorhergehenden Zyklus gesendet worden ist, gesteuert. So wird der Sendeausgang in jedem Zyklus positiv gesteuert, wenn das Burst-Signal gesendet wird, und daher ist es möglich, die Sendeausgänge von durch mehrere Pfade zwischen der Endgerätevorrichtung und einer Basisstation gleichzeitig übertragenen Sendesignalen zu vereinheitlichen.

[0089] Falls die Verarbeitung, dass, wie im vorliegenden Beispiel, die Steuerdaten des Sendeausgangs in dem Speicher im Voraus vorbereitet werden, um eine Addierverarbeitung auszuführen, nicht ausgeführt wird, dann wird in dem Beispiel von Fig. 20 zum Beispiel folgendes passieren. Das heißt, ein im Takt R11 empfangenes Ergebnis wird in dem Prozess der Demodulation im Takt R12 bestimmt, danach werden die Steuerdaten im Takt T21 codiert und

im Takt T22 demoduliert, und die Steuerdaten basierend auf dem Empfangsergebnis im Takt R11 werden als Reaktion auf das im Takt T23 übertragene Burst-Signal gesendet. Daher ist es unmöglich, den Sendeausgang in jedem Zyklus zu steuern. Während ein Fall beschrieben worden ist, in dem die Seite der Endgerätevorrichtung Daten erzeugt, die zum Steuern des Sendeausgangs von der Basisstation nützlich sind, muss nicht erwähnt werden, dass auch die Seite der Basisstation Daten erzeugen kann, die zum Steuern des Sendeausgangs von der Endgerätevorrichtung nützlich sind.

[0090] Es wird nun eine Anordnung der Basisstation Bezug nehmend auf Fig. 21 bis Fig. 23 beschrieben. Die Anordnung der Basisstation zum Ausführen des Sendens und Empfangens ist grundsätzlich gleich der Anordnung auf der Seite der Endgerätevorrichtung. Aber die Basisstation unterscheidet sich von der Endgerätevorrichtung in einer Anordnung eines Mehrfachzugriffs, der mehrere Endgerätevorrichtungen gleichzeitig zugreifen lässt.

[0091] Zunächst wird eine Anordnung des in Fig. 21 dargestellten Empfangssystems beschrieben. Eine Antenne **211** zum Senden und Empfangen ist mit einer Antennenteilungsvorrichtung **212** verbunden. Die Antennenteilungsvorrichtung **212** ist auf ihrer Empfangssignalausgabeseite mit einem Bandpassfilter **213**, einem Empfangsverstärker **214** und einem Mischer **215** in Reihe verbunden. Das Bandpassfilter **213** extrahiert ein 2,2 GHz-Band. Der Mischer **215** mischt ein extrahiertes Signal mit einem Frequenzsignal eines 1,9 GHz-Ausgangs von einem Frequenzsynthesizer **231**, sodass ein Empfangssignal in ein Zwischensignal eines 300 MHz-Bandes umgesetzt wird. Der Frequenzsynthesizer **231** ist aus einer PLL-Schaltung (Phasenregelkreisschaltung) gebildet. Der Frequenzsynthesizer ist ein Synthesizer zum Erzeugen von Signalen von 1,9 GHz mit einem Abstand von 150 kHz (d. h. einem Bandschlitzabstand) auf der Basis eines Signals von 150 kHz, das durch Frequenzteilung eines Signals eines 19,2 MHz-Ausgangs von einem temperaturkompensierten Quarzoszillator (TCXO) **232** durch einen 1/128-Frequenzteiler **233** erzeugt wird. Weitere Synthesizer, die später beschrieben werden und in der Basisstation benutzt werden, sind analog aus der PLL-Schaltung gebildet.

[0092] Der Zwischenfrequenzsignalausgang von dem Mischer **215** wird durch ein Bandpassfilter **216** und einen Empfangsverstärker **217** zwei Mischern **218I**, **218Q** zugeführt, die für die Demodulation nützlich sind. Ein Frequenzsignal eines 300 MHz-Ausgangs von einem Frequenzsynthesizer **234** wird in Signale von zwei Systemen umgesetzt, deren Phasen um 90 Grad zueinander durch einen Phasenschieber **235** verschoben sind. Eines der zwei Systemfrequenzsignale wird dem Mischer **218I** zugeführt, während das andere von ihnen dem Mischer **218Q** zugeführt wird, sodass sie jeweils mit den Zwischenfrequenzsignalen gemischt werden. So werden eine I-Komponente und eine Q-Komponente, die in den empfangenden Daten enthalten sind, extrahiert. Der Frequenzsynthesizer **234** ist ein Synthesizer zum Erzeugen eines Signals eines 300 MHz-Bandes auf der Basis eines Signals von 150 kHz, das durch die Frequenzteilung mit dem 1/128-Frequenzteiler **233** erzeugt wird.

[0093] Die extrahierte I-Komponente wird durch ein Tiefpassfilter **219I** einem Analog/Digital-Umsetzer **220I** zugeführt, in dem die Komponente in digitale I-Daten umgesetzt wird. Die extrahierte Q-Komponente wird durch ein Tiefpassfilter **219Q** einem Analog/Digital-Umsetzer **220Q** zugeführt, in dem die Komponente in digitale Q-Daten umgesetzt wird. Jeder der Analog/Digital-Umsetzer **220I**, **220Q** benutzt ein Signal von 6,4 MHz, das durch Frequenzteilung eines Signals eines 19,2 MHz-Ausgangs von dem TCXO **232** durch einen 1/3-Frequenzteiler **236** erzeugt wird, als Takt zur Umsetzung.

[0094] Dann werden die digitalen I-Daten und die digitalen Q-Daten, die von den Analog/Digital-Umsetzern **220I**, **220Q** ausgegeben werden, einer Demodulationseinheit **221** zugeführt, von der die demodulierten Daten einem Demultiplexer **222** zugeführt werden, in dem die zugeführten Daten in Daten von einer jeweiligen Endgerätevorrichtung klassifiziert werden und die klassifizierten Daten separat Decodierern **223a**, **223b**, ..., **223n** zugeführt werden, deren Anzahl einer Anzahl von Endgerätevorrichtungen entspricht, die gleichzeitig zugreifen können (sechs Anschlüsse je Bandschlitz). Der Demodulationseinheit **221**, dem Demultiplexer **222** und den Decodierern **223a**, **223b**, ..., **233n** wird das Signal eines 19,2 MHz-Ausgangs von dem TCXO **32** als Takt so wie es ist zugeführt und auch ein Signal von 5 kHz, das durch Frequenzteilung eines Signals eines 6,4 MHz-Ausgangs von dem 1/3-Frequenzteiler **236** durch einen Frequenzteiler **237** erzeugt wird, als Schlitztaktdaten zugeführt.

[0095] Als nächstes wird eine Anordnung eines Sendesystems der Basisstation beschrieben. Ein Multiplexer **242** stellt Sendedaten her, die separat durch Codierer **241a**, **241b**, ..., **241n** codiert werden, welche für jeweilige Gegenüber (Endgerätevorrichtungen) vorbereitet sind, die gleichzeitig kommunizieren können. Ein Ausgang des Multiplexers **242** wird einer Modulationseinheit **243** zugeführt, in der eine Modulationsverarbeitung zum Senden ausgeführt wird, wodurch die digitalen I-Daten und die digitalen Q-Daten zum Senden erzeugt werden. Den jeweiligen Codierern **241a** bis **241n**, dem Multiplexer **242** und der Modulationseinheit **243** wird das Signal eines 19,2 MHz-Ausgangs von dem TCXO **32** direkt als Takt zugeführt so wie es ist und auch das Signal ei-

nes 5 kHz-Ausgangs von dem 1/1280-Frequenzteiler **237** als Takt zugeführt.

[0096] Die digitalen I-Daten und die digitalen Q-Daten, die von der Modulationseinheit **243** ausgegeben werden, werden Digital/Analog-Umsetzern **244I** und **244Q** zugeführt, in denen die digitalen Daten in ein analoges I-Signal und ein analoges Q-Signal umgesetzt werden. Das umgesetzte I-Signal und Q-Signal werden durch Tiefpassfilter **245I** und **245Q** Mischern **246I** und **246Q** zugeführt. Ferner wird ein Frequenzsignal eines 100 MHz-Ausgangs von einem Frequenzsynthesizer **238** durch einen Phasenschieber **239** in zwei Systemsignale umgesetzt, deren Phasen zueinander um 90 Grad verschoben sind. Eines der zwei Systemfrequenzsignale wird dem Mischer **246I** zugeführt, während das andere von ihnen dem Mischer **246Q** zugeführt wird, wodurch die Frequenzsignale mit dem I-Signal bzw. dem Q-Signal gemischt werden, um so Signale zu bilden, die in ein 300 MHz-Band fallen. Beide Signale werden einem Addierer **247** zugeführt, in dem eine orthogonale Modulation ausgeführt wird, um sie in ein einziges Systemsignal zu vereinheitlichen. Der Frequenzsynthesizer **238** ist ein Synthesizer zum Erzeugen eines Signals eines 100 MHz-Bandes basierend auf dem Signal von 150 kHz, das durch eine Frequenzteilung mit einem 1/128-Frequenzteiler **233** erzeugt wird.

[0097] Dann wird das in das Signal eines 100 MHz-Bandes modulierte Signal, das von dem Addierer **247** ausgegeben wird, durch einen Sendeverstärker **248** und ein Bandpassfilter **249** einem Mischer **250** zugeführt, in dem das Signal mit einem Frequenzsignal eines 1,9 GHz-Bandausgangs von dem Frequenzsynthesizer **231** addiert wird, um so das Signal in ein Signal einer Sendefrequenz eines 2,0 GHz-Bandes umzusetzen. Das in die Sendefrequenz frequenz-umgesetzte Sendesignal wird durch einen Sendeverstärker **251** und ein Bandpassfilter **252** der Antennenteilungsvorrichtung **212** zugeführt, sodass das Signal von der mit der Antennenteilungsvorrichtung **212** verbundenen Antenne **211** in einer drahtlosen Weise gesendet wird.

[0098] Ferner wird das Signal eines 19,2 MHz-Ausgangs von dem TCXO-**232** einem 1/2400-Frequenzteiler **240** zugeführt, um das Signal in ein Signal von 8 kHz umzusetzen, und das Signal von 8 kHz wird einer Schaltung eines Sprachverarbeitungssystems (nicht dargestellt) zugeführt. Das heißt, die Basisstation des vorliegenden Beispiels ist angeordnet, um ein Sprachsignal, das zwischen der Endgerätevorrichtung und einer Basisstation übertragen wird, mit einer Rate von 8 kHz abzutasten (oder mit einer Rate eines ganzzahligen Vielfachen der Rate überabzutasten), und so erzeugt der 1/2400-Frequenzteiler **240** einen für die Sprachdatenverarbeitungsschaltungen wie beispielsweise einen Analog/Digital-Umsetzer und einen Digital/Analog-Umsetzer eines Sprachsignals oder einen digitalen Signalprozessor (DSP) zum Verarbeiten zum Komprimieren und Expandieren von Sprachdaten, usw. notwendigen Takt.

[0099] Als nächstes wird eine Anordnung der Basisstation zum Codieren und Modulieren von Sendedaten im Detail unter Bezugnahme auf Fig. 22 beschrieben. In diesem Fall wird angenommen, dass N (N ist eine beliebige Zahl) Endgerätevorrichtungen (Nutzer) gleichzeitig einen Mehrfachzugriff ausführen. So unterziehen Faltungscodierer **311a**, **311b**, ..., **311n** die Sendesignale U0, U1, ..., UN zu jeweiligen Nutzern der Endgerätevorrichtungen jeweils einer Faltungscodierung. Die Faltungscodierung wird zum Beispiel mit einer beschränkten Länge k = 7 und einer Codierrate R = 1/3 ausgeführt.

[0100] Dann werden die durch die jeweiligen Systeme faltungscodierten Daten Vierrahmenverschachtelungspuffern **312a**, **312b**, ..., **312n** zugeführt, in denen jeweils eine Verschachtelung an Daten über vier Rahmen (20 ms) ausführt wird. Die Ausgänge der jeweiligen Verschachtelungspuffer **312a**, **312b**, ..., **312n** werden den DQPSK-Codierern **320a**, **320b**, ..., **320n** zugeführt, in denen jeweils eine DQPSK-Modulation ausgeführt wird. Insbesondere erzeugen DQPSK-Symbolerzeugungsschaltungen **321a**, **321b**, ..., **321n** entsprechende Symbole basierend auf den zugeführten Daten. Die Symbole werden einem Eingang von Multiplizierern **322a**, **322b**, ..., **322n** zugeführt, und die Multiplikationsausgänge der Multiplizierer **322a**, **322b**, ..., **322n** werden jeweiligen Verzögerungsschaltungen **323a**, **323b**, ..., **323n** zugeführt, in denen jeweils das Symbol um ein Symbolmaß verzögert und dem anderen Eingang zurückgeführt wird. So wird die DQPSK-Modulation ausgeführt. Dann werden die der DQPSK-Modulation unterzogenen Daten den Multiplizierern **313a**, **313b**, ..., **313n** zugeführt, in denen jeweils Zufallsphasenverschiebungsdaten, die separat von einer Zufallsphasenverschiebungsdatenerzeugungsschaltung **314a**, **314b**, ..., **314n** ausgegeben werden, mit den Modulationsdaten multipliziert werden. So werden die jeweiligen Daten offensichtlich zufällig in der Phase verändert.

[0101] Die Ausgänge der jeweiligen Multiplizierer **313a**, **313b**, ..., **313n** werden weiteren Multiplizieren **315a**, **315b**, ..., **315n** zugeführt, in denen jeweils der Ausgang mit Steuerdaten multipliziert wird, die von in jedem System vorgesehenen Sendeleistungssteuerschaltungen **316a**, **316b**, ..., **316n** ausgegeben werden. So wird der Sendeausgang eingestellt. Diese Einstellung des Sendeausgangs wird basierend auf Ausgangssteuerdaten ausgeführt, die in dem von einer mit jedem System verbundenen Endgerätevorrichtung übertragenen Burst-Signal enthalten sind. Die Steuerdaten wurden im Detail unter Bezugnahme auf Fig. 10 beschrieben. Das heißt, falls Steuerdaten (0, 0) und (1, 1) von (I, Q)-Daten von dem Emp-

fangsdaten unterschieden werden, dann wird der Sendeausgang beibehalten wie er ist, falls Steuerdaten (0, 1) aus den Empfangsdaten unterschieden werden, dann wird der Sendeausgang erhöht, und falls Steuerdaten (1, 0) aus den Empfangsdaten unterschieden werden, dann wird der Sendeausgang vermindert.

[0102] Die Steuerdaten (1, 1) sind Daten, die nicht tatsächlich auf der Sendeseite vorhanden sind. Wenn jedoch die Daten (1, 1) auf der Empfangsseite bestimmt werden, wird eine Veränderung des Ausgangs verhindert. Dank der Einstellung ist es, falls die Steuerdaten (1, 0) (d. h. die Daten, die den Ausgang senken lassen) aus irgendeinem Grund in der Phase um 90 Grad abweichen und irrtümlicherweise auf der Empfangsseite als Daten (1, 1) oder (0, 0) bestimmt werden, dann möglich, wenigstens eine fehlerhafte Verarbeitung in der inversen Richtung zu verhindern, was den Ausgang erhöht. Analog ist es, falls die Steuerdaten (0, 1) (d. h. die Daten, die den Ausgang erhöhen lassen) aus irgendeinem Grund in der Phase um 90 Grad abweichen und irrtümlicherweise auf der Empfangsseite als Daten (1, 1) oder (0, 0) bestimmt werden, dann möglich, wenigstens eine fehlerhafte Verarbeitung des Ausgangs zu vermeiden.

[0103] Die in Fig. 22 dargestellte Anordnung wird wieder beschrieben. Die von den jeweiligen Multiplizieren **315a**, **315b**, ..., **315n** ausgegebenen Sendedaten werden einem Multiplexer **242** zugeführt und dann dadurch synthetisiert. Wenn die Sendedaten durch den Multiplexer **242** gemäß diesem Ausführungsbeispiel synthetisiert werden, kann eine Frequenz, mit der die Sendedaten synthetisiert werden, durch eine Einheit von 150 kHz geschaltet werden. Durch die Schaltsteuerung wird die Frequenz des jeder Endgerätevorrichtung zugeführten Burst-Signals geschaltet.

[0104] Insbesondere wird in diesem Ausführungsbeispiel, wie unter Bezugnahme auf **Fig.** 2A bis 2G, usw. beschrieben, ein Vorgang des Schaltens einer Frequenz um eine Bandschlitzeinheit, was ein Frequenzsprung genannt wird, ausgeführt und der Frequenzschaltvorgang wird durch Schaltverarbeitungen des Multiplexers **242** beim Synthesevorgang realisiert.

[0105] Die durch den Multiplexer **242** hergestellten Daten werden einer IFFT-Schaltung **332** zugeführt, welche die inverse Fast-Fourier-Tansformation für die Daten ausführt, und dann erhält man so genannte Mehrträgerdaten, die so moduliert sind, dass sie 32 Hilfsträger mit Frequenzen bei allen 6,25 kHz je Bandschlitz haben, und die in Echtzeit umgesetzt sind. Dann werden die durch die inverse Fast-Fourier-Tansformation in das Echtzeitsignal umgesetzten Daten einem Multiplizierer **333** zugeführt, der sie mit einem Zeitsignalformausgang von einer Fensterdatenerzeugungsschaltung **334** multipliziert. Wie zum Beispiel in Fig. 9A dargestellt, ist die Zeitsignalform eine Signalform, deren Länge T_U einer Signalform etwa 200 μs beträgt (d. h. eine Zeitschlitzperiode). Jedoch wird an jedem ihrer beiden Endabschnitte T_{TR} (etwa 15 μs.) ein Niveau der Signalform sanft geändert. Wenn die Signalform mit der Zeitsignalform multipliziert wird, wie in Fig. 9B dargestellt, überlappen angrenzende Zeitsignalformen teilweise miteinander.

[0106] Dann wird das mit der Zeitsignalform durch den Multiplizierer **333** multiplizierte Signal durch einen Burst-Puffer **335** einem Digital/Analog-Umsetzer **244** (entsprechend den in Fig. 15 dargestellten Umsetzern **244I**, **244Q**) zugeführt, der es in ein analoges I-Signal und ein analoges Q-Signal umsetzt. Dann werden die analogen Signale in der in Fig. 15 dargestellten Anordnung zum Senden verarbeitet.

[0107] In der Basisstation gemäß diesem Ausführungsbeispiel ist es möglich, da die Frequenzsprung genannte Bandschlitzverarbeitung durch den Multiplexer in der Mitte der oben beschriebenen Modulationsverarbeitung ausgeführt wird, die Anordnung des Sendesystems zu vereinfachen. Insbesondere war es notwendig, wenn die Basisstation gleichzeitig mehrere Signalpfade behandelt, wie in diesem Ausführungsbeispiel beschrieben, eine Frequenz eines Signals jeden Pfades in jene eines entsprechenden Bandschlitzes (Kanal) umzusetzen, um dann die Signale herzustellen, und daher ist in dem Sendesystem ein Satz von Schaltungen bis zu dem in Fig. 11 dargestellten Mischer **250** entsprechend der Anzahl der Pfade erforderlich. Andererseits ist in der Basisstation dieses Ausführungsbeispiels nur ein System der Schaltungen in den Schaltungen nach dem Multiplexer **242** ausreichend, und daher kann die Anordnung der Basisstation in diesem Maße vereinfacht werden.

[0108] Eine Anordnung zum Demodulieren von empfangenen Daten in der Basisstation, um sie zu decodieren, wird im Detail Bezug nehmend auf Fig. 23 beschrieben. Digitale I-Daten und digitale Q-Daten, die durch einen Analog/Digital-Umsetzer **222** (entsprechend den Analog/Digital-Umsetzern **220I**, **220Q** in Fig. 18) umgesetzt wurden, werden durch einen Burst-Puffer **341** einem Multiplizierer **342** zugeführt. Der Multiplizierer multipliziert sie mit einem Zeitsignalformausgang von einer Inversfensterdatenerzeugungsschaltung **343**. Die Zeitsignalform ist eine Zeitsignalform mit einer in Fig. 7A und Fig. 7B gezeigten Form und auch eine Zeitsignalform mit einer Länge T_H von 160 μs, was kürzer als jene beim Senden ist.

[0109] Die mit der Zeitsignalform multiplizierten Empfangsdaten werden einer FFT-Schaltung **344** zugeführt und einer Fast-Fourier-Tansformation unterzogen, um dadurch eine Verarbeitung auszuführen, die eine Frequenzachse in eine Zeitachse umsetzt.

So erhält man aus dem Echtzeitsignal alle Daten, die nach der Modulation in der Form von 22 Hilfsträgern in einem Abstand von 6,25 kHz je Bandschlitz übertragen wurden. Dann werden die der Fast-Fourier-Tansformation unterzogenen Daten einem Demultiplexer **222** zugeführt und in Daten entsprechend einer Anzahl aufgeteilt, in der die Endgerätevorrichtungen gleichzeitig einen Mehrfachzugriff auf die Basisstation haben dürfen. Wenn die Daten durch den Demultiplexer **222** gemäß diesem Ausführungsbeispiel aufgeteilt werden, wird die für die obige Aufteilung benutzte Frequenz durch eine Einheit von 150 kHz geschaltet und dieser Schaltvorgang wird gesteuert, wodurch Frequenzen der von den jeweiligen Endgerätevorrichtungen übertragenen Burst-Signalen geschaltet werden. Insbesondere wird in diesem Ausführungsbeispiel, wie unter Bezugnahme auf Fig. 6, usw. beschrieben, der Vorgang des Schaltens der Frequenz einer Bandschlitzeinheit, was Frequenzsprung genannt wird, periodisch ausgeführt, und der auf der Empfangsseite ausgeführte Frequenzschaltvorgang wird durch Zeitteilungsverarbeitungen des Demultiplexers **222** beim Empfang der Empfangsdaten realisiert.

[0110] Die jeweiligen Empfangsdaten, die durch den Demultiplexer **222** aufgeteilt wurden, werden unabhängig den Multiplexern **351a**, **351b**, ..., **351n** zugeführt, die entsprechend einer Anzahl N von Endgerätevorrichtungen vorgesehen sind, die einen gleichzeitigen Mehrfachzugriff auf die Basisstation haben dürfen. Die Multiplizierer **351a**, **351b**, ..., **351n** multiplizieren jeweils die aufgeteilten Daten mit inversen Zufallsphasenverschiebungsdaten (Daten, die synchron zu den Zufallsphasenverschiebungsdaten auf der Sendeseite verändert werden), die von den Inverszufallsphasenverschiebungsdatenerzeugungsschaltungen **352a**, **352b**, ..., **352n** ausgegeben werden, und führt die empfangenen aufgeteilten Daten in die Daten mit den ursprünglichen Phasen in den jeweiligen Systemen zurück.

[0111] Die jeweiligen Daten von den Inverszufallsphasenverschiebungsdatenerzeugungsschaltungen werden Verzögerungserfassungsschaltungen **353a**, **353b**, ..., **353n** zugeführt und dadurch verzögerungs-erfasst (differenz-demoduliert). Die Verzögerungserfassungsschaltungen führen die verzögerungs-erfassten Daten Vierrahmenentschachtelungspuffern **354a**, **354b**, ..., **354n** zu, welche die Daten der verschachtelten vier Rahmen beim Senden wieder in die Daten der ursprünglichen Datenanordnung herstellen. Die Vierrahmenentschachtelungspuffer führen die entschachtelten Daten Viterbi-Decodierern **355a**, **355b**, ..., **355n** zu, um sie einer Viterbi-Decodierung zu unterziehen. Die Decodierer führen die der Viterbi-Decodierung unterzogenen Daten als Empfangsdaten den Empfangsdatenverarbeitungsschaltungen (nicht dargestellt) in den nachfolgenden Stufen zu.

[0112] Gemäß der Basisstation dieses Ausführungsbeispiels ist es ähnlich dem Sendesystem möglich, da die Datenaufteilungsverarbeitung mit der Frequenzsprung genannten Bandschlitzschaltverarbeitung durch den in der Mitte der Demodulationsverarbeitung vorgesehenen Demultiplexer **222** ausgeführt wird, die Anordnung des Empfangssystems zu vereinfachen. Insbesondere ist es, wenn die Basisstation gleichzeitig die Signale mehrerer Pfade behandelt, wie in diesem Ausführungsbeispiel geschrieben, im Stand der Technik notwendig, die Frequenzen der Signale der Bandschlitze (Kanäle) entsprechend den jeweiligen Signalen der Pfade in die Zwischenfrequenzsignale umzusetzen und dann die Verarbeitungen bis zu der Fast-Fourier-Tansformation auszuführen, um sie den jeweiligen Multiplizieren **351a** bis **351n** zuzuführen, und daher sind in dem Empfangssystem Sätze, deren Anzahl der Anzahl der Pfade entspricht, von in Fig. 15 dargestellten Schaltungen vom Mischer **215** bis zu der Demodulationseinheit **221** erforderlich. Da die Basisstation gemäß diesem Ausführungsbeispiel nur ein System der Schaltungen in dem Sendesystem vor dem Demultiplexer **222** benötigt, ist es dagegen möglich, die Anordnung der Basisstation in diesem Maße zu vereinfachen.

[0113] Während in diesem Ausführungsbeispiel die Steuerdaten des Sendeausgangs mit den Steuerdaten, die den Sendeausgang angeben, der auf dem von der Endgerätevorrichtung zur Basisstation übertragenen Signal überlagert ist, gesendet wird (eine Anordnung zum Ausführen der Addition in einem Addierer **109** in Fig. 11), muss nicht erwähnt werden, dass das von der Basisstation zur Endgerätevorrichtung übertragene Signal mit den Steuerdaten, die den Sendeausgang angeben und auf das Sendesignal durch eine ähnliche Verarbeitung auf der Seite der Basisstation überlagert sind, übertragen werden kann.

[0114] Während als Steuerdaten des Sendeausgangs drei Arten von Daten, d. h. die Daten zum Beibehalten des Sendeausgangs (0-Daten), Daten zum Erhöhen des Sendeausgangs(+1-Daten) und Daten zum Reduzieren des Sendeausgangs (–1-Daten) eingestellt sind, können die Steuerdaten auch fein eingestellt sein. Insbesondere können die Steuerdaten so eingestellt sein, um anzugeben, um wie viel der Sendeausgang erhöht wird. Alternativ können die Steuerdaten auch zwei Arten von Daten, d. h. Daten zum Erhöhen des Sendeausgangs und Daten zum Reduzieren des Sendeausgangs haben.

[0115] Die Steuerdaten neben den Steuerdaten, die den Sendeausgang angeben, können mit der ähnlichen Anordnung übertragen werden. Während in diesem Ausführungsbeispiel die vorliegende Erfindung auf ein so genanntes BDMA-Übertragungssystem angewendet ist, in dem der Mehrfachzugriff ausgeführt wird, indem das Mehrträgersignal einem Fre-

quenzsprung unterzogen wird, ist es unnötig zu erwähnen, dass die vorliegende Erfindung auch auf eine Kommunikationsvorrichtung mit einem anderen Übertragungssystem und mit einer Befehlsausgabe des Sendeausgangs zu einer Seite, mit der sie kommuniziert, angewendet werden kann.

[0116] Außerdem sind Werte der Frequenzen, der Zeit, der Codierraten und dergleichen in diesem Ausführungsbeispiel beispielhaft beschrieben, und daher ist die vorliegende Erfindung nicht auf das obige Ausführungsbeispiel beschränkt. Es ist unnötig, zu erwähnen, dass die vorliegende Erfindung bezüglich des Modulationssystems auch auf eine andere Modulationsverarbeitung als die DQPSK-Modulation angewendet werden kann.

[0117] Gemäß einem Kommunikationssystem der vorliegenden Erfindung ist es möglich, die Leistung basierend auf dem tatsächlichem Empfangszustand genau zu steuern. Insbesondere wird die Differenz zwischen dem Empfangssymbolfehlerschätzwert und dem vorgegebenen Referenzwert als der Referenzwert berechnet, der als Reaktion auf den Empfangszustand variabel eingestellt wird, und der Differenzwert wird als Referenzwert verwendet, weshalb es möglich ist, einen genauen Empfangszustand auf einer Echtzeitbasis basierend auf dem tatsächlichen Empfangssymbolfehler und der tatsächlichen Schaltungsgüte zu bestimmen, und es möglich ist, die Leistung als Reaktion auf die Änderung des tatsächlichen Empfangszustandes genau zu steuern.

[0118] Gemäß der Basisstation der vorliegenden Erfindung ist es möglich, die Leistung der Endgerätevorrichtung basierend auf dem tatsächlichen Empfangszustand genau zu steuern. Insbesondere wird die Differenz zwischen dem Empfangssymbolfehlerschätzwert und dem vorgegebenen Referenzwert als Referenzwert, der als Reaktion auf dem Empfangszustand variabel eingestellt wird, berechnet und der Differenzwert wird als Referenzwert verwendet, weshalb es möglich ist, einen genauen Empfangszustand auf einer Echtzeitbasis basierend auf dem tatsächlichen Empfangssymbolfehler und der tatsächlichen Schaltungsgüte zu bestimmen, und es möglich ist, die Leistung der Endgerätevorrichtung als Reaktion auf die Änderung des tatsächlichen Empfangszustandes genau zu steuern.

[0119] Gemäß der Endgerätevorrichtung der vorliegenden Erfindung ist es möglich, die Leistung der Basisstation basierend auf dem tatsächlichen Empfangszustand genau zu steuern. Insbesondere wird die Differenz zwischen dem Empfangssymbolfehlerschätzwert und dem vorgegebenen Referenzwert als der Referenzwert, der als Reaktion auf den Empfangszustand variabel eingestellt wird, berechnet und der Differenzwert wird als Referenzwert verwendet, weshalb es möglich ist, einen genauen Empfangszustand auf einer Echtzeitbasis basierend auf dem tatsächlichen Empfangssymbolfehler und der tatsächlichen Schaltungsgüte zu bestimmen, und es möglich ist, die Leistung der Basisstation als Reaktion auf die Änderung des tatsächlichen Empfangszustandes genau zu steuern.

[0120] In jedem der obigen Fälle ist es möglich, da der Differenzwert zwischen dem Empfangssymbolfehlerschätzwert und dem vorgegebenen Referenzwert mit einem kleinen Verstärkungsfaktor integriert wird, um den Referenzwert zu erhalten, den zufriedenstellenden Referenzwert zu erhalten, der sich im Wesentlichen als Reaktion auf die Schwankung des Übertragungsleitungszustandes ändert, und daher ist es möglich, die Leistung zufriedenstellender zu steuern.

[0121] Während bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung Bezug nehmend auf die beiliegenden Zeichnungen beschrieben worden sind, ist es selbstverständlich, dass die vorliegende Erfindung nicht auf die obigen Ausführungsbeispiele beschränkt ist und dass verschiedene Änderungen und Modifikationen daran durch einen Fachmann ausgeführt werden können, ohne den Schutzumfang der vorliegenden Erfindung zu verlassen, wie er in den anhängenden Ansprüchen definiert ist.

Patentansprüche

1. Kommunikationsverfahren zwischen einer ersten Station und einer zweiten Station mit einem Duplexbetrieb zur Sendeleistungssteuerung, mit den Schritten:
Empfangen einer von der ersten Station gesendeten Information an der zweiten Station;
Durchführen eines ersten Verarbeitungsprozesses (**150**) nach dem Empfangsschritt an der zweiten Station zum Abschätzen einer Qualität (Q) eines Kommunikationspfades aus einem Zustand eines Empfangssignals;
Durchführen eines zweiten Verarbeitungsprozesses an der zweiten Station zum Vergleichen (**141**) eines Ausgangswerts (Q) in dem ersten Verarbeitungsprozess mit einem entsprechend einem Empfangszustand eingestellten ersten variablen Referenzwert (TH1), wobei der erste variable Referenzwert (TH1) eine Differenz zwischen einem geschätzten Fehlerwert (E) eines decodierten Empfangssignals und einem vorbestimmten festen Referenzwert (N) ist;
Verstärken der Differenz mit einem ersten vorbestimmten Verstärkungsfaktor;
Senden von in dem zweiten Verarbeitungsprozess erzeugten Leistungssteuerinformationen von der zweiten Station zu der ersten Station;
Steuern einer Sendeleistung an der ersten Station durch die Leistungssteuerinformationen,
dadurch gekennzeichnet,
dass der zweite Verarbeitungsprozess den Aus-

gangswert (Q) mit sowohl dem ersten variablen Referenzwert (TH1) als auch einem zweiten variablen Referenzwert (TH2) vergleicht, wobei der zweite variable Referenzwert (TH2) aus dem ersten variablen Referenzwert (TH1) berechnet wird und wobei die Leistungssteuerinformationen die Sendeleistung beibehalten, wenn der Ausgangswert (Q) zwischen dem ersten variablen Referenzwert (TH1) und dem zweiten variablen Referenzwert (TH2) liegt.

2. Kommunikationsverfahren nach Anspruch 1, bei welchem der erste variable Referenzwert (TH1) ein Gesamtwert einer Differenz zwischen einem geschätzten Fehlerwert (E) eines decodierten Empfangssignals und einem vorbestimmten festen Referenzwert (N) ist.

3. Kommunikationsvorrichtung mit einer Sendeleistungssteuerung im Duplexbetrieb, mit
einer Empfangseinrichtung zum Empfangen von Informationen;
einer ersten Verarbeitungseinrichtung (**150**) zum Durchführen eines ersten Verarbeitungsprozesses an einem Ausgangssignal von der Empfangseinrichtung, um eine Qualität (Q) eines Kommunikationspfades aus einem Zustand eines Empfangssignals abzuschätzen;
einer zweiten Verarbeitungseinrichtung (**141**) zum Durchführen eines zweiten Verarbeitungsprozesses zum Vergleichen eines Ausgangswerts (Q) in der ersten Verarbeitungseinrichtung mit einem entsprechend einem Empfangszustand eingestellten ersten variablen Referenzwert (TH1), wobei der erste variable Referenzwert (TH1) eine Differenz zwischen einem geschätzten Fehlerwert (E) eines decodierten Empfangssignals und einem vorbestimmten festen Referenzwert (N) ist;
einem Verstärker (**142a**) zum Verstärken der Differenz mit einem vorbestimmten Verstärkungsfaktor;
einer Sendeeinrichtung zum Senden eines Ausgangssignals von der zweiten Verarbeitungseinrichtung als Leistungssteuerinformationen,
dadurch gekennzeichnet,
dass die zweite Verarbeitungseinrichtung (**141**) den Ausgangswert (Q) mit sowohl dem ersten variablen Referenzwert (TH1) als auch einem zweiten variablen Referenzwert (TH2) vergleicht, wobei der zweite variable Referenzwert (TH2) aus dem ersten variablen Referenzwert (TH1) berechnet wird und die Leistungssteuerinformationen die Sendeleistung beibehalten, wenn der Ausgangswert (Q) zwischen dem ersten variablen Referenzwert (TH1) und dem zweiten variablen Referenzwert (TH2) liegt.

4. Kommunikationsvorrichtung nach Anspruch 3, bei welcher der erste variable Referenzwert (TH1) ein Gesamtwert einer Differenz zwischen einem geschätzten Fehlerwert (E) eines decodierten Empfangssignals und einem vorbestimmten festen Referenzwert (N) ist.

5. Kommunikationsvorrichtung nach Anspruch 3 oder 4, bei welcher der geschätzte Fehlerwert (E) des decodierten Empfangssignals in der zweiten Verarbeitungseinrichtung ein Prozess zum Vergleichen eines früher decodierten Codes mit einem neu codierten Code nach der Decodierung ist.

6. Kommunikationsvorrichtung nach einem der Ansprüche 3 bis 5, bei welcher der Prozess zum Abschätzen einer Qualität des Kommunikationspfades durch die erste Verarbeitungseinrichtung ein Prozess zum Berechnen eines Verhältnisses einer geschätzten Rauschleistung zu einer geschätzten Empfangsleistung ist.

7. Kommunikationsvorrichtung nach einem der Ansprüche 3 bis 6, bei welcher die Kommunikationsvorrichtung eine tragbare Vorrichtung ist, die Empfangseinrichtung die von einer Basisstation gesendeten Informationen empfängt, und die Sendeeinrichtung das Ausgangssignal zu der Basisstation sendet.

8. Kommunikationsvorrichtung nach einem der Ansprüche 3 bis 7, bei welcher die Kommunikationsvorrichtung eine Basisstation ist, die Empfangseinrichtung die von mehreren tragbaren Vorrichtungen gesendeten Informationen empfängt, und die Sendeeinrichtung das Ausgangssignal zu den mehreren tragbaren Vorrichtungen sendet.

Es folgen 22 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG. 1A

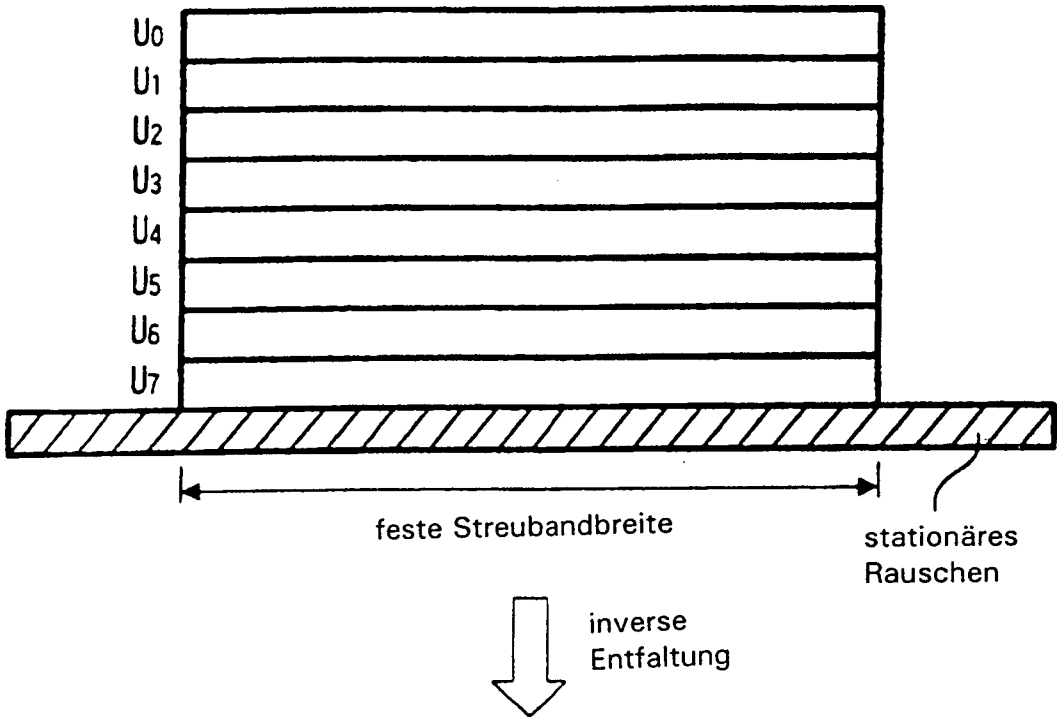


FIG. 1B

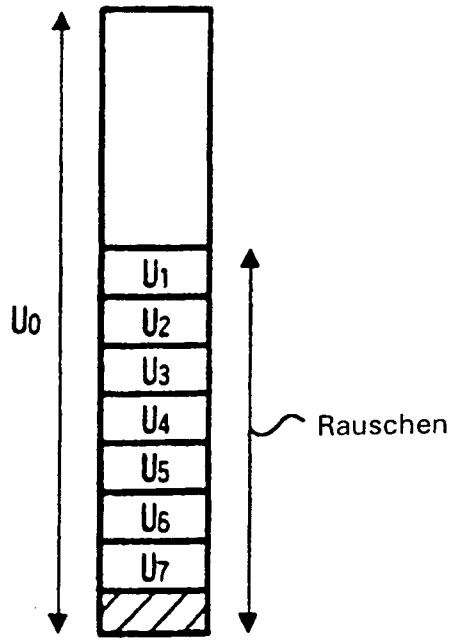


FIG. 2

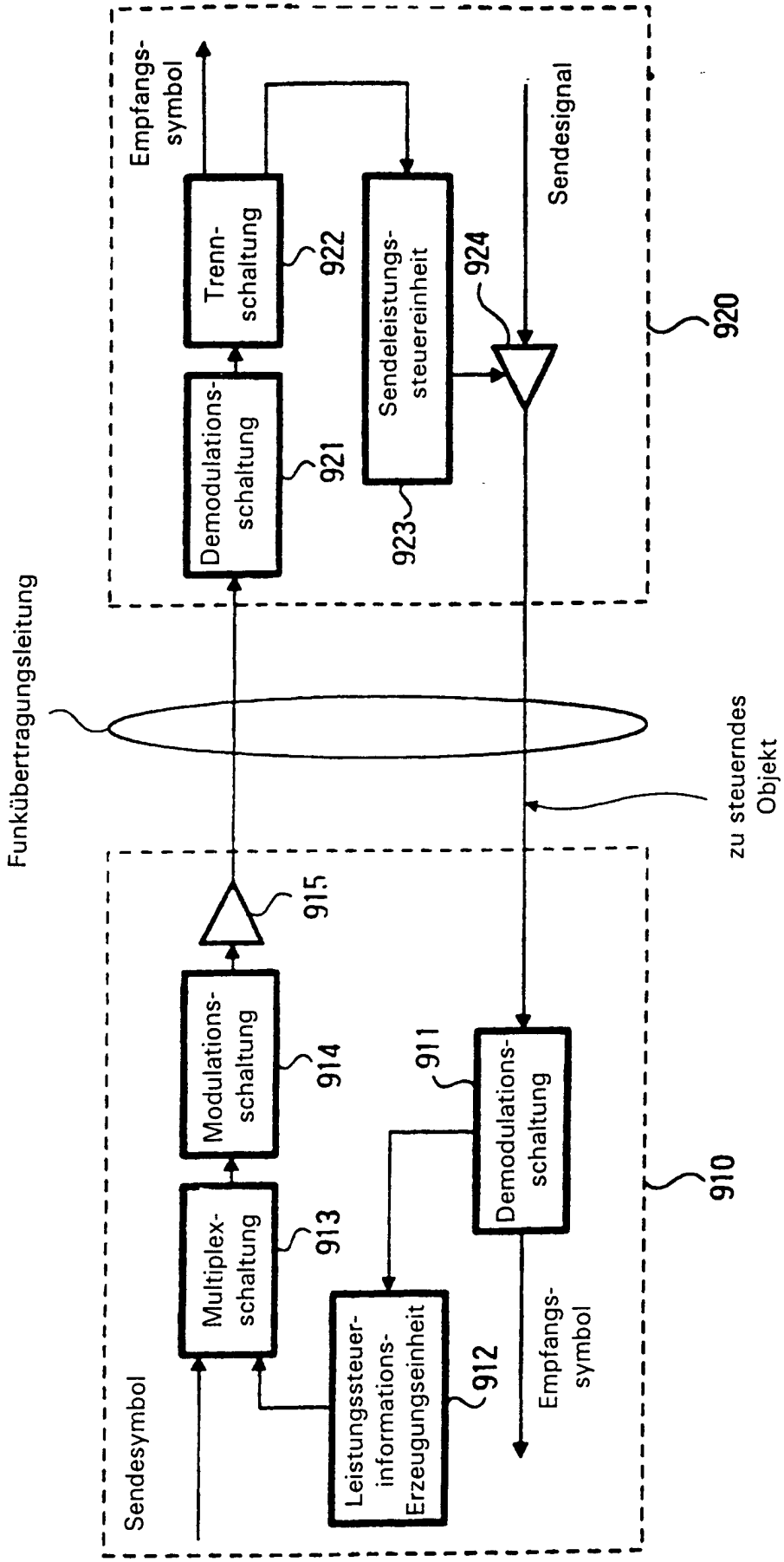

Empfangs-
symbol
Trenn-
schaltung
922
Demodulations-
schaltung
921
Sendeleistungs-
steuereinheit
924
923
Sendesignal
920
Funkübertragungsleitung
zu steuerndes
Objekt
915
Modulations-
schaltung
914
911
Demodulations-
schaltung
910
Multiplex-
schaltung
913
Leistungssteuer-
informations-
Erzeugungseinheit
912
Empfangs-
symbol
Sendesymbol

FIG. 3

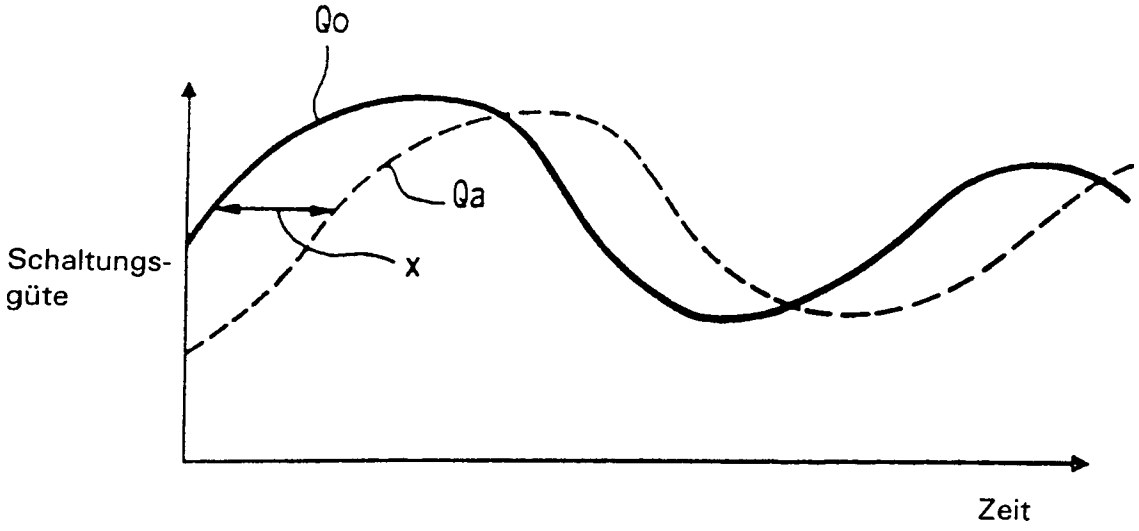


FIG. 4

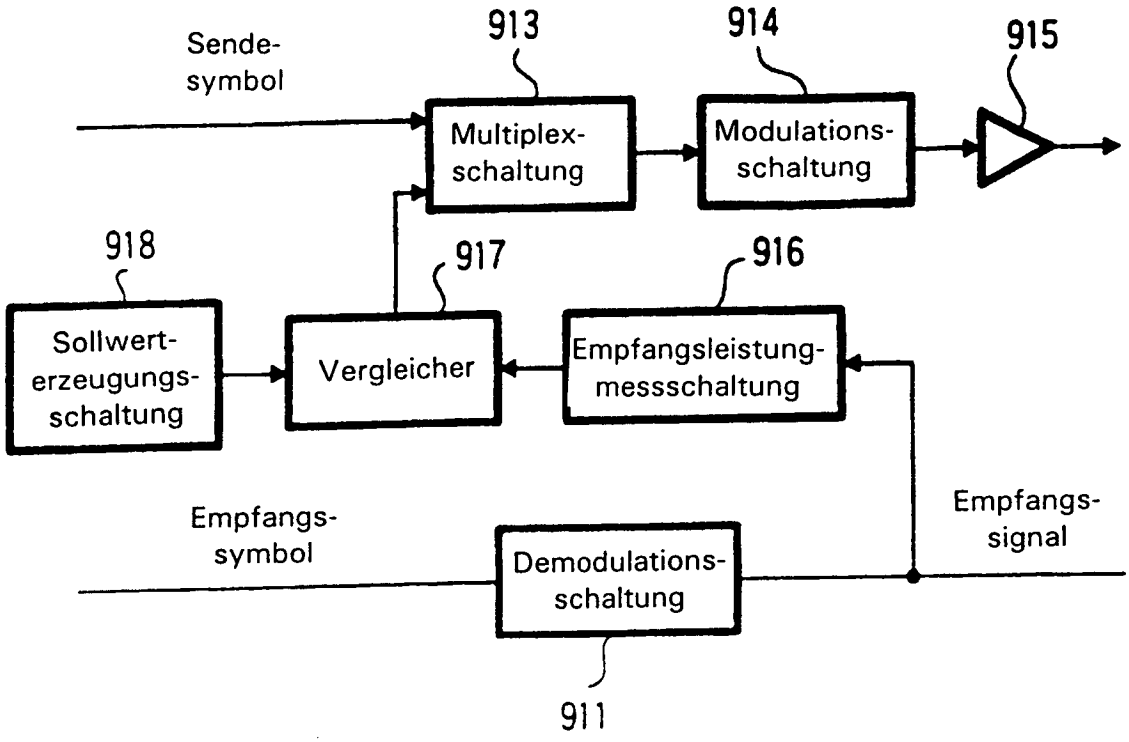

Sende-
symbol
913
Multiplex-
schaltung
914
Modulations-
schaltung
915
918
Sollwert-
erzeugungs-
schaltung
917
Vergleicher
916
Empfangsleistung-
messschaltung
Empfangs-
symbol
Demodulations-
schaltung
Empfangs-
signal
911

FIG. 5

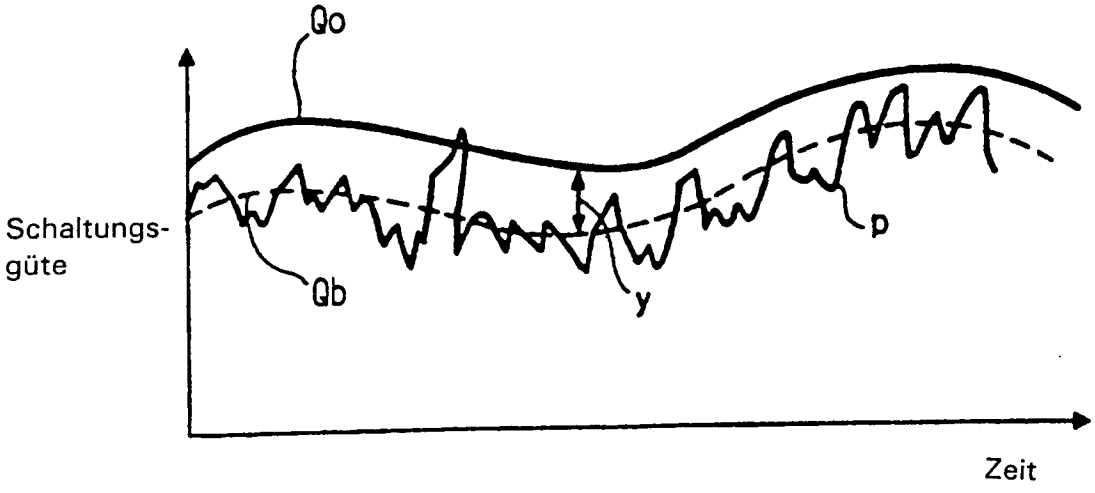
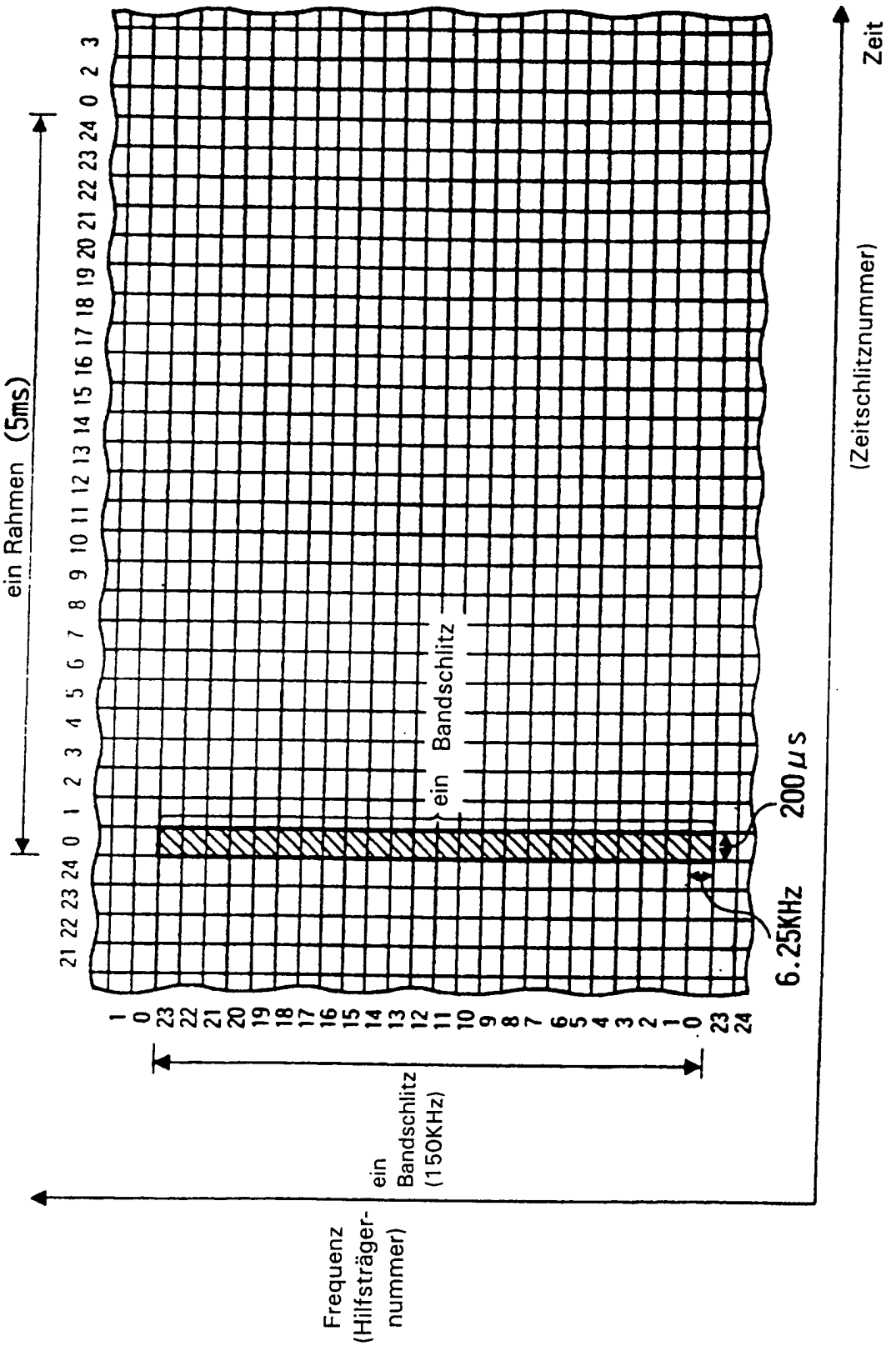

Qo
Schaltungs-
güte
Qb
y
p
Zeit

FIG. 6


ein Rahmen (5ms)
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 0 2 3
ein Bandschlitz
200 µs
6.25KHz
Zeit
(Zeitschlitznummer)
ein Bandschlitz (150KHz)
Frequenz (Hilfsträger-nummer)

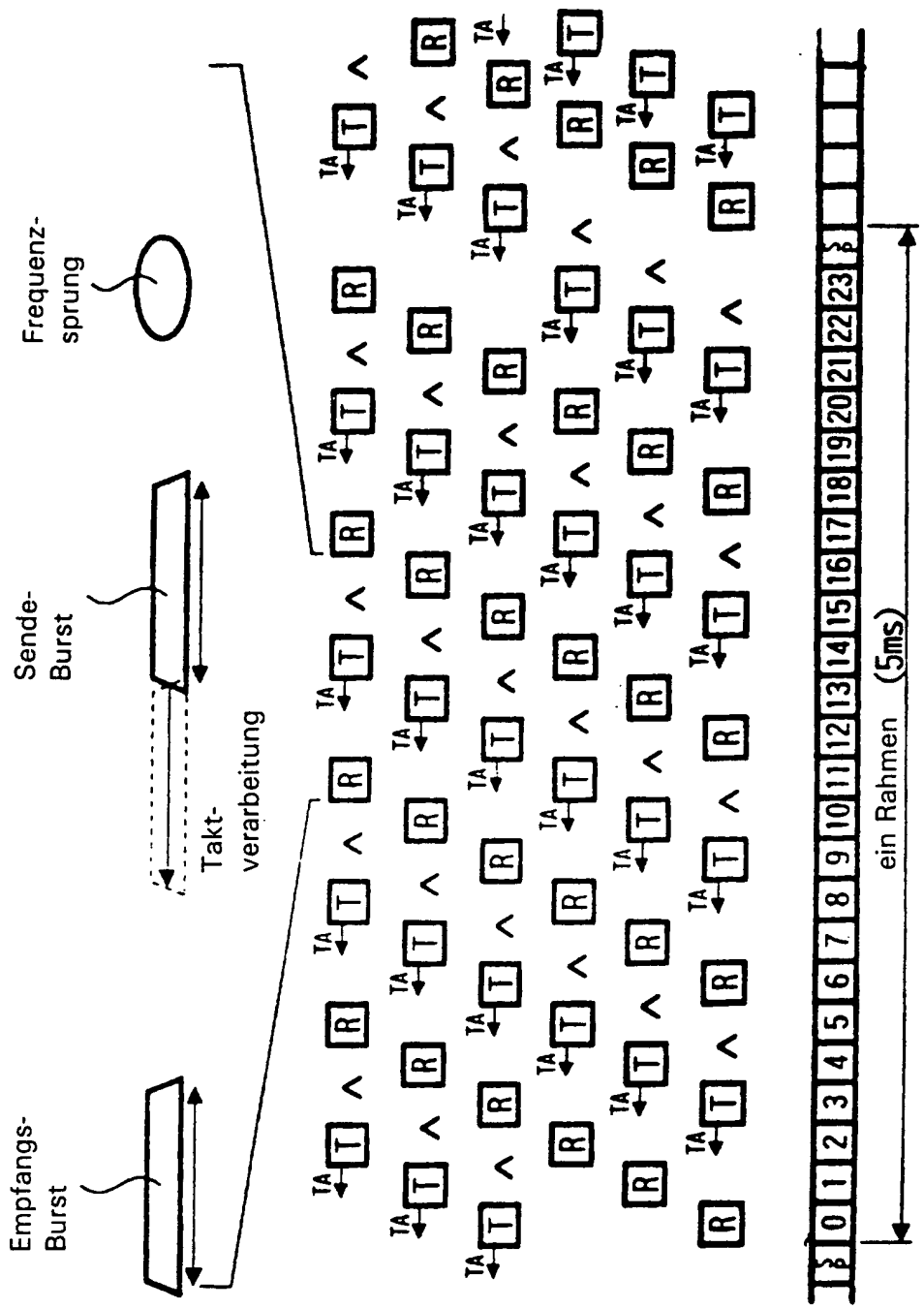
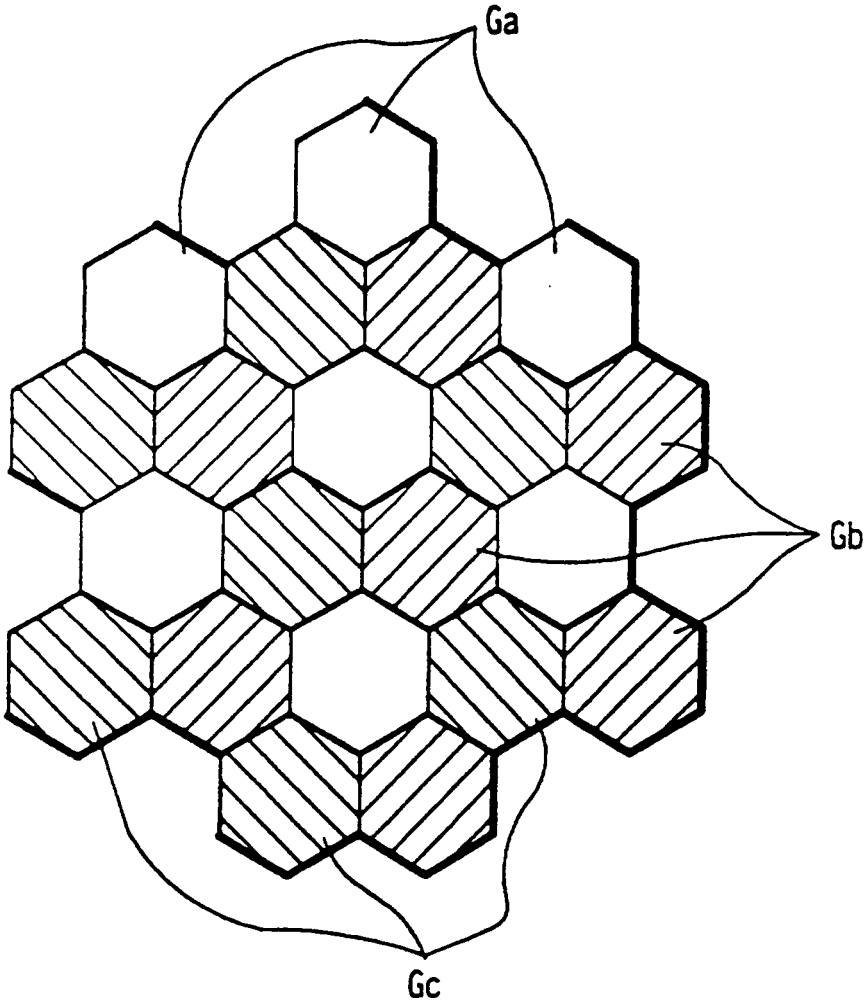


FIG. 7G
FIG. 7F
FIG. 7E
FIG. 7D
FIG. 7C
FIG. 7B
FIG. 7A

FIG. 8



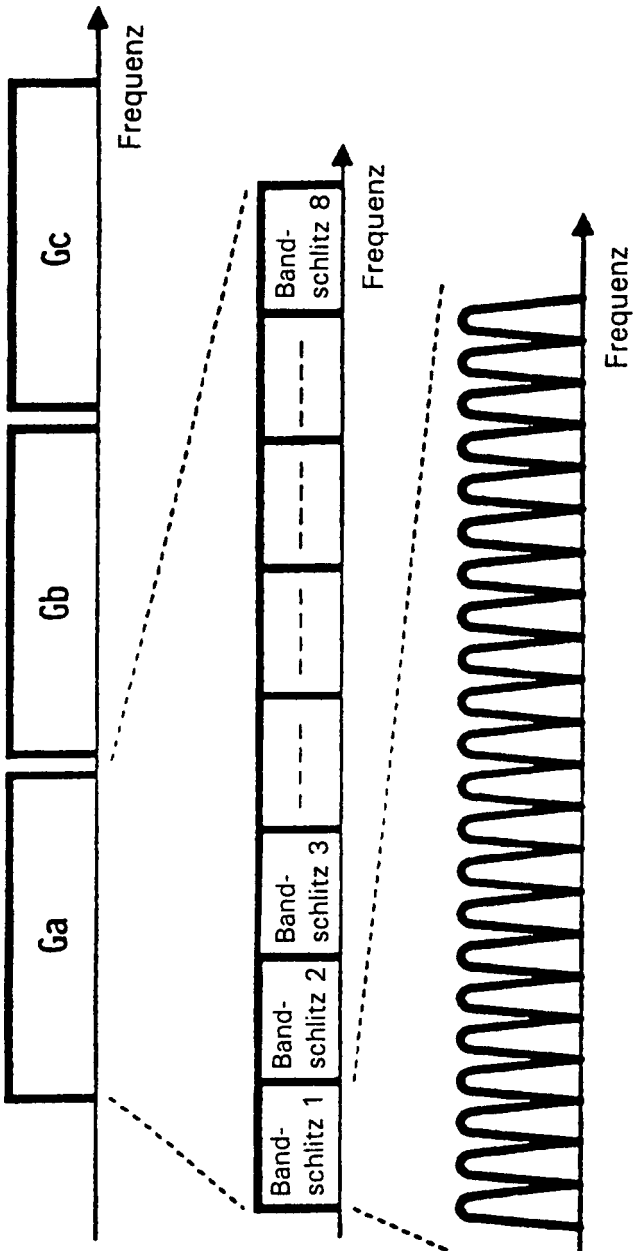


FIG. 9A

FIG. 9B

FIG. 9C

FIG. 10

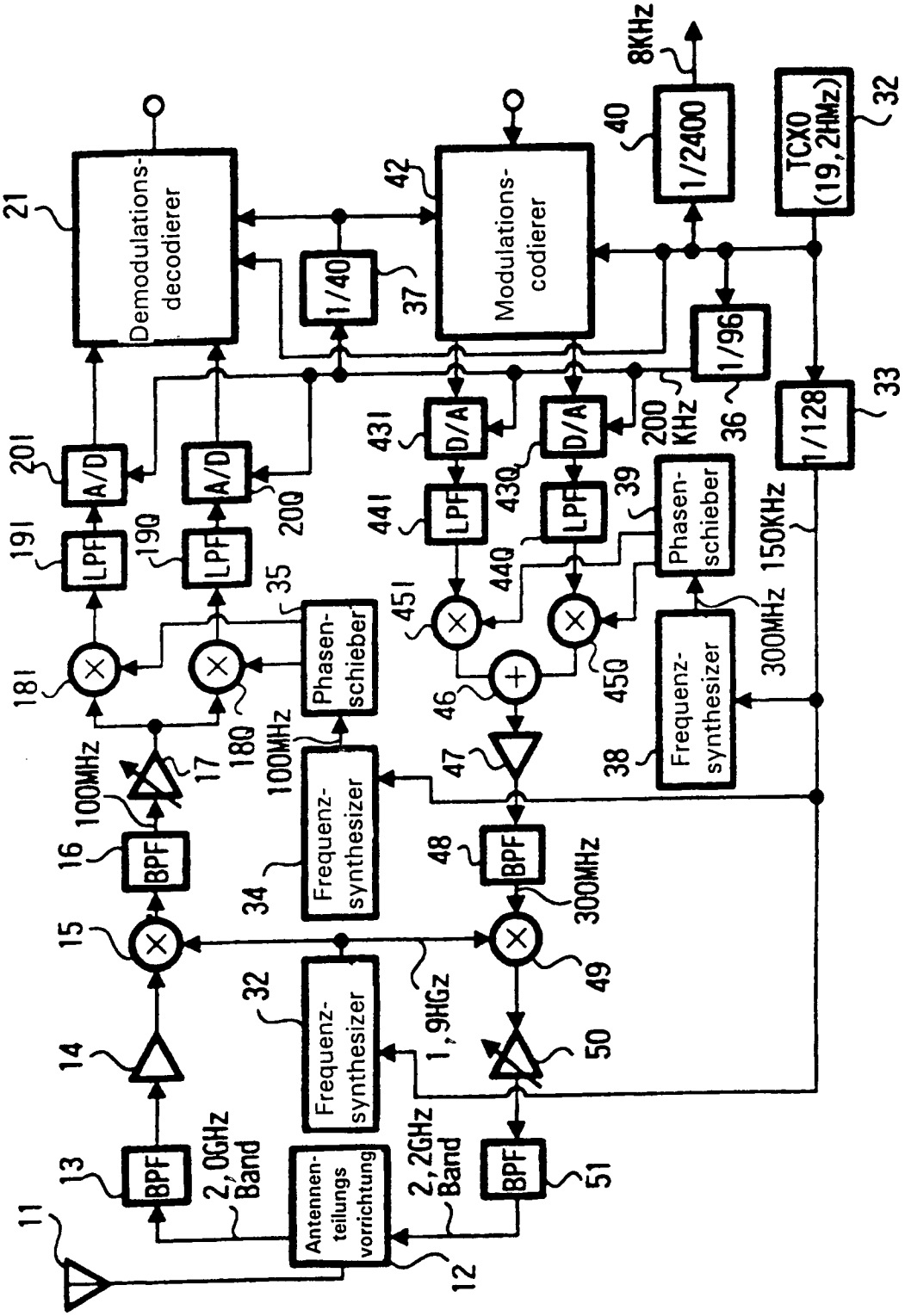
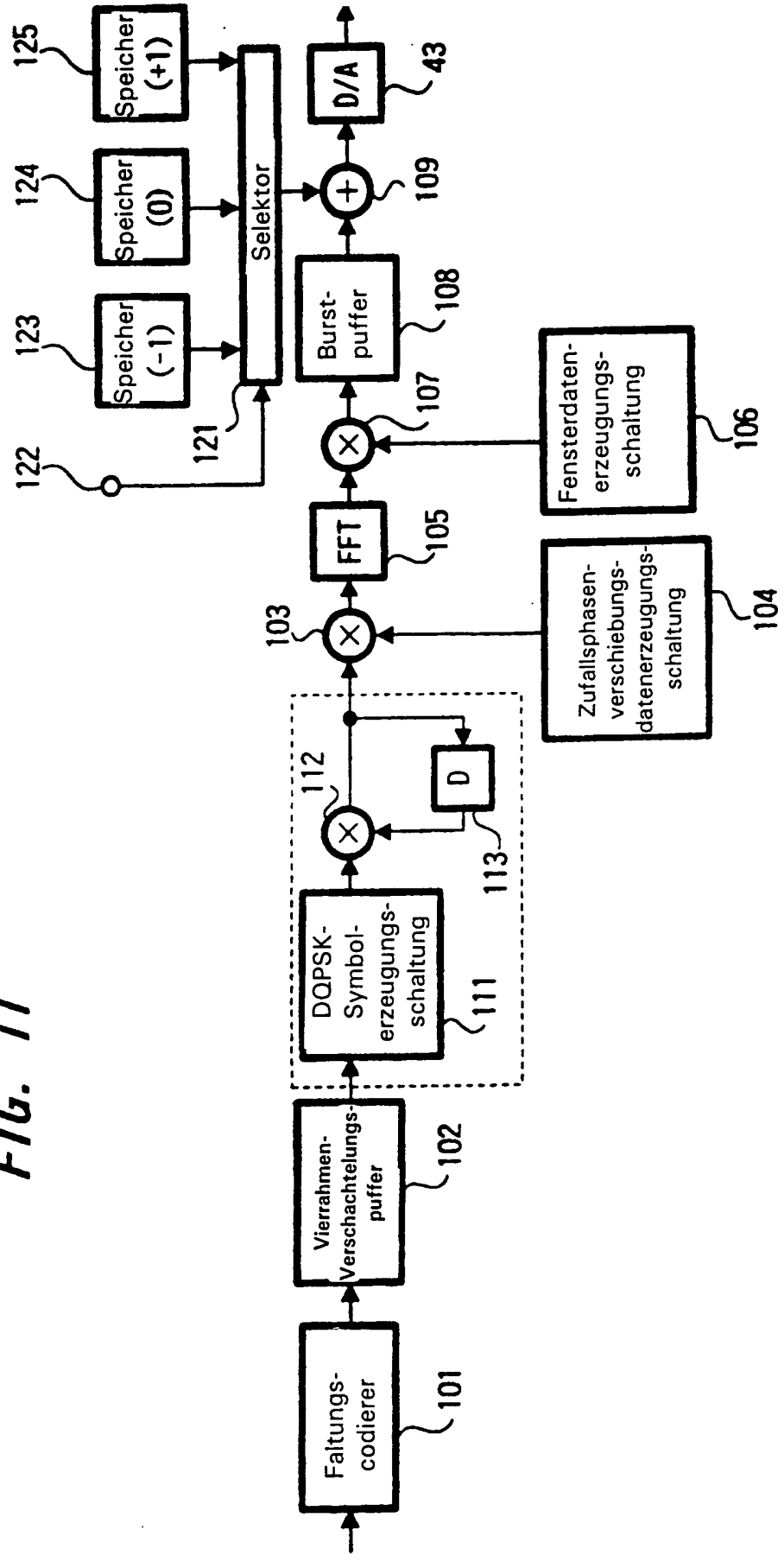

Demodulations-decodierer
Modulations-codierer
1/40
1/2400
1/96
1/128
TCXO (19,2MHz)
8KHz
200 KHz
150KHz
300MHz
100MHz
A/D
LPF
D/A
Phasen-schieber
Frequenz-synthesizer
BPF
Antennen-teilungs vorrichtung
2,0GHz Band
2,2GHz Band
1,9HGz

FIG. 11


Faltungs-codierer
101
Vierrahmen-Verschachtelungs-puffer
102
DQPSK-Symbol-erzeugungs-schaltung
111
112
113
D
103
FFT
105
Zufallsphasen-verschiebungs-datenerzeugungs-schaltung
104
Fensterdaten-erzeugungs-schaltung
106
107
Burst-puffer
108
109
D/A
43
Selektor
121
122
Speicher (-1)
123
Speicher (0)
124
Speicher (+1)
125

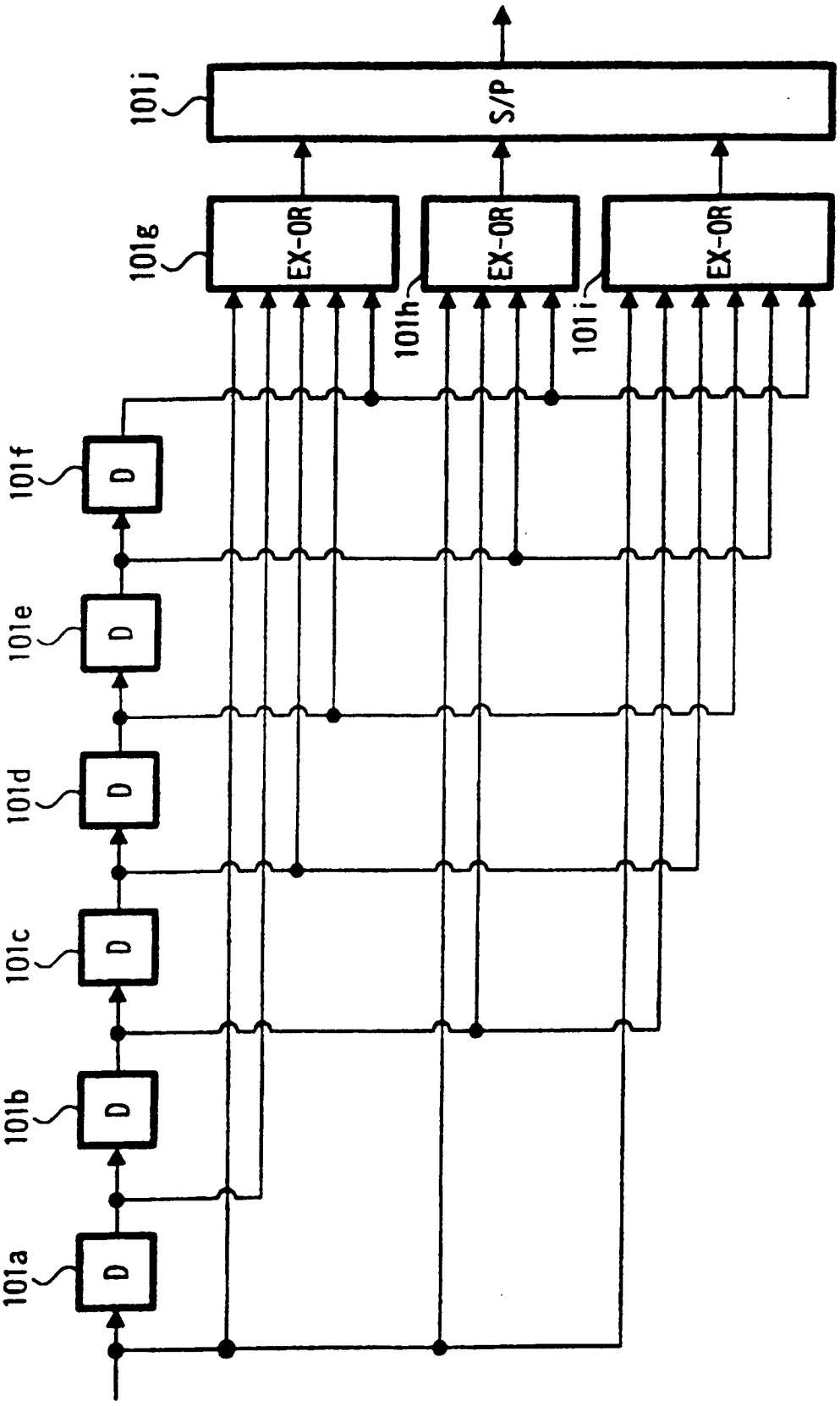

101j
S/P
101g
EX-OR
EX-OR
EX-OR
101h
101i
101f
101e
101d
101c
101b
101a
D
D
D
D
D
D

FIG. 12

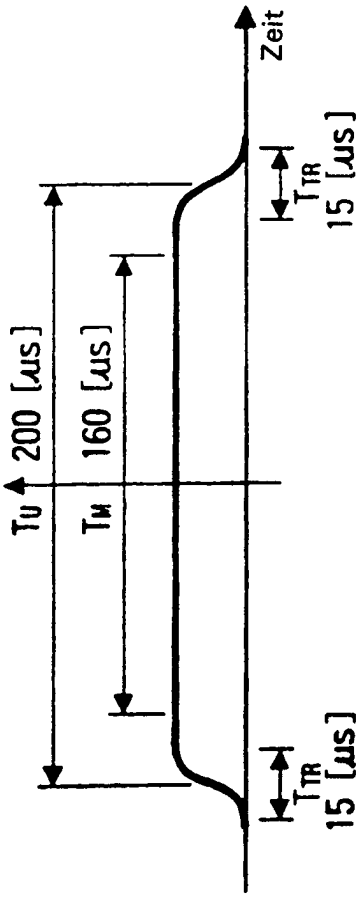


FIG. 13A



FIG. 13B

FIG. 14

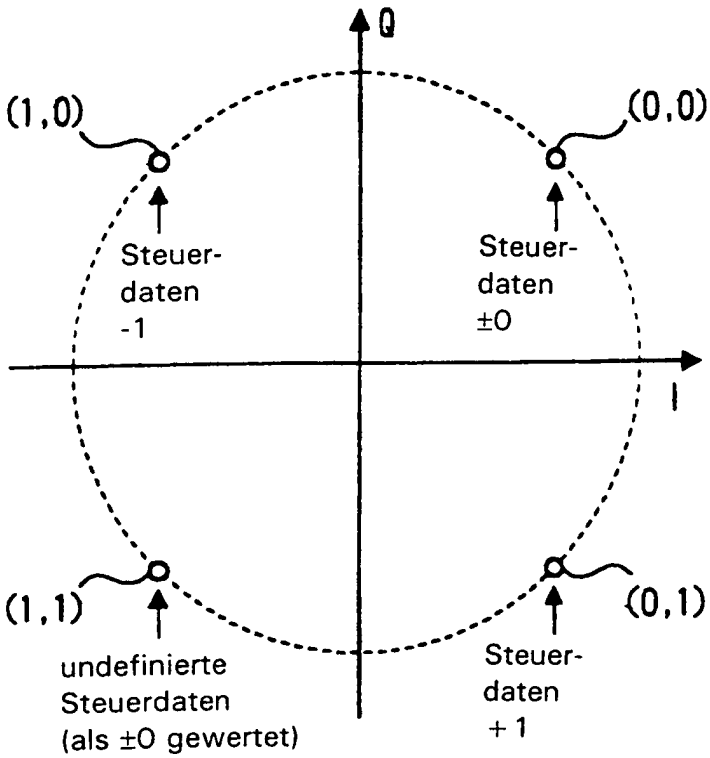

Q
I
(1,0)
(0,0)
(1,1)
(0,1)
Steuer-
daten
-1
Steuer-
daten
±0
undefinierte
Steuerdaten
(als ±0 gewertet)
Steuer-
daten
+1

FIG. 15

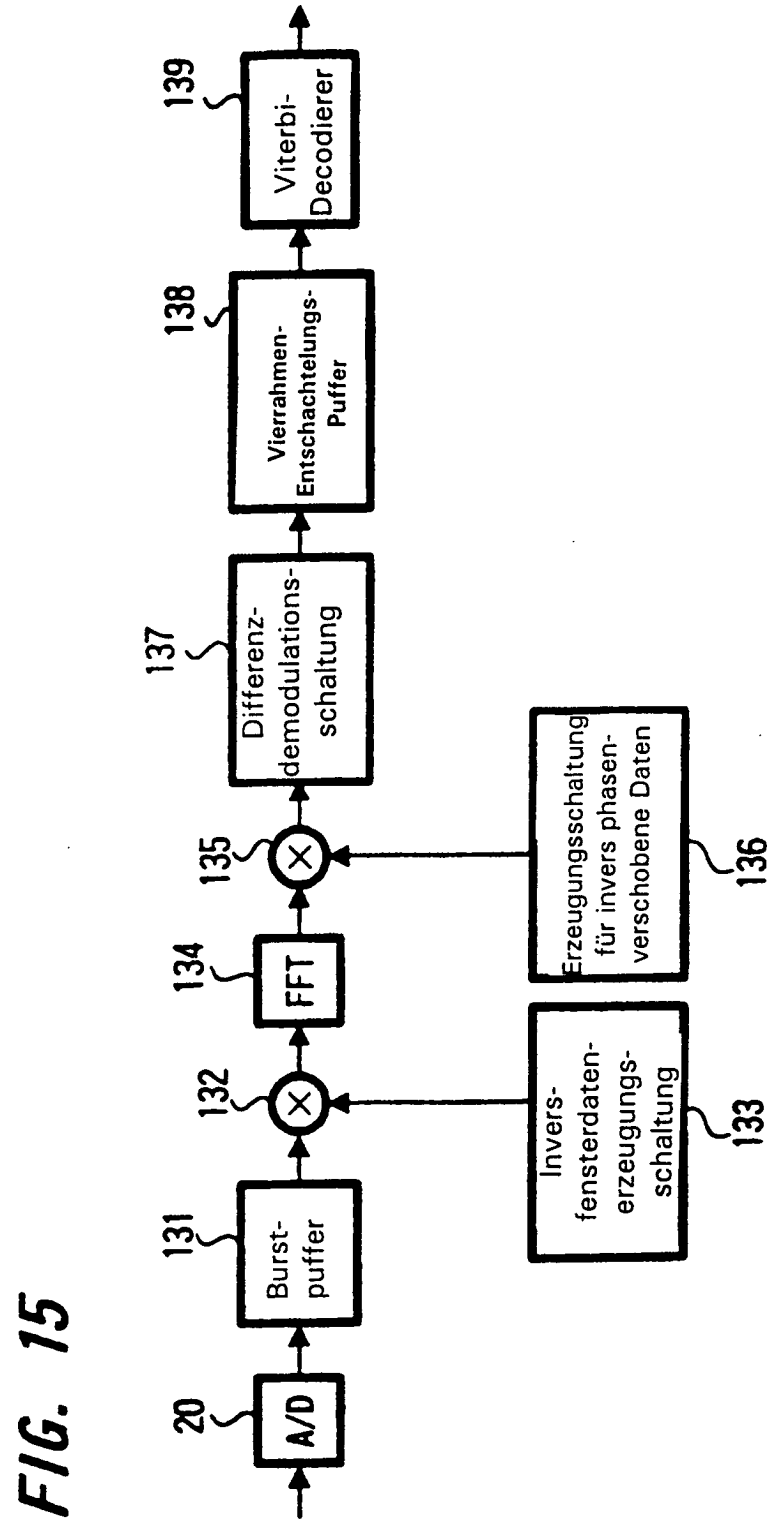

20
A/D
131
Burst-puffer
132
134
FFT
135
137
Differenz-demodulations-schaltung
138
Vierrahmen-Entschachtelungs-Puffer
139
Viterbi-Decodierer
Invers-fensterdaten-erzeugungs-schaltung
133
Erzeugungsschaltung für invers phasen-verschobene Daten
136

FIG. 16

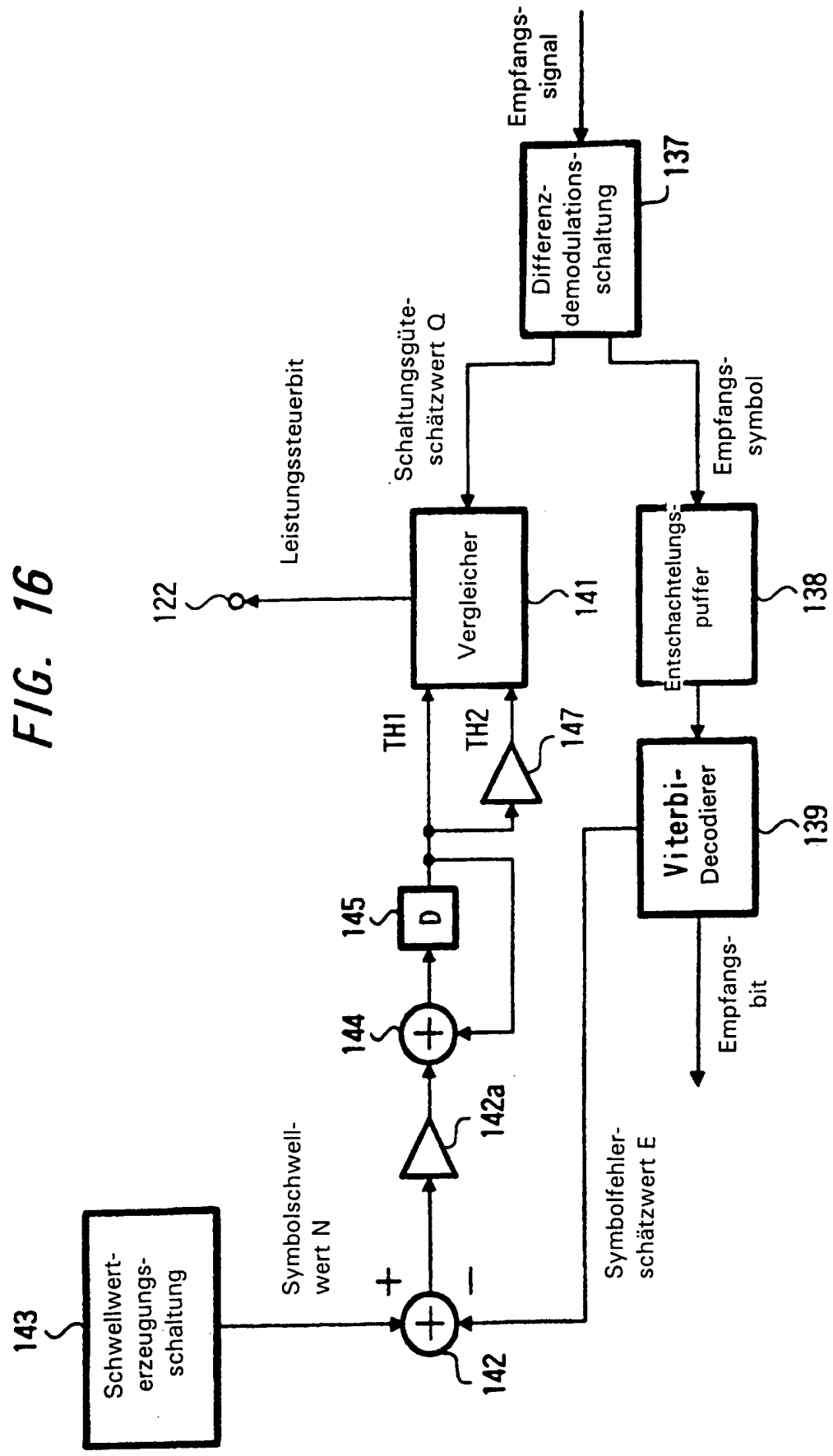

Empfangs-
signal
Differenz-
demodulations-
schaltung
137
Schaltungsgüte-
schätzwert Q
Empfangs-
symbol
Leistungssteuerbit
122
Vergleicher
141
Entschachtelungs-
puffer
138
TH1
TH2
147
Viterbi-
Decodierer
139
145
D
144
142a
Empfangs-
bit
Symbolschwell-
wert N
Symbolfehler-
schätzwert E
143
Schwellwert-
erzeugungs-
schaltung
+
−
142

FIG. 17

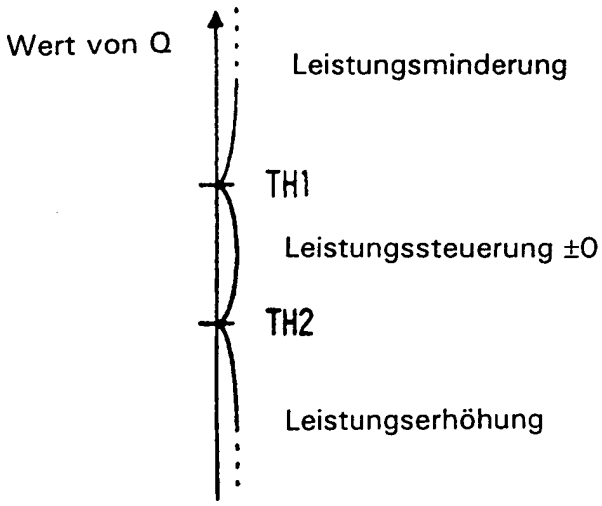

Wert von Q
Leistungsminderung
TH1
Leistungssteuerung ±0
TH2
Leistungserhöhung

FIG. 18

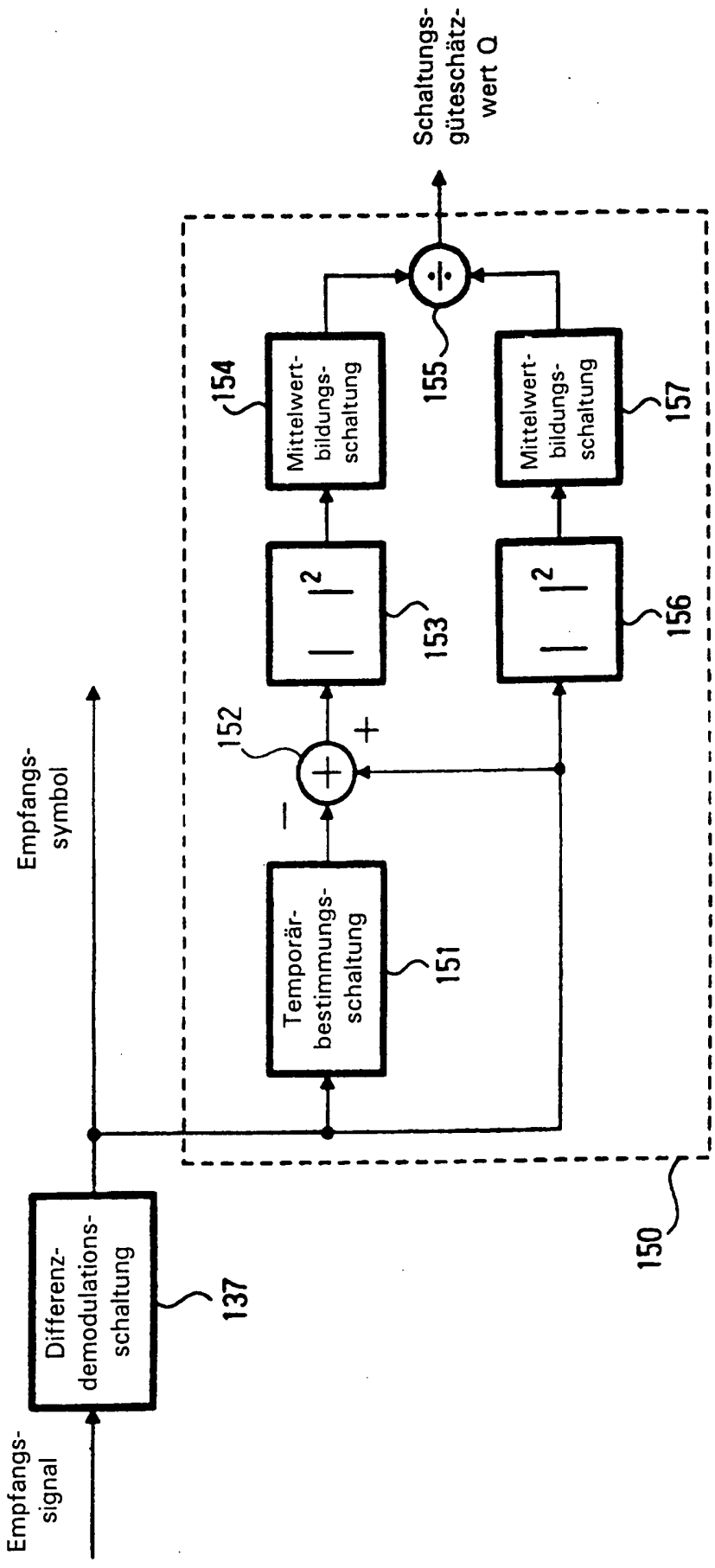

Empfangs-signal
Differenz-demodulations-schaltung
137
Empfangs-symbol
Temporär-bestimmungs-schaltung
151
152
−
+
153
156
Mittelwert-bildungs-schaltung
154
Mittelwert-bildungs-schaltung
157
155
Schaltungs-güteschätz-wert Q
150

FIG. 19

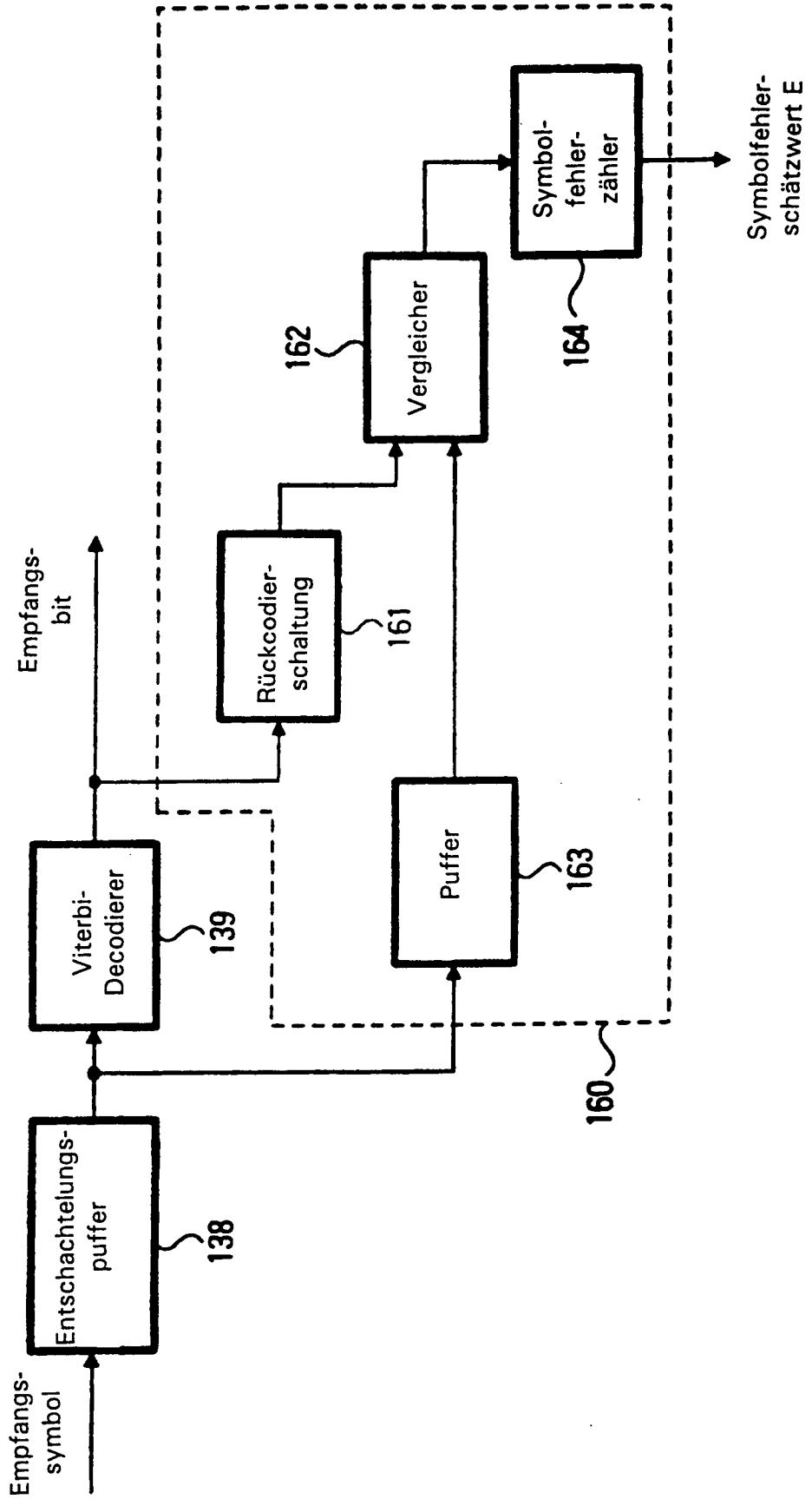

Empfangs-
symbol
Entschachtelungs-
puffer
138
Viterbi-
Decodierer
139
Empfangs-
bit
Rückcodier-
schaltung
161
162
Vergleicher
Puffer
163
160
164
Symbol-
fehler-
zähler
Symbolfehler-
schätzwert E

FIG. 20

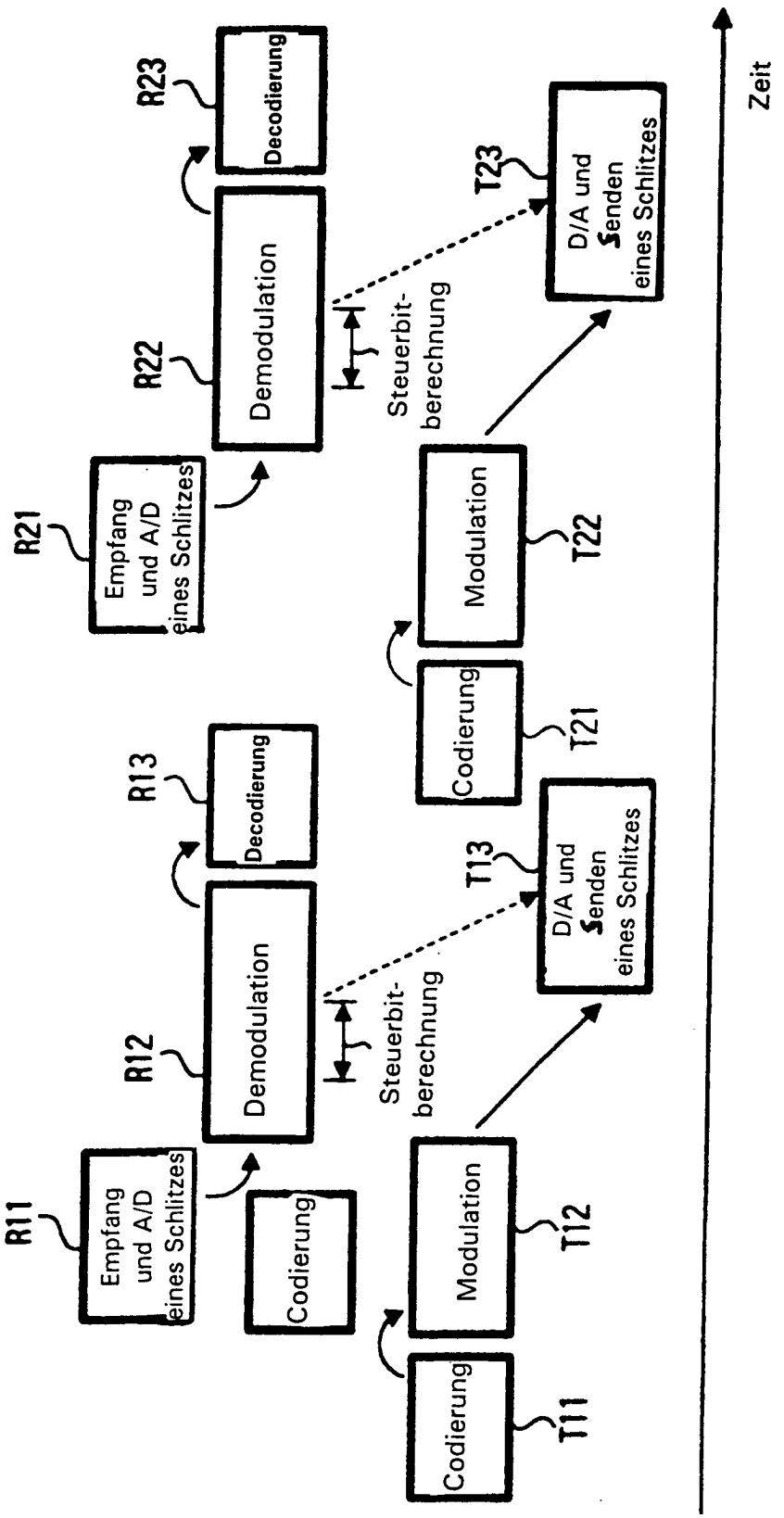

R11
Empfang und A/D eines Schlitzes
R12
Demodulation
R13
Decodierung
R21
Empfang und A/D eines Schlitzes
R22
Demodulation
R23
Decodierung
Codierung
Modulation
T11
T12
Steuerbit-berechnung
T13
D/A und Senden eines Schlitzes
Codierung
Modulation
T21
T22
Steuerbit-berechnung
T23
D/A und Senden eines Schlitzes
Zeit

FIG. 21

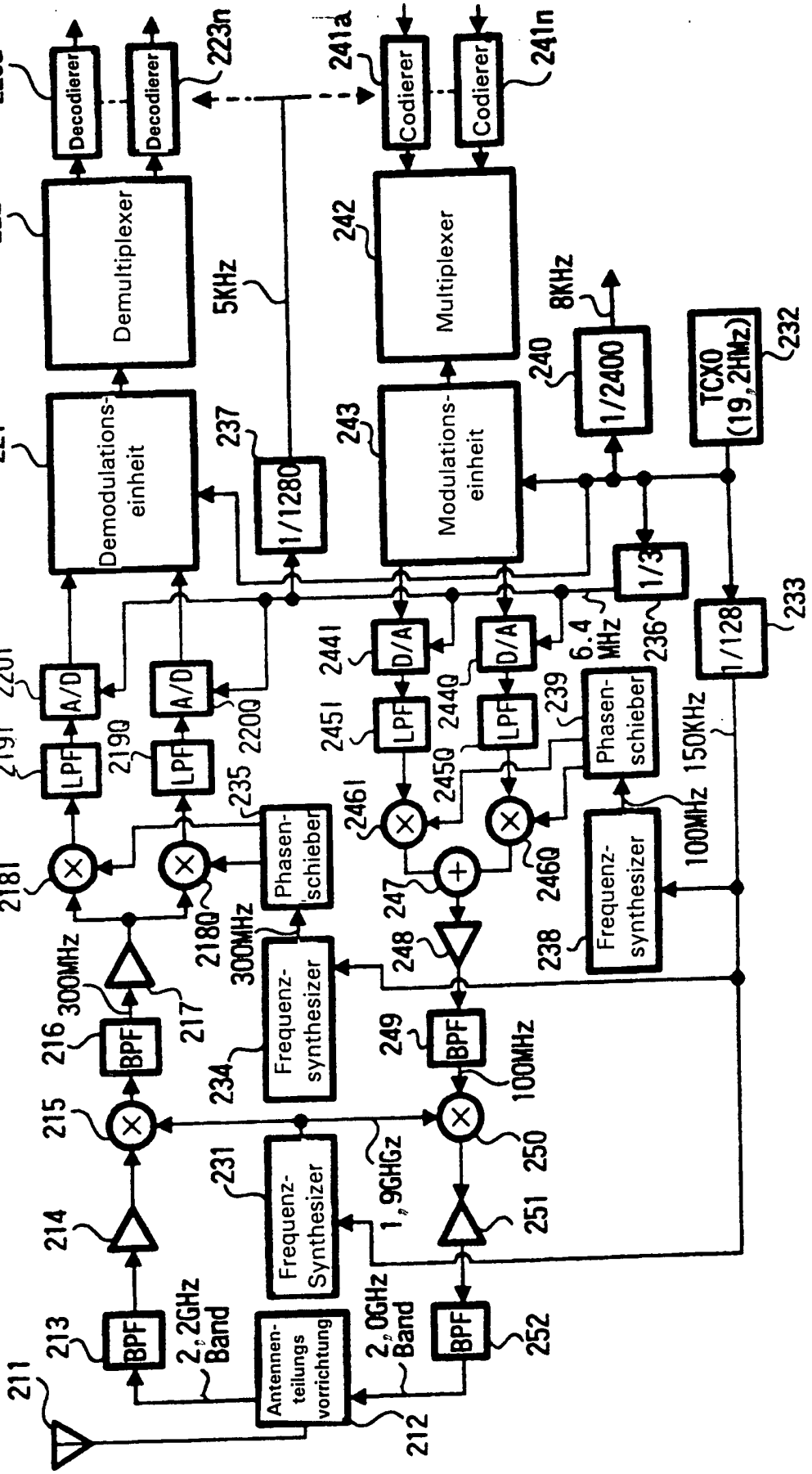

Decodierer
Decodierer
Codierer
Codierer
Demultiplexer
Multiplexer
Demodulations-einheit
Modulations-einheit
1/1280
1/2400
TCXO (19,2HMz)
1/3
1/128
A/D
A/D
D/A
D/A
LPF
LPF
LPF
LPF
Phasen-schieber
Phasen-schieber
Frequenz-synthesizer
Frequenz-synthesizer
Frequenz-synthesizer
Frequenz-Synthesizer
BPF
BPF
BPF
BPF
Antennen-teilungs vorrichtung
2,2GHz Band
2,0GHz Band
1,9GHGz
300MHz
100MHz
150KHz
6.4 MHz
8KHz
5KHz
211
212
213
214
215
216
217
218I
218Q
219I
219Q
220I
220Q
221
222
223a
223n
231
232
233
234
235
236
237
238
239
240
241a
241n
242
243
244I
244Q
245I
245Q
246I
246Q
247
248
249
250
251
252

FIG. 22

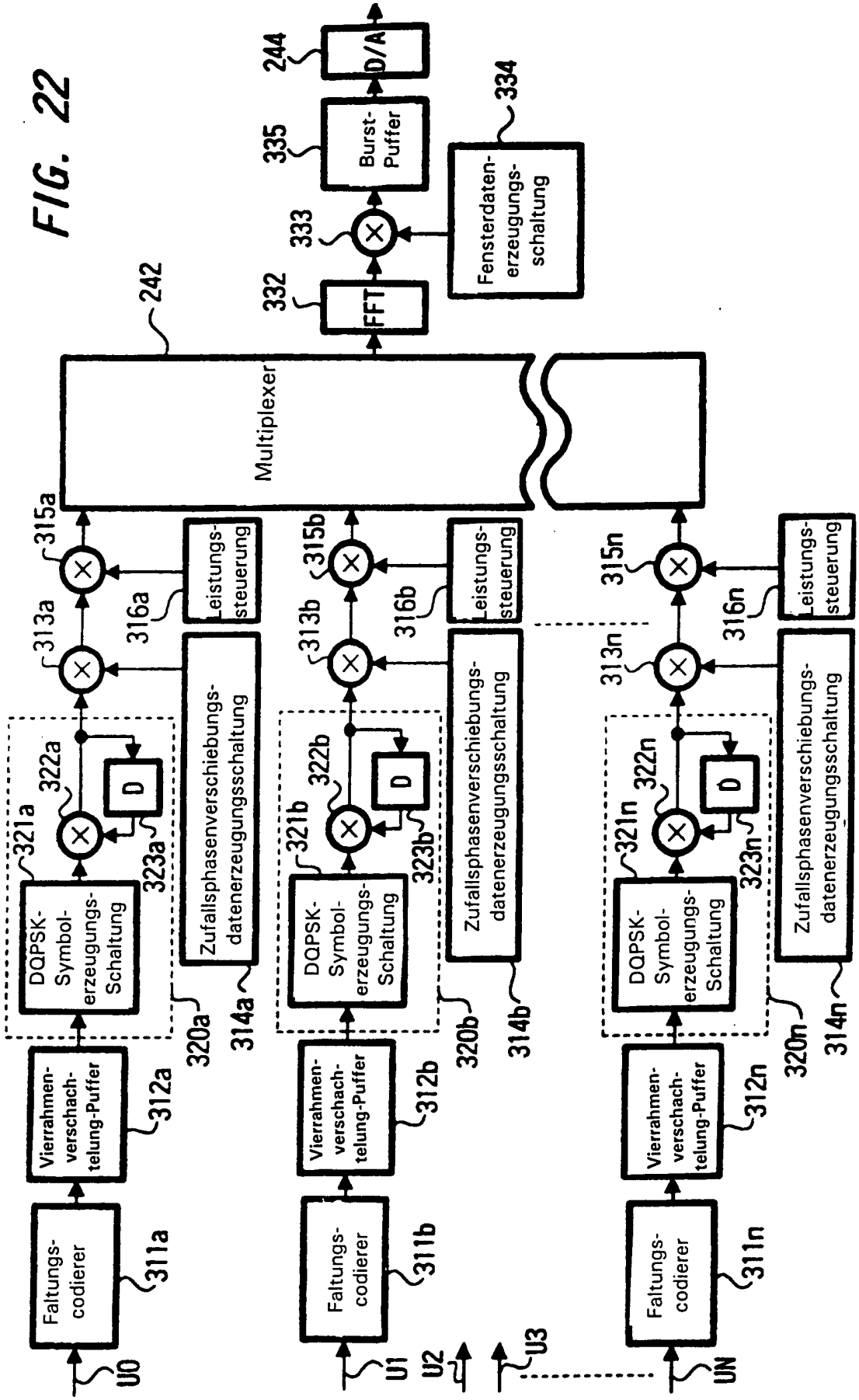
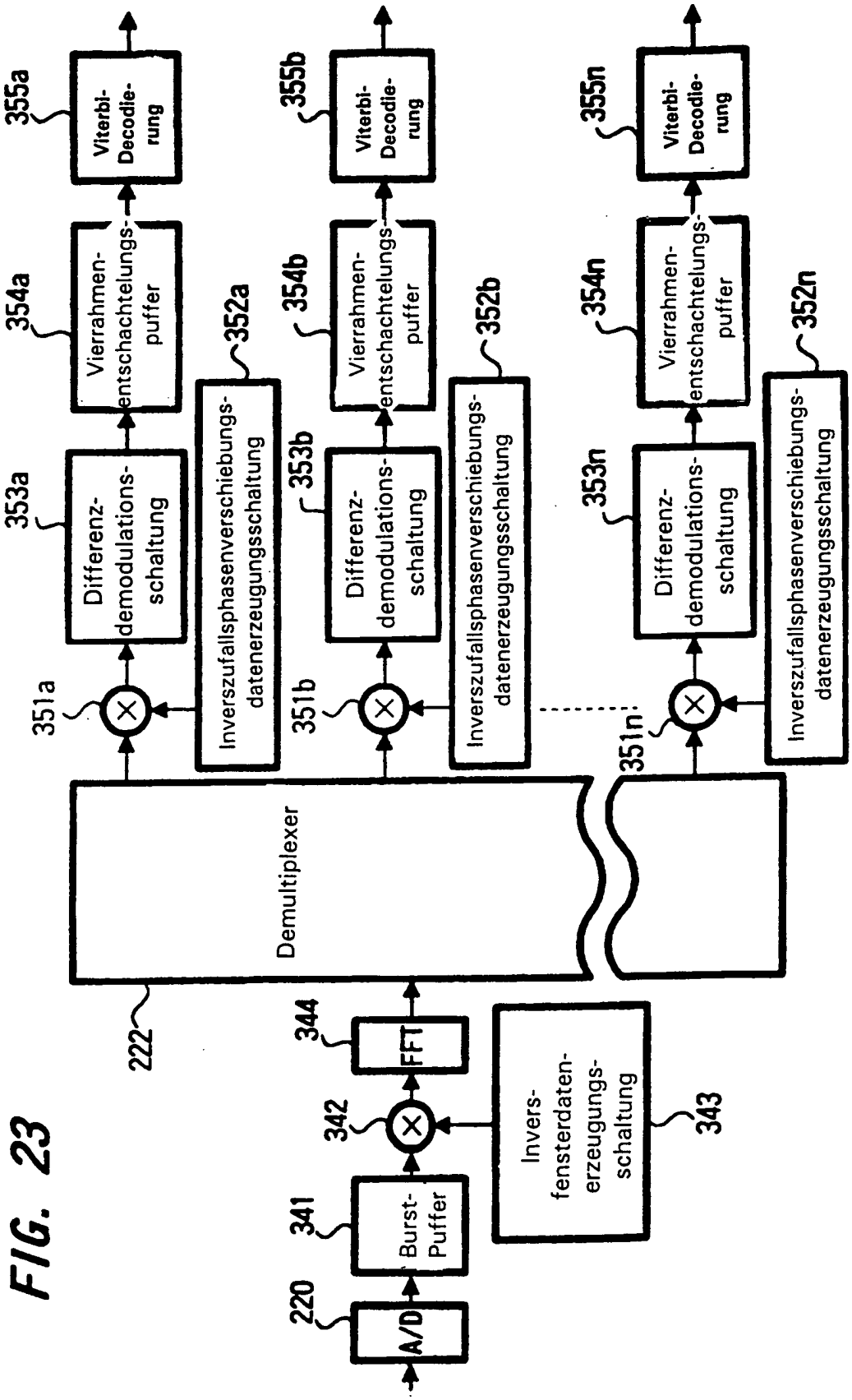

U0
U1
U2
U3
UN
Faltungs-codierer
311a
311b
311n
Vierrahmen-verschach-telung-Puffer
312a
312b
312n
DQPSK-Symbol-erzeugungs-Schaltung
320a
320b
320m
321a
321b
321n
322a
322b
322n
323a
323b
323n
D
Zufallsphasenverschiebungs-datenerzeugungsschaltung
314a
314b
314n
313a
313b
313n
315a
315b
315n
316a
316b
316n
Leistungs-steuerung
Multiplexer
242
FFT
332
333
Fensterdaten-erzeugungs-schaltung
334
Burst-Puffer
335
D/A
244

FIG. 23


220
A/D
341
Burst-Puffer
342
344
FFT
343
Invers-fensterdaten-erzeugungs-schaltung
222
Demultiplexer
351a
351b
351n
352a
352b
352n
353a
353b
353n
Differenz-demodulations-schaltung
Inverszufallsphasenverschiebungs-datenerzeugungsschaltung
354a
354b
354n
Vierrahmen-entschachtelungs-puffer
355a
355b
355n
Viterbi-Decodie-rung