



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 693 33 972 T2** 2006.08.17

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 330 090 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **693 33 972.1**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **03 009 282.9**

(96) Europäischer Anmeldetag: **26.03.1993**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **23.07.2003**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **01.02.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **17.08.2006**

(51) Int Cl.⁸: **H04L 27/26** (2006.01)

(30) Unionspriorität:

6793492 **26.03.1992** **JP**

25607092 **25.09.1992** **JP**

(73) Patentinhaber:

**Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Kadoma,
Osaka, JP**

(74) Vertreter:

Eisenführ, Speiser & Partner, 28195 Bremen

(84) Benannte Vertragsstaaten:

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

(72) Erfinder:

Oshima, Mitsuaki, Nishikyo-ku, Kyoto, JP

(54) Bezeichnung: **Mehrauflösungsübertragung mit Mehrträgermodulation**

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 Kommunikationssystem zur Übertragung/zum Empfang eines digitalen Signals durch Modulation seiner Trägerwelle und Demodulation seiner Trägerwelle.

[0002] Digitale Kommunikationssysteme sind auf verschiedenen Gebieten verwendet worden. Insbesondere sind digitale Videosignalübertragungstechniken merklich verbessert worden.

[0003] Unter ihnen gibt es ein digitales Signalübertragungsverfahren. Bisher sind solche digitalen Signalübertragungssysteme insbesondere im Einsatz bei z.B. einer Übertragung zwischen Fernsehstationen. Sie werden bald für einen terrestrischen und/oder Satelliten-Fernsehdienst in jedem Land der Welt verwendet.

[0004] Die Fernsehsendesysteme einschließlich Hochauflösungsfernsehen, PCM Musik, FAX und andere Informationsdienste sind nun gefragt, die erwünschten Daten nach Menge und Qualität zu erhöhen, um Millionen anspruchsvoller Betrachter Zufriedenzustellen. Insbesondere müssen die Daten in einer gegebenen Bandbreite der Frequenz erhöht werden, die dem Fernsehdienst zugeordnet ist. Die zu übertragenden Daten sind immer reichlich und werden soviel geliefert, wie mit den zu der Zeit modernen Techniken verarbeitet werden können. Es ist ideal, das bestehende Signalübertragungssystem entsprechend einer Zunahme der Datenmenge mit der Zeit abzuändern oder zu wechseln.

[0005] Jedoch ist der Fernsehdienst ein öffentliches Unternehmen und kann nicht ohne Betrachtung der Interessen und Vorteile der Zuschauer weiter hinausgehen. Es ist wichtig, daß jeder neue Dienst mit vorhandenen Fernsehempfängern und Anzeigegeräten wertgeschätzt werden kann. Insbesondere ist die Verträglichkeit eines Systems besonders erwünscht, um alte und neue Dienste gleichzeitig zu liefern oder einen neuen Dienst, der von bestehenden und fortschrittlichen Empfängern empfangen werden kann.

[0006] Es versteht sich, daß irgendein neues digitales Fernsehsendesystem, das eingeführt werden soll, im bezug auf eine Datenzunahme ausgebildet sein muß, um auf zukünftige Anforderungen und technische Vorteile zu antworten und auch in bezug auf eine kompatible Wirkung, damit bestehende Empfänger Übertragungen empfangen können.

[0007] Die Erweiterungsmöglichkeit und die Kompatibilitätsleistung von digitalen Fernsehsystemen nach dem Stand der Technik wird erklärt.

[0008] Es ist ein digitales Fernsehsatellitensystem bekannt, bei dem NTSC Fernsehsignale, die auf un-

gefähr 6 Mbps komprimiert sind, durch Zeiteilungsmodulation von QPSK gemultiplext und auf 4 bis 20 Kanälen übertragen werden, während Hochauflösungs-Fernsehsignale auf einem einzigen Kanal geführt werden. Ein anderes digitales Hochauflösungs-Fernsehsystem ist vorgesehen, bei dem Hochauflösungsfernseh-Videodaten, die auf sowenig wie 15 Mbps komprimiert sind, auf einem 16 oder 32 QAM Signal (Quadraturamplitudenmodulationssignal) durch Bodenstationen übertragen werden.

[0009] Ein solches bekanntes Satellitensystem ermöglicht, daß Hochauflösungs-Fernsehsignale auf einem Kanal in einer herkömmlichen Weise getragen werden, so daß ein Frequenzband besetzt wird, das einigen Kanälen von NTSC Signalen äquivalent ist. Dies bewirkt, daß die entsprechenden NTSC Kanäle während der Übertragung des Hochauflösungs-Fernsehsignals nicht verfügbar sind. Auch ist die Kompatibilität zwischen NTSC und Hochauflösungsfernseh-Empfängern oder Anzeigegeräten kaum betroffen, und das Datenerweiterungsvermögen, das zur Anpassung an einen zukünftigen, fortschrittlichen Modus benötigt wird, wird betont unberücksichtigt.

[0010] Ein solches allgemeines terrestrisches Hochauflösungs-Fernsehsystem bietet einen Hochauflösungsfernsehdienst auf herkömmlichen 16 oder 32 GAM Signalen ohne irgendeine Abänderung. Bei irgendeinem analogen Fernsehdienst wird eine Menge an signalabschwächenden oder Schattenbereichen in seinem Versorgungsbereich aufgrund struktureller Hindernisse, geographischer Ungeeignetheiten oder eine Signalstörung von einer Nachbarstation erzeugt. Wenn das Fernsehsignal eine analoge Form hat, kann es mehr oder weniger in solchen signalabschwächenden Bereichen empfangen werden, obgleich sein wiedergegebenes Bild von geringer Qualität ist. Wenn das Fernsehsignal eine digitale Form hat, kann es kaum mit einem annehmbaren Pegel innerhalb der Bereich wiedergegeben werden. Dieser Nachteil ist besonders feindlich bei der Entwicklung von irgendeinem digitalen Fernsehsystem.

[0011] Der Artikel "Multi resolution source And Channel Coding for Digital Broadcast of HDTV" G K.M.Uz et al. aus Signal Processing of HDTV, III, herausgegeben von H. Yasude et al. 1992, Elsevier, offenbart ein HDTV-Signal mit zweifacher Auflösung, das moduliert ist unter Benutzung eines 64-QAM Schemas.

[0012] EP-A-0,485,108 offenbart ein Modulationsschema, welches eine Konstellationsabbildung benutzt, um unterschiedliche Stufen eines Fehlerschutzes für die wichtigsten Datenelemente zu schaffen.

[0013] EP-A-0,485,105 offenbart ein Schema zum Kodieren von NDTV-Signalen, indem das Fernsehsignal in zwei Datenströme aufgeteilt wird, die dann

derart abgebildet werden, dass unterschiedliche Höhen an Fehlerschutz geschaffen werden.

[0014] EP 0 448 492 A1 offenbart eine digitale Datenübertragungsvorrichtung mit wenigstens zwei Schutzpegeln des Typs zur Sicherstellung der Verteilung der zu übertragenden Daten in Form von digitalen Elementen im Zeit-Frequenz-Raum. Die übertragenen Symbole bestehen jeweils aus einem Multiplex von N orthogonalen, von einem Satz von digitalen Elementen modulierten Trägern. Ferner sind Kanalcodierungsmittel vorgesehen, die wenigstens zwei Modulationstypen und/oder wenigstens zwei Kodierungswirkungsgrade aufweisen.

[0015] Gemäß der vorliegenden Erfindung werden eine Signalübertragungsvorrichtung wie in Anspruch 1 beansprucht, eine Signalempfangsvorrichtung wie in Anspruch 4 beansprucht, ein Übertragungssystem wie in Anspruch 7 beansprucht und entsprechende Verfahren wie in den Ansprüchen 8, 11 und 14 beansprucht, vorgeschlagen.

[0016] Die vorliegende Erfindung kann dadurch ein Kommunikationssystem schaffen, das zur kompatiblen Verwendung für bestehende NTSC- und einzuführende Hochauflösungs-Fernsehdienste, insbesondere über Satellit, ausgestattet ist, und um auch signalabschwächende oder Schattenbereiche ihres Versorgungsbereiches am Boden zu minimieren.

[0017] Ein Kommunikationssystem gemäß der vorliegenden Erfindung variiert absichtlich Signalpunkte, die gewöhnlich in gleichmäßigen Intervallen verteilt sind, um die Signalübertragung/den Signalempfang durchzuführen. Wenn das Kommunikationssystem beispielsweise auf ein QAM-Signal angewendet wird, weist es zwei Hauptbereiche auf: Einen Sender mit einer Signaleingangsschaltung, einer Modulatorschaltung zum Erzeugen Anzahl von m Signalpunkten in einem Signalvektorfeld durch Modulation einer Vielzahl von phasenverschobenen Trägerwellen, wobei ein von der Eingangsschaltung geliefertes Eingangssignal benutzt wird, und einer Sendeschaltung zum Übertragen eines resultierenden modulierten Signals; und einen Empfänger mit einer Eingangsschaltung zum Empfangen des modulierten Signals, einer Demodulatorschaltung zum Demodulieren 1-Bit-Signalpunkten einer QAM-Trägertivelle und einer Ausgangsschaltung.

[0018] Beim Betrieb werden das Eingangssignal, das einen ersten Datenstrom von g Werten enthält und ein zweiter Datenstrom, der Modulatorschaltung des Senders zugeführt, wo eine abgeänderte m -Bit QAM Trägerwelle erzeugt wird, die m Signalpunkte in einem Vektorfeld darstellt. Die m Signalpunkte werden in g Signalpunktgruppen unterteilt, denen jeweils die g Werte des ersten Datenstroms zugeordnet werden. Auch werden Daten des zweiten Datenstroms

m/g Signalpunkte oder Untergruppen von jeder Signalpunktgruppe zugeordnet. Dann wird ein sich ergebendes Übertragungssignal von der Übertragungsschaltung übertragen. Ebenso kann sich ein dritter Datenstrom ausbreiten.

[0019] Bei dem Empfänger wird der erste Datenstrom des Übertragungssignals zuerst demoduliert, indem m Signalpunkte in einem Signalraumdiagramm in g Signalpunktgruppen aufgeteilt werden. Dann wird der zweite Datenstrom demoduliert, indem m/g Werte m/g Signalpunkten von jeder entsprechenden Signalpunktgruppe zur Rekonstruktion des ersten und des zweiten Datenstroms zugeordnet werden. Wenn der Empfänger bei $m=g$ ist, werden die g Signalpunktgruppen wieder verlangt und den g Werten zur Demodulation und Rekonstruktion des ersten Datenstroms zugeordnet.

[0020] Beim Empfang des gleichen Übertragungssignals von dem Sender kann ein Empfänger, der mit einer großformatigen Antenne ausgerüstet und der Modulation einer großen Datenmenge fähig ist, den ersten und den zweiten Datenstrom wiedergewinnen. Ein Empfänger, der mit einer kleinformatigen Antenne ausgerüstet und einer Modulation einer kleinen Datenmenge fähig ist, kann nur den ersten Datenstrom wiedergewinnen. Demgemäß wird die Kompatibilität des Signalübertragungssystems sichergestellt. Wenn der erste Datenstrom ein NTSC Fernsehsignal oder die niedere Frequenzbandkomponente eines Hochauflösungs-Fernsehsignals ist, und das zweite Datenstrom eine hohe Frequenzbandkomponente des Hochauflösungs-Fernsehsignals ist, kann der Modulationsempfänger für eine kleine Datenmenge das NTSC Fernsehsignal rekonstruieren und der Modulationsempfänger für eine große Datenmenge kann das Hochauflösungs-Fernsehsignal rekonstruieren. Es versteht sich, daß ein digitaler NTSC/Hochauflösungs-Fernsehdienst gleichzeitig machbar ist, wobei die Kompatibilität des Signalübertragungssystems der vorliegenden Erfindung verwendet wird.

[0021] Zum Beispiel erzeugt ein Sender **1** ein abgewandeltes m -Bit QAM Signal, von dem ein erster, zweiter und dritter Datenstrom, von denen jeder n Werte trägt, den bezüglichen Signalpunktgruppen mit einem Modulator **4** zugeordnet werden. Das Signal kann empfangen und wiedergegeben werden, nämlich der erste Datenstrom nur von einem ersten Empfänger **23**, der erst und der zweite Datenstrom von einem zweiten Empfänger **33** und insgesamt der erste, zweite und dritte Strom von einem dritten Empfänger **43**.

[0022] Insbesondere kann ein Empfänger, der einer Demodulation von n -Bit Daten fähig ist, n Bits von einer mit mehreren Bit modulierten Trägerwelle wiedergeben, die m -Bit-Daten trägt, wo $m > n$, so dass das

Kommunikationssystem Kompatibilität und die Möglichkeit einer zukünftigen Erweiterung haben kann. Auch ist eine Mehrpegelsignalübertragung möglich, indem die Signalpunkte der QAM verschoben werden, so dass ein dem Nullpunkt der Koordinaten der I-Achse und der Q-Achse am nahesten Signalpunkt von dem Nullpunkt um $n\delta$ beabstandet ist, wo δ der Abstand des nahesten Punktes von jeder Achse und n größer als 1 ist.

[0023] Demgemäß wird ein kompatibler, digitaler Satellitendienst für das NTSC und das Hochauflösungs-Fernsehsystem machbar, wenn der erste Datenstrom ein NTSC Signal trägt und der zweite Datenstrom ein Differenzsignal zwischen NTSC und Hochauflösungsfernsehen trägt. Daher wird die Fähigkeit, einer Zunahme der Datenmenge zu entsprechen, die übertragen werden soll, sichergestellt. Auch am Boden wird sein Versorgungsbereich erhöht, während Bereiche mit Signalabschwächung verringert werden.

[0024] Die vorliegende Erfindung wird nachfolgend näher beschrieben unter Bezugnahme auf die folgende Beschreibung von beispielhaften Ausführungsformen und die begleitenden Zeichnungen, in denen:

[0025] [Fig. 1](#) ist eine schematische Ansicht der gesamten Anordnung des Signalübertragungssystems, wobei eine erste Ausführungsform der vorliegenden Erfindung gezeigt ist;

[0026] [Fig. 2](#) ist ein Blockdiagramm eines Senders der ersten Ausführungsform;

[0027] [Fig. 3](#) ist ein Vektordiagramm, das ein Übertragungssignal der ersten Ausführungsform zeigt;

[0028] [Fig. 4](#) ist ein Vektordiagramm, das ein Übertragungssignal der ersten Ausführungsform zeigt;

[0029] [Fig. 5](#) ist eine Ansicht, die eine Zuordnung von Binärcoden zu Signalpunkten gemäß der ersten Ausführungsform zeigt;

[0030] [Fig. 6](#) ist eine Ansicht, die eine Zuordnung von Binärcoden zu Signalpunktgruppen gemäß der ersten Ausführungsform zeigt;

[0031] [Fig. 7](#) ist eine Ansicht, die eine Zuordnung von Binärcoden zu Signalpunkten in jeder Signalpunktgruppe gemäß der ersten Ausführungsform zeigt;

[0032] [Fig. 8](#) ist eine Ansicht, die eine andere Zuordnung von Binärcoden zu Signalpunktgruppen und ihren Signalpunkten gemäß der ersten Ausführungsform zeigt;

[0033] [Fig. 9](#) ist eine Ansicht, die Schwellenwerte

der Signalpunktgruppen gemäß der ersten Ausführungsform zeigt;

[0034] [Fig. 10](#) ist ein Vektordiagramm eines abgeänderten 16 QAM Signals der ersten Ausführungsform;

[0035] [Fig. 11](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen dem Antennenradius r_2 und dem Übertragungsenergieverhältnis n gemäß der ersten Ausführungsform zeigt;

[0036] [Fig. 12](#) ist eine Ansicht, die die Signalpunkte eines abgeänderten 64 QAM Signals der ersten Ausführungsform zeigt;

[0037] [Fig. 13](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen dem Antennenradius r_3 und dem Übertragungsenergieverhältnis n gemäß der ersten Ausführungsform zeigt;

[0038] [Fig. 14](#) ist ein Vektordiagramm, das Signalpunktgruppen und ihre Signalpunkte des abgeänderten 64 QAM Signals der ersten Ausführungsform zeigt;

[0039] [Fig. 15](#) ist eine erläuternde Ansicht, die die Beziehung zwischen A_1 und A_2 des abgeänderten 64 QAM Signals der ersten Ausführungsform zeigt;

[0040] [Fig. 16](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen dem Antennenradius r_2 , r_3 und jeweils dem Übertragungsenergieverhältnis n_{16} , n_{64} gemäß der ersten Ausführungsform zeigt;

[0041] [Fig. 17](#) ist ein Blockdiagramm eines digitalen Senders der ersten Ausführungsform;

[0042] [Fig. 18](#) ist ein Signalraumdiagramm eines QPSK modulierten Signals der ersten Ausführungsform;

[0043] [Fig. 19](#) ist ein Blockdiagramm eines ersten Empfängers der ersten Ausführungsform;

[0044] [Fig. 20](#) ist ein Signalraumdiagramm eines QPSK modulierten Signals der ersten Ausführungsform;

[0045] [Fig. 21](#) ist ein Blockdiagramm eines zweiten Empfängers der ersten Ausführungsform;

[0046] [Fig. 22](#) ist ein Vektordiagramm eines abgeänderten 16 QAM Signals der ersten Ausführungsform;

[0047] [Fig. 23](#) ist ein Vektordiagramm eines abgeänderten 64 QAM Signals der ersten Ausführungsform

- [0048] [Fig. 24](#) ist ein Ablaufdiagramm, das eine Wirkung der ersten Ausführungsform zeigt;
- [0049] [Fig. 25\(a\)](#) und 25(b) sind Vektordiagramme, die ein 8 und ein 16 QAM Signal der ersten Ausführungsform jeweils zeigen;
- [0050] [Fig. 26](#) ist ein Blockdiagramm eines dritten Empfängers der ersten Ausführungsform;
- [0051] [Fig. 27](#) ist eine Ansicht, die Signalpunkte des abgeänderten 64 QAM Signals der ersten Ausführungsform zeigt;
- [0052] [Fig. 28](#) ist ein Ablaufdiagramm, das eine andere Wirkung der ersten Ausführungsform zeigt;
- [0053] [Fig. 29](#) ist eine schematische Ansicht der gesamten Anordnung eines Signalübertragungssystems, das eine dritte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;
- [0054] [Fig. 30](#) ist ein Blockdiagramm eines ersten Videocodierers der dritten Ausführungsform;
- [0055] [Fig. 31](#) ist ein Blockdiagramm eines ersten Videocodierers der dritten Ausführungsform;
- [0056] [Fig. 32](#) ist ein Blockdiagramm eines zweiten Videocodierers der dritten Ausführungsform;
- [0057] [Fig. 33](#) ist ein Blockdiagramm eines dritten Videocodierers der dritten Ausführungsform;
- [0058] [Fig. 34](#) ist eine beispielhafte Ansicht, die ein Zeitmultiplexen von D_1 , D_2 und D_3 Signalen gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0059] [Fig. 35](#) ist eine beispielhafte Ansicht, die ein anderes Zeitmultiplexen von D_1 , D_2 und D_3 Signalen gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0060] [Fig. 36](#) ist eine beispielhafte Ansicht, die weiteres Zeitmultiplexen von D_1 , D_2 und D_3 Signalen gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0061] [Fig. 37](#) ist eine schematische Ansicht der gesamten Anordnung eines Signalübertragungssystems, das eine vierte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;
- [0062] [Fig. 38](#) ist ein Vektordiagramm eines abgeänderten 16 QAM Signals der dritten Ausführungsform;
- [0063] [Fig. 39](#) ist ein Vektordiagramm des abgeänderten 16 QAM Signals der dritten Ausführungsform;
- [0064] [Fig. 40](#) ist ein Vektordiagramm eines abgeänderten 84 QAM Signals der dritten Ausführungsform;
- [0065] [Fig. 41](#) ist ein Diagramm der Zuordnung von Datenkomponenten zu einer Zeitbasis gemäß der dritten Ausführungsform;
- [0066] [Fig. 42](#) ist ein Diagramm der Zuordnung von Datenkomponenten zu einer Zeitbasis mit der Wirkung von Mehrfachzugriff im Zeitmultiplex gemäß der dritten Ausführungsform;
- [0067] [Fig. 43](#) ist ein Blockdiagramm einer Trägerwiedergabeschaltung der dritten Ausführungsform;
- [0068] [Fig. 44](#) ist ein Diagramm, das das Prinzip der Trägerwellenwiedergabe gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0069] [Fig. 45](#) ist ein Blockdiagramm einer Trägerwiedergabeschaltung zur umgekehrten Modulation bei der dritten Ausführungsform;
- [0070] [Fig. 46](#) ist ein Diagramm, das eine Zuordnung von Signalpunkten des 16 QAM Signals der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0071] [Fig. 47](#) ist ein Diagramm, das eine Zuordnung von Signalpunkten des 64 QAM Signals der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0072] [Fig. 48](#) ist ein Blockdiagramm einer Trägerwiedergabeschaltung zur 16x Multiplikation der dritten Ausführungsform;
- [0073] [Fig. 49](#) ist eine beispielhafte Ansicht, die Zeitmultiplexen von D_{V1} , D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} und D_{H3} Signalen gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0074] [Fig. 50](#) ist eine erklärende Ansicht, die ein Zeitmultiplexen mit Mehrfachzugriff von D_{V1} , D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} und D_{H3} Signalen gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0075] [Fig. 51](#) ist eine erklärende Ansicht, die ein anderes Zeitmultiplexen mit Mehrfachzugriff von D_{V1} , D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} , und D_{H3} Signalen gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0076] [Fig. 52](#) ist ein Diagramm, das einen Signalstörungsbereich bei einem bekannten Übertragungsverfahren gemäß der vierten Ausführungsform zeigt;
- [0077] [Fig. 53](#) ist ein Diagramm, das Signalstörungsbereiche bei einem Mehrpegel Signalübertragungsverfahren gemäß der vierten Ausführungsform zeigt;
- [0078] [Fig. 54](#) ist ein Diagramm, das Bereiche mit Signalabschwächung bei dem bekannten Übertragungsverfahren gemäß der vierten Ausführungsform

zeigt;

[0079] [Fig. 55](#) ist ein Diagramm, das Bereiche mit Signalabschwächung bei dem Mehrpegel Signalübertragungsverfahren gemäß der vierten Ausführungsform zeigt;

[0080] [Fig. 56](#) ist ein Diagramm, das einen Signalstörungsbereich zwischen zwei digitalen Fernsehstationen gemäß der vierten Ausführungsform zeigt;

[0081] [Fig. 57](#) ist ein Diagramm, das eine Zuordnung von Signalpunkten eines abgeänderten 4 ASK Signals der fünften Ausführungsform zeigt;

[0082] [Fig. 58](#) ist ein Diagramm, das eine andere Zuordnung von Signalpunkten des abgeänderten 4 ASK Signals der fünften Ausführungsform zeigt;

[0083] [Fig. 59\(a\)](#) und [59\(b\)](#) sind Diagramme, die die Zuordnung von Signalpunkten des abgeänderten 4 ASK Signals der fünften Ausführungsform zeigt;

[0084] [Fig. 60](#) ist ein Diagramm, das eine andere Zuordnung von Signalpunkten des abgeänderten 4 ASK Signals der fünften Ausführungsform zeigt, wenn die S/N Rate (Rauschabstandsrate) niedrig ist;

[0085] [Fig. 61](#) ist ein Blockdiagramm eines Senders der fünften Ausführungsform;

[0086] [Fig. 62\(a\)](#) und [62\(b\)](#) sind Diagramme, die Frequenzverteilungsprofile eines ASK modulierten Signals der fünften Ausführungsform zeigen;

[0087] [Fig. 63](#) ist ein Blockdiagramm eines Empfängers der fünften Ausführungsform;

[0088] [Fig. 64](#) ist ein Blockdiagramm eines Videosignalsenders der fünften Ausführungsform;

[0089] [Fig. 65](#) ist ein Blockdiagramm eines Fernsehempfängers der fünften Ausführungsform;

[0090] [Fig. 66](#) ist ein Blockdiagramm eines anderen Fernsehempfängers der fünften Ausführungsform;

[0091] [Fig. 67](#) ist ein Blockdiagramm eines Fernsehsatelliten-Bodenempfängers der fünften Ausführungsform;

[0092] [Fig. 68](#) ist ein Diagramm, das eine Zuordnung von Signalpunkten eines 8 ASK Signals der fünften Ausführungsform zeigt;

[0093] [Fig. 69](#) ist ein Blockdiagramm eines Videocodierers der fünften Ausführungsform;

[0094] [Fig. 70](#) ist ein Blockdiagramm eines Videocodierers der fünften Ausführungsform, der eine Teil-

lerschaltung enthält;

[0095] [Fig. 71](#) ist ein Blockdiagramm eines Videodecodierers der fünften Ausführungsform;

[0096] [Fig. 72](#) ist ein Blockdiagramm eines Videodecodierers der fünften Ausführungsform, der eine Mischschaltung enthält;

[0097] [Fig. 73](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitzuordnung von Datenkomponenten eines Übertragungssignals gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;

[0098] [Fig. 74\(a\)](#) ist ein Blockdiagramm eines Videodecodierers der fünften Ausführungsform;

[0099] [Fig. 74\(b\)](#) ist ein Diagramm, das eine andere Zeitzuordnung von Datenkomponenten des Übertragungssignals gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;

[0100] [Fig. 75](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitzuordnung von Datenkomponenten eines Übertragungssignals gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;

[0101] [Fig. 76](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitzuordnung von Datenkomponenten eines Übertragungssignals gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;

[0102] [Fig. 77](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitzuordnung von Datenkomponenten eines Übertragungssignals gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;

[0103] [Fig. 78](#) ist ein Blockdiagramm eines Videodecodierers der fünften Ausführungsform;

[0104] [Fig. 79](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitzuordnung von Datenkomponenten eines Dreipegel-Übertragungssignals der fünften Ausführungsform zeigt;

[0105] [Fig. 80](#) ist ein Blockdiagramm eines anderen Videodecodierers der fünften Ausführungsform;

[0106] [Fig. 81](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitzuordnung von Datenkomponenten eines Übertragungssignals gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;

[0107] [Fig. 82](#) ist ein Blockdiagramm eines Videodecodierers für ein D_1 Signal der fünften Ausführungsform;

[0108] [Fig. 83](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen der Frequenz und der Zeit eines frequenzmodulierten Signals gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;

[0109] [Fig. 84](#) ist ein Blockdiagramm einer magnetischen Aufzeichnungs/Wiedergabevorrichtung gemäß der fünften Ausführungsform;

- [0110] [Fig. 85](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen S/N und dem Pegel gemäß der zweiten Ausführungsform zeigt;
- [0111] [Fig. 86](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen S/N und der Übertragungstrecke gemäß der zweiten Ausführungsform zeigt;
- [0112] [Fig. 87](#) ist ein Blockdiagramm eines Senders der zweiten Ausführungsform;
- [0113] [Fig. 88](#) ist ein Blockdiagramm eines Empfängers der zweiten Ausführungsform;
- [0114] [Fig. 89](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen S/N und der Fehlerrate gemäß der zweiten Ausführungsform zeigt;
- [0115] [Fig. 90](#) ist ein Diagramm, das Bereiche mit Signalabschwächung bei der Dreipegel-Übertragung der fünften Ausführungsform zeigt;
- [0116] [Fig. 91](#) ist ein Diagramm, das Bereiche mit Signalabschwächung bei der Vierpegel-Übertragung einer sechsten Ausführungsform zeigt;
- [0117] [Fig. 92](#) ist ein Diagramm, das die Vierpegel-Übertragung der sechsten Ausführung zeigt;
- [0118] [Fig. 93](#) ist ein Blockdiagramm eines Teilers der sechsten Ausführungsform;
- [0119] [Fig. 94](#) ist ein Blockdiagramm einer Mischschaltung der sechsten Ausführungsform;
- [0120] [Fig. 95](#) ist ein Diagramm, das eine andere Vierpegel-Übertragung der sechsten Ausführung zeigt;
- [0121] [Fig. 96](#) ist eine Ansicht der Signalfortpflanzung eines bekannten digitalen Fernsehsendesystems;
- [0122] [Fig. 97](#) ist eine Ansicht der Signalfortpflanzung eines digitalen Fernsehsendesystems gemäß der sechsten Ausführungsform;
- [0123] [Fig. 98](#) ist ein Diagramm, das eine Vierpegel-Übertragung der sechsten Ausführungsform zeigt;
- [0124] [Fig. 99](#) ist ein Vektordiagramm eines 16 SRQAM Signals der dritten Ausführungsform;
- [0125] [Fig. 100](#) ist ein Vektordiagramm eines 32 SRQAM Signals der dritten Ausführungsform;
- [0126] [Fig. 101](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen S/N und der Fehlerrate gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0127] [Fig. 102](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen S/N und der Fehlerrate gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0128] [Fig. 103](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen einer Verschiebungstrecke n und S/N zeigt, die zur Übertragung gemäß der dritten Ausführungsform benötigt wird;
- [0129] [Fig. 104](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen einer Verschiebungstrecke n und S/N zeigt, die zur Übertragung gemäß der dritten Ausführungsform benötigt wird;
- [0130] [Fig. 105](#) ist ein graphisches Diagramm, das die Beziehung zwischen dem Signalpegel und der Entfernung von einer Senderantenne bei einem terrestrischen Fernsehdienst gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0131] [Fig. 106](#) ist ein Diagramm, das einen Versorgungsbereich des 32 SRQAM der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0132] [Fig. 107](#) ist ein Diagramm, das einen Versorgungsbereich des 32 SRQAM Signals der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0133] [Fig. 108](#) ist ein Diagramm, das ein Frequenzverteilungsprofil eines Fernsehsignals der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0134] [Fig. 109](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitordnung des Fernsehsignals der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0135] [Fig. 110](#) ist ein Diagramm, das ein Prinzip von C-CDM der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0136] [Fig. 111](#) ist eine Ansicht, die eine Zuordnung von Codes gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0137] [Fig. 112](#) ist eine Ansicht, die eine Zuordnung eines erweiterten 36 QAM gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;
- [0138] [Fig. 113](#) ist eine Ansicht, die eine Frequenzzuordnung eines Modulationssignals gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;
- [0139] [Fig. 114](#) ist ein Blockdiagramm, das eine Magnetaufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtung gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;
- [0140] [Fig. 115](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Sender/Empfänger eines tragbaren Telefons gemäß der achten Ausführungsform zeigt;
- [0141] [Fig. 116](#) ist ein Blockdiagramm, das Basisstationen gemäß der achten Ausführungsform zeigt;

[0142] [Fig. 117](#) ist eine Ansicht, die Kommunikationskapazitäten und eine Verkehrsverteilung eines herkömmlichen Systems darstellt;

[0143] [Fig. 118](#) ist eine Ansicht, die Kommunikationskapazitäten und eine Verkehrsverteilung gemäß der achten Ausführungsform darstellt;

[0144] [Fig. 119\(a\)](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitschlitzzuordnung eines herkömmlichen Systems zeigt;

[0145] [Fig. 119\(b\)](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitschlitzzuordnung gemäß der achten Ausführungsform zeigt;

[0146] [Fig. 120\(a\)](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitschlitzzuordnung eines herkömmlichen TDMA-Systems zeigt;

[0147] [Fig. 120\(b\)](#) ist ein Diagramm, das eine Zeitschlitzzuordnung gemäß einem TDMA-System der achten Ausführungsform zeigt;

[0148] [Fig. 121](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Einpegel-Sender/Empfänger gemäß der achten Ausführungsform zeigt;

[0149] [Fig. 122](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Zweipegel-Sender/Empfänger gemäß der achten Ausführungsform zeigt;

[0150] [Fig. 123](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Sender/Empfänger vom OFDM-Typ gemäß der neunten Ausführungsform zeigt;

[0151] [Fig. 124](#) ist eine Ansicht, die ein Prinzip des OFDM-Systems gemäß der neunten Ausführungsform zeigt;

[0152] [Fig. 125\(a\)](#) ist eine Ansicht, die eine Frequenzzuordnung eines Modulationssignals eines herkömmlichen Systems zeigt;

[0153] [Fig. 125\(b\)](#) ist eine Ansicht, die eine Frequenzzuordnung eines Modulationssignals gemäß der neunten Ausführungsform zeigt;

[0154] [Fig. 126\(a\)](#) ist eine Ansicht, die eine Frequenzzuordnung eines Übertragungssignals der neunten Ausführungsform zeigt;

[0155] [Fig. 126\(b\)](#) ist eine Ansicht, die eine Frequenzzuordnung eines Empfangssignals gemäß der neunten Ausführungsform zeigt;

[0156] [Fig. 127](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Sender/Empfänger gemäß der neunten Ausführungsform zeigt;

[0157] [Fig. 128](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Trellis-Kodierer gemäß der fünften Ausführungsform zeigt;

[0158] [Fig. 129](#) ist eine Ansicht, die eine Zeitzuordnung von effektiven Zeichenanteilen und Schutzintervallen gemäß der neunten Ausführungsform zeigt;

[0159] [Fig. 130](#) ist ein grafisches Diagramm, das eine Beziehung zwischen S/N-Rate und Fehlerrate gemäß der neunten Ausführungsform zeigt;

[0160] [Fig. 131](#) ist ein Blockdiagramm, das eine magnetische Aufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtung gemäß der neunten Ausführungsform zeigt;

[0161] [Fig. 132](#) ist eine Ansicht, die ein Aufzeichnungsformat einer Spur auf dem Magnetband und eine Bewegung eines Kopfes zeigt;

[0162] [Fig. 133](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Sender/Empfänger gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;

[0163] [Fig. 134](#) ist ein Diagramm, das eine Frequenzzuordnung herkömmlichen Fernsehens zeigt;

[0164] [Fig. 135](#) ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen Versorgungsbereich und Bildqualität in einem Dreipegel-Signalübertragungssystem gemäß der dritten Ausführungsform zeigt;

[0165] [Fig. 136](#) ist ein Diagramm, das eine Frequenzzuordnung für den Fall zeigt, dass das Mehrpegel-Signalübertragungssystem gemäß der dritten Ausführungsform mit einem FDM kombiniert ist;

[0166] [Fig. 137](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Sender/Empfänger gemäß der dritten Ausführungsform zeigt, in dem Trellis-Kodierung angewendet ist;

[0167] [Fig. 138](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Sender/Empfänger gemäß der neunten Ausführungsform zeigt, in dem ein Teil eines Signals im niedrigen Frequenzband durch OFDM übertragen wird.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführungsform

Ausführungsform 1

[0168] Eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird unter Bezugnahme auf die betreffenden Zeichnungen beschrieben.

[0169] [Fig. 1](#) zeigt die gesamte Anordnung eines Signalübertragungssystems gemäß der vorliegenden Erfindung. Ein Sender **1** umfaßt eine Eingangseinheit **2**, eine Teilereinheit **3**, einen Modulator **4** und eine

Sendereinheit **5**. Im Betrieb wird jedes Eingangsmultiplexersignal durch die Teilerschaltung **3** in drei Gruppen unterteilt, einen ersten Datenstrom D1, einen zweiten Datenstrom D2 und einen dritten Datenstrom D3, die dann durch den Modulator **4** moduliert werden, bevor sie von der Sendereinheit **5** gesendet werden. Das modulierte Signal wird von einer Antenne **6** durch eine Aufwärtsverbindung **7** zu einem Satelliten **10** gesendet, wo es von einer Aufwärtsverbindungsantenne **11** empfangen und von einem Transponder **12** verstärkt wird, bevor es von einer Abwärtsverbindungsantenne **13** in Richtung zum Boden gesendet wird.

[0170] Das Übertragungssignal führt dann nach unten durch drei Abwärtsverbindungen **21**, **31** und **41** zu einem ersten **23**, einem zweiten **33** bzw. einem dritten Empfänger **43** gesendet. In dem ersten Empfänger **23** wird das von einer Antenne **22** empfangene Signal durch Eingangseinheit **24** einem Demodulator **25** zugeführt, und es wird nur sein erster Datenstrom demoduliert, während der zweite und dritte Datenstrom nicht wiedergewonnen werden, bevor sie weiter von der Ausgangseinheit **26** übertragen werden.

[0171] Ähnlich erlaubt der zweite Empfänger **33**, daß der erste und der zweite Datenstrom des Signals, das von einer Antenne **32** empfangen und von einer Eingangseinheit **34** zugeführt wurde, von einem Demodulator **35** demoduliert wird, und dann zu einem einzigen Datenstrom durch einen Summierer **37** summiert wird, der dann weiter von einer Ausgangseinheit **36** übertragen wird.

[0172] Der dritte Empfänger **43** erlaubt, daß insgesamt der erste, der zweite und dritte Datenstrom des Signals, das von einer Antenne **42** empfangen und von einer Eingangseinheit **44** zugeführt wird, durch einen Demodulator **45** demoduliert wird und dann durch einen Summierer **47** zu einem einzigen Datenstrom summiert wird, der dann weiter von einer Ausgangseinheit **46** übertragen wird.

[0173] Man sieht, daß die drei einzelnen Empfänger **23**, **33** und **43** ihre jeweiligen Modulatoren unterschiedliche Eigenschaften haben, so daß ihre von demselben Frequenzbandsignal des Senders **1** demodulierten Ausgänge Daten unterschiedlicher Größe enthalten. Insbesondere können drei unterschiedliche, aber kompatible Daten gleichzeitig auf einem gegebenen Frequenzbandsignal zur ihren entsprechenden Empfängern getragen werden. Zum Beispiel wird jedes von drei vorhandenen NTSC, Hochauflösungsfernsehen und Super-Hochauflösungsfernsehen, digitalen. Signalen in eine niedrige, eine hohe und eine superhohe Frequenzbandkomponente in bezug auf den ersten, den zweiten bzw. den dritten Datenstrom aufgeteilt. Demgemäß können die drei verschiedenen Fernsehsignale auf einem einkanaligen Frequenzbandträger zur gleichzeitigen Wie-

dergabe eines Fernsehbildes mit einer mittleren, einer hohen bzw. einer superhohen Auflösung übertragen werden.

[0174] Beim Betrieb wird das NTSC Fernsehsignal von einem Empfänger empfangen, der von einer kleinen Antenne zur Demodulation von Daten geringer Menge begleitet ist, das Hochauflösungs-Fernsehsignal wird von einem Empfänger empfangen, der von einer mittleren Antenne zur Demodulation von Daten mittlerer Größe begleitet ist, und das Super-Hochauflösungsfernsehsignal wird von einem Empfänger empfangen, der von einer großen Antenne zur Demodulation von Daten großer Mengen begleitet ist. Auch wird, wie es in [Fig. 1](#) dargestellt ist, ein digitales NTSC Fernsehsignal, das nur den ersten Datenstrom für den digitalen NTSC Fernsehdienst enthält, einem digitalen Sender **51** zugeführt, wo es von einer Eingangseinheit **52** erhalten und von einem Demodulator **54** moduliert wird, bevor es weiter von einer Sendereinheit **55** gesendet wird. Das demodulierte Signal wird dann von einer Antenne **56** über eine Aufwärtsverbindung **57** zu dem Satelliten **10** aufwärts gesendet, der seinerseits dasselbe durch eine Abwärtsverbindung **58** zu dem ersten Empfänger **23** am Boden sendet.

[0175] Der erste Empfänger **23** demoduliert mit seinem Demodulator **24** das modulierte, digitale Signal, das von dem digitalen Sender **51** zugeführt worden ist, zu dem ursprünglichen, ersten Datenstromsignal. Ebenso kann dasselbe modulierte, digitale Signal von dem zweiten **33** oder dem dritten Empfänger **43** zu dem ersten Datenstrom oder NTSC Fernsehsignal demoduliert werden. Zusammengefaßt können die drei einzelnen Empfänger **23**, **33** und **43** alle ein digitales Signal des bestehenden TV Systems zur Wiedergabe empfangen und verarbeiten.

[0176] Die Anordnung des Signalübertragungssystems wird mehr im einzelnen beschrieben.

[0177] [Fig. 2](#) ist ein Blockdiagramm des Senders **1**, in dem ein Eingangssignal über die Eingangseinheit **2** zugeführt und durch die Teilerschaltung **3** in drei digitale Signale geteilt wird, die einen ersten, einen zweiten bzw. einen dritten Datenstrom enthalten.

[0178] Unter der Annahme, daß das Eingangssignal ein Videosignal ist, ist seine niedrige Frequenzbandkomponente dem ersten Datenstrom zugeordnet, seine hohe Frequenzbandkomponente dem zweiten Datenstrom und seine superhohe Frequenzbandkomponente dem dritten Datenstrom. Die drei verschiedenen Frequenzbandsignale werden einem Modulatoreingang **61** des Modulators **4** zugeführt. Hier moduliert oder ändert eine Signalpunkt-Modulations/Änderungsschaltung **67** die Positionen der Signalepunkte gemäß einem extern gegebenen Signal. Der Modulator **4** ist zur Amplitudenmodulation auf

zwei 90° phasenverschobenen Trägern jeweils angeordnet, die dann zu einem mehrfachen QAM Signal summiert werden. Insbesondere wird das Signal von dem Modulatoreingang **61** einem ersten **62** und einem zweiten AM Modulator **63** zugeführt. Auch wird eine Trägerwelle $\cos(2\pi fct)$, die von einem Trägergenerator erzeugt wird, direkt dem ersten AM Modulator **62** und auch einem $\pi/2$ Phasenschieber **66** zugeführt, wo sie um 90° zu einer Form $\sin(2\pi fct)$ phasenverschoben wird, bevor sie zu dem zweiten AM Modulator **63** übertragen wird. Die zwei amplitudenmodulierten Signale von dem ersten und dem zweiten AM Modulator **62**, **63** werden von einem Summierer **65** zu einem Übertragungssignal summiert, das dann zu der Sendeeinheit **5** zur Ausgabe übertragen wird. Dieses Verfahren ist gut bekannt und wird nicht weiter erläutert.

[0179] Das QAM Signal wird nun in einer allgemeinen 8×8 oder 16 Zustandsausbildung beschrieben, wobei auf den ersten Quadranten eines Raumdiagramms in [Fig. 3](#) Bezug genommen wird. Das Ausgangssignal des Modulators **4** wird durch einen Summenvektor von zwei Vektoren einer **81**, **82**, $A\cos 2\pi fct$ und $B\cos 2\pi fct$, ausgedrückt, die die zwei um 90° phasenverschobenen Träger jeweils darstellen. Wenn der von dem Nullpunkt fernliegende Punkt eines Summenvektors einen Signalpunkt darstellt, hat das 16 QAM Signal **16** Signalpunkte, die durch eine Kombination von vier horizontalen Amplitudenwerten a_1, a_2, a_3, a_4 und vier vertikalen Amplitudenwerten b_1, b_2, b_3, b_4 bestimmt sind. Der erste Quadrant in [Fig. 3](#) enthält vier Signalpunkte **83** bei C_{11} , **84** bei C_{12} , **85** bei C_{22} und **86** bei C_{21} .

[0180] C_{11} ist ein Summenvektor eines Vektors $0 - a_1$ und eines Vektors $0 - b_1$, und wird somit als $C_{11} = a_1\cos 2\pi fct - b_1\sin 2\pi fct = A\cos(2\pi fct + \pi\pi/2)$ ausgedrückt.

[0181] Es wird nun angenommen, daß der Abstand zwischen 0 und a_1 bei den orthogonalen Koordinaten der [Fig. 3A](#), ist, zwischen a_1 und a_2 A_2 ist, zwischen 0 und b_1 B_1 ist und zwischen b_1 bis b_2 B_2 ist.

[0182] Wie es in [Fig. 4](#) gezeigt ist, sind die 16 Signalpunkte als Vektorkoordinate zugeordnet, wobei jeder Punkt ein vier-Bit Muster darstellt, so daß die Übertragung einer vier-Bit Date pro Periode oder Zeitschlitz ermöglicht wird.

[0183] [Fig. 5](#) stellt eine gemeinsame Zuordnung von zwei-Bit Mustern zu den 16 Signalpunkten dar.

[0184] Wenn der Abstand zwischen zwei benachbarten Signalpunkten groß ist, wird er ohne weiteres von dem Empfänger erkannt. Daher ist es erwünscht, die Signalpunkte mit größeren Intervallen zu beabstanden. Wenn zwei bestimmte Signalpunkte nahe beieinander zugeordnet sind, werden sie kaum unter-

schieden und die Fehlerrate wird erhöht. Deshalb ist es am bevorzugtesten, die Signalpunkte in gleichen Intervallen beabstandet zu haben, wie es in [Fig. 5](#) gezeigt ist, in der das 16 QAM Signal durch $A_1 = A_2/2$ festgelegt ist.

[0185] Der Sender **1** der Ausführungsform ist ausgestaltet, ein eingegebenes, digitales Signal in einen ersten, einen zweiten und einen dritten Daten- oder Bitstrom zu unterteilen. Die 16 Signalpunkte oder Gruppen von Signalpunkten werden in vier Gruppen unterteilt. Dann werden 4 zwei-Bit Mustern des ersten Datenstroms den vier Signalpunktgruppen jeweils zugeordnet, wie es in [Fig. 6](#) gezeigt ist. Insbesondere wird, wenn das zwei-Bit Muster des ersten Datenstroms **11** ist, einer von vier Signalpunkten der ersten. Signalpunktgruppe **91** in dem ersten Quadranten in Abhängigkeit von dem Inhalt des zweiten Datenstroms zur Übertragung ausgewählt. Ebenso wird, wenn es 01 ist, ein Signalpunkt der zweiten Signalpunktgruppe **92** in dem zweiten Quadranten ausgewählt und gesendet. Wenn es 00 ist, wird ein Signalpunkt der dritten Signalpunktgruppe **93** in dem dritten Quadranten gesendet, und wenn es 10 ist, wird ein Signalpunkt der vierten Signalpunktgruppe **94** in dem vierten Quadranten gesendet. Auch werden 4 zwei-Bit Muster in dem zweiten Datenstrom des 16 QAM Signals, oder z.B. 16 vier-Bit Muster in dem zweiten Datenstrom eines 64-Zustand QAM Signals, vier Signalpunkten oder Signalpunktgruppen von jeder der vier Signalpunktgruppen **91**, **92**, **93**, **94** jeweils zugeordnet, wie es in [Fig. 7](#) gezeigt ist. Es sollte sich verstehen, daß die Zuordnung zwischen irgendwelchen zwei Quadranten symmetrisch ist. Die Zuordnung der Signalpunkte zu den vier Gruppen **91**, **92**, **93**, **94** wird durch die Priorität bei den zwei-Bit Daten des ersten Datenstroms bestimmt. Als Ergebnis können zwei-Bit Daten des ersten Datenstroms und zwei-Bit Daten des zweiten Datenstroms unabhängig übertragen werden. Auch wird der erste Datenstrom bei der Verwendung eines allgemeinen QPSK Empfängers demoduliert, der eine gegebene Antennenempfindlichkeit aufweist. Wenn die Antennenempfindlichkeit größer ist, empfängt eine abgeänderte Art des 16 QAM Empfängers der vorliegenden Erfindung den ersten und den zweiten Datenstrom mit gleichem Erfolg und demoduliert sie.

[0186] [Fig. 8](#) zeigt ein Beispiel der Zuordnung des ersten und des zweiten Datenstroms zu zwei-Bit Mustern.

[0187] Wenn die niedere Frequenzbandkomponente eines Hochauflösungsfernseh-Videosignals dem ersten Datenstrom und die hohe Frequenzkomponente dem zweiten Datenstrom zugeordnet wird, kann der QPSK Empfänger ein Bild mit NTSC-Pegel aus dem ersten Datenstrom erzeugen, und der 16- oder 64-Zustand QAM Empfänger kann ein Hochauflösungsfernsehbild von einem zusammengesetzten

Wiedergabesignal des ersten und des zweiten Datenstroms erzeugen.

[0188] Da die Signalpunkte in gleichen Intervallen zugeteilt werden, wird in dem QPSK Empfänger ein Schwellenabstand zwischen den Koordinatenachsen und dem abgeschatteten Bereich des ersten Quadranten entwickelt, wie es in [Fig. 9](#) gezeigt ist. Wenn der Schwellenabstand A_{T0} ist, wird ein QPSK Signal mit einer Amplitude von A_{T0} erfolgreich empfangen. Jedoch muß die Amplitude auf einen dreimal größeren Wert oder $3A_{T0}$ zur Übertragung eines 16 QAM Signals erhöht werden, während der Schwellenabstand A_{T0} beibehalten wird. Insbesondere ist die zur Übertragung des 16 QAM Signals benötigte Energie neunmal größer als die zum Senden des QPSK Signals. Auch ist, wenn das QPSK Signal in einem 16 QAM Modus gesendet wird, die Energieverschwendung hoch und die Wiedergabe eines Trägersignals wird mühsam. Vor allem ist die zur Satellitenübertragung verfügbare Energie nicht reichlich, sondern auf eine minimale Verwendung streng begrenzt. Daher werden keine Signalübertragungssysteme mit großem Energieverbrauch praktisch eingesetzt, bis mehr Energie zur Satellitenübertragung zur Verfügung steht. Es wird erwartet, daß eine große Anzahl von QPSK Empfängern auf dem Markt eingeführt wird, wenn das digitale Fernsehen bald im Einsatz ist. Nach der Einführung auf dem Markt werden die QPSK Empfänger kaum zu Modellen größerer Empfindlichkeit verschoben, weil der Abstand der Signalempfängereigenschaft zwischen den beiden Modellen, dem alten und dem neuen, groß ist. Deshalb darf die Übertragung der QPSK Signale nicht aufgegeben werden. In dieser Beziehung wird ein neues System unbedingt zur Übertragung von Signalpunktdaten eines quasi QPSK Signals in dem 16 QAM Modus unter Verwendung von weniger Energie benötigt. Andererseits verschlechtert die beschränkte Energie bei einer Satellitenstation das gesamte Übertragungssystem.

[0189] Die vorliegende Erfindung liegt in einer mehrfachen Signalpegelanordnung, bei der die vier Signalpunktgruppen **91**, **92**, **93**, **94** in einem größeren Abstand voneinander zugeteilt werden, wie es in [Fig. 10](#) gezeigt ist, um den Energieverbrauch zu minimieren, der für eine 16 QAM Modulation von quasi QPSK Signalen verlangt wird.

[0190] Zur Klarlegung der Beziehung zwischen der Signalempfangsempfindlichkeit und der Übertragungsenergie wird die Ausgestaltung des digitalen Senders **51** und des ersten Empfängers **23** mehr im einzelnen unter Bezugnahme auf [Fig. 1](#) beschrieben.

[0191] Der digitale Sender **51** und der erste Empfänger **23** sind von bekannter Art zur Datenübertragung oder Videosignalübertragung, z.B. bei einem Fernsehdienst, gebildet. Wie es in [Fig. 17](#) gezeigt, ist

der digitale Sender **51** ein QPSK Sender, der dem vielfach-Bit QAM Sender **1**, der in [Fig. 2](#) gezeigt ist, ohne AM Modulationsfähigkeit äquivalent ist. Beim Betrieb wird ein Eingangssignal durch eine Eingangseinheit **52** einem Modulator **54** zugeführt, wo es durch einen Modulatoreingang **121** in zwei Komponenten geteilt wird. Die zwei Komponenten werden dann zu einer ersten Zwei-Phasen-Modulatorschaltung **122** zur Phasenmodulation eines Basisträgers und einer zweiten Zwei-Phasen-Modulatorschaltung **123** zur Phasenmodulation eines Trägers übertragen, der gegenüber dem Basisträger um 90° phasenverschoben ist. Die zwei Ausgänge der ersten und der zweiten Zwei-Phasen-Modulatorschaltung **122**, **123** werden dann durch einen Summierer **65** zu einem zusammengesetzten, modulierten Signal addiert, das weiter von einer Sendereinheit **55** übertragen wird.

[0192] Das sich ergebende, modulierte Signal ist in dem Raumdiagramm der [Fig. 18](#) gezeigt.

[0193] Es ist bekannt, daß die vier Signalpunkte bei gleichen Abständen zugeteilt sind, um eine optimale Energieverwendung zu erzielen. [Fig. 18](#) stellt ein Beispiel dar, wo die vier Signalpunkte **125**, **126**, **127**, **128** 4 zwei-Bit Muster 11, 01, 00 bzw. 10 darstellen. Es ist auch zur erfolgreichen Datenübertragung von dem digitalen Sender **51** zu dem ersten Empfänger **23** erwünscht, daß das QPSK Signal von dem digitalen Sender **51** eine Amplitude von nicht weniger als einem gegebenen Pegel hat. Insbesondere kann, wenn die minimale Amplitude des QPSK Signals, das zur Übertragung von dem digitalen Sender **51** zu dem ersten Empfänger **23** mit dem QPSK Modus benötigt wird, oder der Abstand zwischen 0 und a_1 in [Fig. 18](#) gleich A_{T0} ist, der erste Empfänger **23** erfolgreich irgendein QPSK Signal empfangen, das eine Amplitude hat, die größer als A_{T0} ist.

[0194] Der erste Empfänger **23** ist ausgebildet, daß er mit seiner Antenne **22** geringen Durchmessers ein erwünschtes oder QPSK Signal empfängt, das von dem Sender **1** oder dem digitalen Sender **51** jeweils durch den Transponder **12** des Satelliten **10** gesendet und mit dem Demodulator **24** demoduliert wird. Insbesondere ist der erste Empfänger **23** im wesentlichen zum Empfang eines digitalen Fernseh oder Datenkommunikationssignals im QPSK oder 2 PSK Modus konstruiert.

[0195] [Fig. 19](#) ist ein Blockdiagramm des ersten Empfängers **23**, in dem ein Eingangssignal, das von der Antenne **22** von dem Satelliten **12** empfangen worden ist, einer Trägergewinnungsschaltung **131**, wo eine Trägerwelle demoduliert wird, und einem $\pi/2$ Phasenschieber **132** zugeführt wird, wo eine um 90° phasenverschobene Trägerwelle demoduliert wird. Auch werden die zwei um 90° phasenverschobenen Komponenten des Eingangssignals von einer ersten

133 und einer zweiten Phasenbestimmungsschaltung **134** jeweils erfaßt und jeweils einer ersten **136** und einer zweiten Diskriminator/Demodulationsschaltung **137** zugeführt. Die zwei demodulierten Komponenten werden von ihrer jeweiligen Diskriminator/Demodulationsschaltung **136** und **137**, die getrennt in Zeitschlitzseinheiten mittels Synchronisierungssignalen von einer Synchronisierungsgewinnungsschaltung **135** unterschieden worden sind, einer ersten Datenstromgewinnungseinheit **232** zugeführt, wo sie zu einem ersten Datenstromsignal summiert werden, das dann als ein Ausgang von der Ausgangseinheit **26** geliefert wird.

[0196] Das Eingangssignal zu dem ersten Empfänger **23** wird nun mehr im einzelnen unter Bezugnahme auf das Vektordiagramm der [Fig. 20](#) erläutert. Das von dem ersten Empfänger **23** von dem digitalen Sender **51** empfangene QPSK Signal wird in einer idealen Form ohne Übertragungsverzerrung und Rauschen ausgedrückt, wobei vier Signalpunkte **151**, **152**, **153**, **154** verwendet werden, die in [Fig. 20](#) gezeigt sind.

[0197] In der Praxis erscheinen die realen vier Signalpunkte insbesondere als jeweils ausgedehnte Bereiche um die idealen Signalpositionen **151**, **152**, **153**, **154** herum wegen Rauschens, Amplitudenverzerrung oder einer während der Übertragung entwickelten Phasenfehlers. Wenn ein Signalpunkt ungünstig von seiner Ursprungsposition verschoben ist, wird er kaum von seinem benachbarten Signalpunkt unterschieden und die Fehlerrate wird somit erhöht. Wenn die Fehlerrate auf einen kritischen Wert zunimmt, wird die Wiedergabe der Daten weniger genau. Um die Datenwiedergabe auf einen maximal annehmbaren Wert der Fehlerrate zu ermöglichen, sollte der Abstand zwischen irgendzwei Signalpunkten weit genug sein, um voneinander unterschieden zu werden. Wenn der Abstand $2A_{20}$ ist, muß der Signalpunkt **151** eines QPSK Signals nahe bei einem kritischen Fehlerwert in einem ersten Unterscheidungsbereich **155** bleiben, der durch die Schraffur der [Fig. 20](#) bezeichnet ist und durch $|0 - a_{R1}| \geq A_0$ und $|0 - b_{R1}| \geq A_{R0}$ bestimmt ist. Dies erlaubt dem Signalübertragungssystem, Trägerwellen wiederzugeben, und somit ein gewünschtes Signal zu demodulieren. Wenn der minimale Radius der Antenne **22** auf zu gesetzt wird, kann das Übertragungssignal mit einem größeren als einem gegebenen Wert von irgendeinem Empfänger des Systems empfangen werden. Die Amplitude eines QPSK Signals des digitalen Senders **51**, die in [Fig. 18](#) gezeigt ist, ist minimal bei A_{T0} , und somit wird die minimale Amplitude A_{R0} eines QPSK Signals, das von dem ersten Empfänger **23** empfangen werden soll, zu gleich A_{T0} bestimmt. Als Ergebnis kann der erste Empfänger **23** empfangen und das QPSK Signal von dem digitalen Sender **51** bei dem maximal annehmbaren Wert der Fehlerrate demodulieren, wenn der Radius der Antenne **22** grö-

ßer als r_0 ist. Wenn das Übertragungssignal in einem abgeänderten 16- oder 64-Zustand QAM Modus ist, kann es der erste Empfänger **23** schwierig finden, seine Trägerwelle wiederzugeben. Zum Ausgleich werden die Signalpunkte auf acht erhöht, die unter Winkeln von $(\pi/4 + n\pi/2)$ zugeteilt werden, wie es in [Fig. 25-a](#) gezeigt ist, und seine Trägerwelle wird durch eine $16\times$ Multiplikationstechnik wiedergegeben. Auch kann, wenn die Signalpunkte **16** Stellen unter Winkeln von $n\pi/8$ zugeteilt werden, wie es in [Fig. 25-b](#) gezeigt ist, der Träger eines quasi QPSK Modus 16 QAM modulierten Signals mit der Trägergewinnungsschaltung **131** wiedergegeben werden, die zur Durchführung einer $16\times$ Frequenzmultiplikation abgeändert ist. Zu dieser Zeit sollten die Signalpunkte in dem Sender **1** angeordnet sein, um $A_1/(A_1 + A_2) = \tan(\pi/8)$ zu erfüllen.

[0198] Hier wird ein Fall des Empfangs eines QPSK Signals betrachtet. Ebenso wie bei der Art, die von der Signalpunktmodulations/Änderungsschaltung **67** in dem Sender ausgeführt wird, der in [Fig. 2](#) gezeigt ist, ist es auch möglich, die Positionen der Signalpunkte des QPSK Signals zu modulieren, das in [Fig. 18](#) gezeigt ist (Amplitudenmodulation, Pulsmodulation oder Ähnliches). In diesem Fall demoduliert die Signalpunktdemodulationseinheit **138** in dem ersten Empfänger **23** das positionsmodulierte oder positionsgeänderte Signal. Das demodulierte Signal wird zusammen mit dem ersten Datenstrom ausgegeben.

[0199] Das 16 PSK Signal des Senders **1** wird nun unter Bezugnahme auf das Vektordiagramm der [Fig. 9](#) erläutert. Wenn der horizontale Vektorabstand A_1 des Signalpunkts **83** größer als A_{T0} der minimalen Amplitude des QPSK Signals des digitalen Senders **51** ist, bleiben die vier Signalpunkte **83**, **84**, **85**, **86** in dem ersten Quadranten der [Fig. 9](#) in dem abgeschätzten oder ersten Empfangsbereich **87** des QPSK Signals. Wenn es von dem ersten Empfänger **23** empfangen wird, erscheinen die vier Punkte des Signals in dem ersten Unterscheidungsbereich des Vektorfeldes, das in [Fig. 20](#) gezeigt ist. Daher kann irgendeiner der Signalpunkte **83**, **84**, **85**, **86** der [Fig. 9](#) auf den Signalpegel **151** der [Fig. 20](#) durch den ersten Empfänger **23** verschoben werden, so daß das zwei-Bit Muster von 11 einem entsprechenden Zeitschlitz zugeordnet wird. Das zwei-Bit Muster von 11 ist identisch dem 11 der ersten Signaipunktgruppe **91** oder dem ersten Datenstrom eines Signals von dem Sender **1**. In gleicher Weise wird der erste Datenstrom bei dem zweiten, dritten oder vierten Quadranten wiedergegeben. Als Ergebnis wiedergewinnt der erste Empfänger **23** zwei-Bit Daten des ersten Datenstroms aus der Mehrzahl von Datenströmen in einem 16-, 32- oder 64-Zustand QAM Signal, das von dem Sender **1** übertragen wird. Der zweite und dritte Datenstrom sind in vier Segmenten der Signaipunktgruppe **91** enthalten, und beeinflussen somit die Demodulation des ersten Datenstroms nicht. Sie können jedoch die

Wiedergabe einer Trägerwelle beeinflussen, und eine Einstellung, die später beschrieben wird, wird benötigt.

[0200] Wenn der Transponder eines Satelliten reichlich Energie zuführt, wird die vorgenannte Technik der 16- bis 64-Zustand QAM Modus Übertragung machbar. Jedoch ist der Transponder des Satelliten in irgendeinem bestehenden Satellitenübertragungssystem streng in der Energiezufuhr aufgrund seiner kompakten Größe und der Fähigkeit der Sonnenbatterien beschränkt. Wenn der Transponder oder der Satellit in ihrer Größe, somit im Gewicht, vergrößert wird, gehen die Abschlußkosten in die Höhe. Diese Nachteile werden kaum durch herkömmliche Techniken ausgeschlossen, bis die Abschlußkosten einer Satellitenrakete auf einen beträchtlichen Wert verringert werden. Bei dem bestehenden System liefert ein üblicher Kommunikationssatellit so wenig wie 20 W an Energiezufuhr, und ein üblicher Fernseh/Fernsehsatellit bietet 100 W bis 200 W im Bestfall. Zur Übertragung eines solchen QPSK Signals im symmetrischen 16-Zustand QAM Modus, wie es in [Fig. 9](#) gezeigt ist, wird der minimale Signalpunktabstand von $3A_{T0}$ benötigt, wenn die 16 QAM Amplitude durch $2A_1 = A_2$ ausgedrückt wird. Somit ist die für den Zweck benötigte Energie neunmal größer als die zur Übertragung eines herkömmlichen QPSK Signals, um die Kompatibilität aufrechtzuerhalten. Auch kann auch ein herkömmlicher Satellitentransponder kaum eine Energie liefern, um eine solche kleine Antenne bei dem ersten QPSK Empfänger zu ermöglichen, um von jenem ein übertragenes Signal zu empfangen. Zum Beispiel werden in dem bestehenden 40 W System **360** für eine geeignete Signalübertragung benötigt und dies wird in bezug auf die Kosten unrealistisch.

[0201] Es versteht sich, das die QAM Technik mit symmetrischem Signalzustand am wirksamsten ist, wenn die Empfänger, die mit gleich großen Antennen ausgerüstet sind, entsprechend einer gegebenen Sendeleistung verwendet werden. Eine andere neuartige Technik wird jedoch zur Verwendung mit den Empfängern, die mit unterschiedlich großen Antennen ausgerüstet sind, bevorzugt.

[0202] Genauer gesagt soll, während das QPSK Signal von einem allgemeinen preiswerten Empfängersystem mit einer kleinen Antenne empfangen werden kann, das 16 QAM Signal von einem teureren mehr-Bit Modulationsempfängersystem hoher Qualität mit einer mittleren oder großformatigen Antenne empfangen werden, das konstruiert ist, äußerst wertvolle Dienste, z.B. Hochauflösungsfernseh-Unterhaltungen einer bestimmten Person zu liefern, die mehr Geld investiert. Dies ermöglicht, daß QPSK und 16 QAM Signale, wenn es erwünscht ist, mit 64 DMA gleichzeitig mit Hilfe einer geringen Zunahme der Sendeleistung übertragen werden können.

[0203] Zum Beispiel kann die Sendeleistung niedrig beibehalten werden, wenn die Signalpunkte bei $A_1 = A_2$ zugeteilt werden, wie es in [Fig. 10](#) gezeigt ist. Die Amplitude $A(4)$ zur Übertragung von QPSK Daten wird durch einen Vektor **96** ausgedrückt, der der Quadratwurzel von $2A_1^2$ äquivalent ist. Die Amplitude $A(16)$ des gesamten Signals wird durch einen Vektor **96** ausgedrückt, der der Quadratwurzel aus $(A_1 + A_2)^2 + (B_1 + B_2)^2$ äquivalent ist. Dann

$$|A(4)|^2 = A_1^2 + B_1^2 = A_{T0}^2 + A_{T0}^2 = 2A_{T0}^2$$

$$|A(16)|^2 = (A_1 + A_2)^2 + (B_1 + B_2)^2 = 4A_{T0}^2 + 4A_{T0}^2 = 8A_{T0}^2$$

$$|A(16)|/|A(4)| = 2$$

[0204] Demgemäß kann das 16 QAM Signal mit einer zweimal größeren Amplitude und einer viermal größeren Sendeleistung als jene Überfragen werden, die für das QPSK Signal benötigt werden. Ein abgeändertes 16 QAM Signal gemäß der vorliegenden Erfindung wird nicht von einem üblichen Empfänger demoduliert, der für eine symmetrische, gleichbeabstandete Signalpunkt QAM entworfen ist. Jedoch kann es mit dem zweiten Empfänger **33** demoduliert werden, wenn zwei Schwellen A_1 und A_2 vorbestimmt werden, geeignete Werte zu haben. In [Fig. 10](#) ist der minimale Abstand zwischen zwei Signalpunkten in dem ersten Abschnitt der ersten Signalpunktgruppe **91** A_1 , und $A_2/2A_1$ wird verglichen mit dem Abstand von $2A_1$ von QPSK hergestellt. Dann, da $A_1 = A_2$, wird der Abstand $1/2$. Dies erklärt, daß die Signalempfangsempfindlichkeit zweimal größer für die gleiche Fehlerrate und viermal größer für den gleichen Signalpegel sein muß. Um einen viermal größeren Wert der Empfindlichkeit zu haben, muß der Radius r_2 der Antenne **32** des zweiten Empfängers **33** zweimal größer als der Radius r_1 der Antenne **22** des ersten Empfängers **23** sein, so daß $r_2 = 2r_1$ erfüllt ist. Zum Beispiel hat die Antenne **32** des zweiten Empfängers **33** einen Durchmesser von 60 cm, wenn die Antenne **22** des ersten Empfängers **23** gleich 30 cm ist. Auf diese Weise wird der zweite Datenstrom, der die hohe Frequenzkomponente eines Hochauflösungs-Fernsehsignals darstellt, auf einem einzigen Kanal geführt und erfolgreich demoduliert. Wenn der zweite Empfänger **33** den zweiten Datenstrom oder ein höheres Datensignal empfängt, kann sich sein Besitzer über einen Gewinn seiner größeren Investition erfreuen. Daher kann der zweite Empfänger **33** mit einem höheren Preis angenommen werden. Da die minimale Energie zur Übertragung von QPSK Daten vorbestimmt ist, wird das Verhältnis n_{16} der abgeänderten 16 APSK Sendeleistung zu der QPSK Sendeleistung bezüglich des Antennenradius r_2 des zweiten Empfängers **33** unter Verwendung eines Verhältnisses zwischen A_1 und A_2 berechnet, wie es in [Fig. 10](#) gezeigt ist.

[0205] Insbesondere wird n_{16} durch $((A_1 + A_2)/A_1)^2$ ausgedrückt, was die minimale Energie zur Übertragung von QPSK Daten ist. Da der Signalpunktstand, der für einen abgeänderten 16 QAM Empfang geeignet ist, A_2 ist, ist der Signalpunktstand für einen QPSK Empfang gleich $2A_1$ und das Signalpunktstandsverhältnis ist $A_2/2A_1$, so daß der Antennenradius r_2 bestimmt wird, wie es in [Fig. 11](#) gezeigt ist, in der die Kurve **101** die Beziehung zwischen dem Sendeleistungsverhältnis n_{16} und dem Radius r_2 der Antenne **22** des zweiten Empfängers **23** darstellt.

[0206] Auch gibt der Punkt **102** die Übertragung eines üblichen 16 QAM in dem gleich beabstandeten Signalzustandsmodus an, wo die Sendeleistung neunmal größer und somit nicht mehr praktisch ist. Wie es aus der Kurve der [Fig. 11](#) offensichtlich ist, kann der Antennenradius r_2 des zweiten Empfängers **23** nicht weiter verringert werden, selbst wenn n_{16} mehr als fünfmal erhöht wird.

[0207] Die Übertragungsenergie bei dem Satelliten ist auf einen kleinen Wert begrenzt, und somit bleibt n_{16} vorzugsweise bei nicht mehr als dem Fünffachen des Werts, wie es durch Schraffur der [Fig. 11](#) angegeben ist. Der Punkt **104** innerhalb des schraffierten Bereichs **103** gibt z.B. an, daß der Antennenradius r_2 mit einem zweimal größeren Wert an einen $4\times$ Wert der Sendeleistung angepaßt ist. Auch stellt der Punkt **105** dar, daß die Übertragungsleistung verdoppelt werden sollte, wenn r_2 ungefähr $5\times$ größer ist. Diese Werte sind alle innerhalb eines machbaren Bereiches.

[0208] Der Wert von n_{16} , der nicht größer als $5\times$ der Wert ist, wird unter Verwendung von A_1 und A_2 ausgedrückt als:

$$n_{16} = ((A_1 + A_2)/A_1)^2 \leq 5$$

daher $A_2 \leq 1,23A_1$.

[0209] Wenn der Abstand zwischen irgendzwei Signalpunktgruppenabschnitten, die in [Fig. 10](#) gezeigt sind, gleich $2A(4)$ ist und die maximale Amplitude gleich $2A(16)$ ist, sind $A(4)$ und $A(16)-A(4)$ proportional zu A_1 bzw. A_2 . Daher wird $(A(16))^2 \leq 5(A(4))^2$ hergestellt.

[0210] Die Wirkung einer abgeänderten 64 ASPK Übertragung wird beschrieben, da der dritte Empfänger **43** eine 64-Zustand QAM Demodulation ausführen kann.

[0211] [Fig. 12](#) ist ein Vektordiagramm, in dem jeder Signalpunktgruppenabschnitt **16** Signalpunkte verglichen mit 4 Signalpunkten der [Fig. 10](#) enthält. Der erste Signalpunktgruppenabschnitt **91** in [Fig. 12](#) hat eine 4×4 Matrix von 16 Signalpunkten, die in gleichen Intervallen einschließlich des Punkts **170** zugeteilt

sind. Um eine Kompatibilität mit QPSK zu schaffen, muß $A_1 \geq A_{T0}$ erfüllt werden. Wenn der Radius der Antenne des dritten Empfängers **43** gleich R_3 ist und die Sendeleistung n_{64} ist, wird die Gleichung ausgedrückt als:

$$r_0^2 = \{6^2/(n-1)\}r_1^2$$

[0212] Diese Beziehung zwischen r_0 und n bei einem 64 QAM Signal ist auch in der graphischen Darstellung der [Fig. 13](#) gezeigt.

[0213] Es versteht sich, daß die Signalpunktzuordnung, die in der [Fig. 12](#) gezeigt ist, ermöglicht, daß der zweite Empfänger **33** nur zwei-Bit Muster der QPSK Daten demoduliert. Daher ist es erwünscht, um eine Kompatibilität zwischen dem ersten, dem zweiten und dem dritten Empfänger zu haben, daß der zweite Empfänger **33** ausgebildet ist, daß er ein abgeändertes 16 QAM Format von dem 64 QAM modulierten Signale demodulieren kann.

[0214] Die Kompatibilität zwischen den drei einzelnen Empfängern kann durch eine Drei-Pegel-Gruppierung der Signalpunkte ausgeführt werden, wie es in [Fig. 14](#) dargestellt ist. Die Beschreibung wird in bezug auf den ersten Quadranten gemacht, indem der erste Signalpunktgruppenabschnitt **91** das zwei-Bit Muster mit 11 des ersten Datenstroms darstellt.

[0215] Insbesondere wird ein erster Unterabschnitt **181** in dem ersten Signalpunktgruppenabschnitt **91** dem zwei-Bit Muster mit 11 des zweiten Datenstroms zugeordnet. Ebenso werden ein zweiter **182**, ein dritter **183** und ein vierter Unterabschnitt **184** jeweils 01, 00 bzw. 10 davon zugeordnet. Diese Zuordnung ist identisch mit der, die in [Fig. 7](#) gezeigt ist.

[0216] Die Signalpunktzuteilung des dritten Datenstroms wird nun unter Bezugnahme auf das Vektordiagramm der [Fig. 15](#) erklärt, das den ersten Quadranten zeigt. Wie es gezeigt ist, stellen die vier Signalpunkte **201**, **205**, **209**, **213** zwei-Bit Muster mit 11 dar, die Signalpunkte **202**, **206**, **210**, **214** stellen 01 dar, die Signalpunkte **203**, **207**, **211**, **215** stellen 00 dar und die Signalpunkte **204**, **208**, **212**, **216** stellen 10 dar. Demgemäß können die zwei-Bit Muster des dritten Datenstroms getrennt von dem ersten und dem zweiten Datenstrom überfragt werden. Mit anderen Worten können zwei-Bit Daten von drei verschiedenen Signalpegeln jeweils übertragen werden.

[0217] Es versteht sich, daß die vorliegenden Erfindung nicht nur die Übertragung von sechs-Bit Daten erlaubt, sondern auch den Empfang von drei, zwei-Bit, vier-Bit und sechs-Bit Daten mit unterschiedlicher Bitlänge mit ihren entsprechenden Empfängern erlaubt, während die Signalkompatibilität zwischen den drei Niveaus beibehalten bleibt.

[0218] Die Signalpunktzuteilung zur Bereitstellung von Kompatibilität zwischen den drei Niveaus wird beschrieben.

[0219] Wie es in [Fig. 15](#) gezeigt ist, ist $A_1 \geq A_{T0}$ wesentlich dafür, damit der erste Empfänger **23** den ersten Datenstrom empfangen kann.

[0220] Es ist notwendig, irgendwelche zwei Signalpunkte voneinander mit einem solchen Abstand zu beabstanden, daß die Unterabschnittsignalpunkt, z.B. **182**, **183**, **184** des zweiten Datenstroms, der in [Fig. 15](#) gezeigt ist, von dem Signalpunkt **91** unterschieden werden kann, der in [Fig. 10](#) gezeigt ist.

[0221] [Fig. 15](#) zeigt, daß sie mit $2/3A_2$ beabstandet sind. In diesem Fall ist der Abstand zwischen zwei Signalpunkten **201** und **202** in dem ersten Unterabschnitt **181** gleich $A_2/6$. Die Sendeleistung, die für den Signalempfang mit dem dritten Empfänger **43** benötigt wird, wird nun berechnet. Wenn der Radius der Antenne **32** r_3 , ist und die benötigte Sendeleistung gleich n_{64} mal der QPSK Sendeleistung ist, wird die Gleichung ausgedrückt als;

$$r_3^2 = (12r_1)^2/(n - 1)$$

[0222] Diese Beziehung wird auch durch die Kurve **211** in [Fig. 16](#) bezeichnet. Zum Beispiel kann, wenn die Sendeleistung **6** oder **9** mal größer als die für eine QPSK Übertragung an dem Punkt **223** oder **222** ist, die Antenne **32**, die einen Radius von $8\times$ bzw. $6\times$ dem Wert hat, den ersten, zweiten und dritten Datenstrom zur Demodulation empfangen. Wenn der Signalpunktabstand des zweiten Datenstroms nahe bei $2/3A_2$ ist, wird die Beziehung zwischen r_1 und r_2 ausgedrückt zu:

$$r_2^2 = (3r_1)^2/(n - 1)$$

[0223] Deshalb muß die Antenne **32** des zweiten Empfängers **33** etwas mit ihrem Radius vergrößert werden, wie es durch die Kurve **223** angegeben ist.

[0224] Es versteht sich, daß, während der erste und der zweite Datenstrom durch einen herkömmlichen Satelliten übertragen werden, der eine kleine Signalsendeleistung liefert, der dritte Datenstrom auch durch einen zukünftigen Satelliten übertragen werden kann, der eine größere Signalsendeleistung liefert, ohne die Wirkung des ersten und zweiten Empfängers **23**, **33** zu unterbrechen oder ohne Notwendigkeit einer Abänderung desselben, so daß die Kompatibilität und der Fortschritt höchst sichergestellt werden.

[0225] Die Signalempfangswirkung des zweiten Empfängers **33** wird zuerst beschrieben. Verglichen mit dem ersten Empfänger **23**, der zum Empfang mit einer Antenne mit kleinem Radius r , und zur Demodu-

lation des QPSK modulierten Signals des digitalen Senders **51** oder des ersten Datenstroms des Signals des Senders **1** ausgebildet ist, ist der zweite Empfänger **33** angepaßt, die 16 Signalzustand zwei-Bit Daten perfekt zu demodulieren, die in [Fig. 10](#) gezeigt sind, oder den zweiten Datenstrom des 16 QAM Signals von dem Sender **1**. Insgesamt können vier-Bit Daten einschließlich des ersten Datenstroms demoduliert werden. Das Verhältnis zwischen A_1 und A_2 ist jedoch bei den zwei Sendern unterschiedlich. Die zwei unterschiedlichen Daten werden auf eine Demodulationssteuerung **231** des zweiten Empfängers **33** geladen, der in [Fig. 21](#) gezeigt ist, der wiederum ihre entsprechenden Schwellenwerte der Demodulationsschaltung zur AM Demodulation zuführt.

[0226] Das Blockdiagramm des zweiten Empfängers **33** in [Fig. 21](#) ist in der Grundkonstruktion ähnlich der des ersten Empfängers **23**, der in [Fig. 19](#) gezeigt ist. Der Unterschied ist, daß der Radius r_2 der Antenne **32** größer als r_1 der Antenne **22** ist. Dies ermöglicht, daß der zweite Empfänger **33** eine Signalkomponente erkennt, die einen kleineren Signalpunktstand einschließt. Der Demodulator **35** des zweiten Empfängers **33** enthält auch eine ersten **232** und einen zweiten Datenstrom wiedergebende Einheit **233** zusätzlich zu der Demodulationssteuerung **231**. Es ist eine erste Diskriminator/Wiedergabeschaltung **136** zur AM Demodulation der abgeänderten 16 QAM Signale vorgesehen. Es versteht sich, daß jeder Träger ein vier-Bit Signal ist, das zwei, einen positiven und einen negativen, Schwellenwerte über dem Nullpegel hat. Wie es aus dem Vektordiagramm der [Fig. 22](#) offensichtlich ist, ändern sich die Schwellenwerte in Abhängigkeit von der Sendeleistung eines Senders, da das Sendesignal der Ausführungsform ein abgeändertes 16 QAM Signal ist. Wenn die Bezugsschwelle gleich groß TH_{16} ist, wird sie bestimmt, wie es in [Fig. 22](#) gezeigt ist:

$$T_{16} = (A_1 + A_2/2)/(A_1 + A_2)$$

[0227] Die verschiedenen Daten zur Demodulation einschließlich A_1 und A_2 oder TH_{16} und der Wert m für die mehr-Bit Modulation werden auch von dem Sender **1** übertragen, wie sie in dem ersten Datenstrom getragen werden. Die Demodulationssteuerung **231** kann ausgebildet sein, um solche Demodulationsdaten durch ein statistisches Verfahren des empfangenen Signals wiederzugewinnen.

[0228] Eine Möglichkeit den Verschiebungsfaktor A_1/A_2 zu bestimmen, wird unter Bezugnahme auf [Fig. 26](#) beschrieben. Eine Änderung des Verschiebungsfaktors A_1/A_2 bewirkt eine Änderung des Schwellenwerts. Eine Zunahme eines Unterschiedes eines Wertes A_1/A_2 , der auf der Empfängerseite eingestellt ist, von einem Wert A_1/A_2 , der auf der Senderseite eingestellt ist, erhöht die Fehlerrate. Bezugnehmend auf [Fig. 26](#) kann das demodulierte Signal von

der Wiedergabeeinheit **233** für den zweiten Datenstrom zu der Demodulationssteuerung **231** rückgekoppelt werden, um den Verschiebungsfaktor A_1/A_2 in einer Richtung zu verschieben, um die Fehlerrate zu verringern. Mit dieser Ausgestaltung kann der dritte Empfänger **43** den Verschiebungsfaktor A_1/A_2 nicht demodulieren, so daß die Schaltungskonstruktion vereinfacht werden kann. Ferner kann der Sender den Verschiebungsfaktor A_1/A_2 nicht übertragen, so daß die Übertragungsfähigkeit erhöht werden kann. Diese Technik kann auch auf den zweiten Empfänger **33** angewandt werden.

[0229] Die Demodulationssteuerung **231** hat einen Speicher **231a**, um dann unterschiedliche Schwellenwerte zu speichern (d.h., die Verschiebungsfaktoren, die Anzahl von Signalpunkten, die Synchronregeln, usw.), die unterschiedlichen Kanälen des Fernsehens entsprechen. Wenn erneut einer der Kanäle empfangen wird, werden die Werte, die dem Empfangskanal entsprechen, aus dem Speicher ausgelesen, um dadurch den Empfang schnell zu stabilisieren.

[0230] Wenn die Demodulationsdaten verloren sind, wird die Demodulation des zweiten Datenstroms kaum ausgeführt. Dies wird unter Bezugnahme auf ein Ablaufdiagramm erläutert, das in [Fig. 24](#) gezeigt ist.

[0231] Selbst wenn die Demodulationsdaten nicht zur Verfügung stehen, kann die Demodulation des QPSK beim Schritt **313** und des ersten Datenstroms beim Schritt **301** ausgeführt werden. Beim Schritt **302** werden die Demodulationsdaten, die durch die Wiedergabeeinheit **232** für den ersten Datenstrom wiedergewonnen sind, zu der Demodulationssteuerung **231** übertragen. Wenn m gleich 4 oder 2 beim Schritt **303** ist, löst die Demodulationssteuerung **231** die Demodulation von QPSK oder 2 PSK beim Schritt **313** aus. Wenn nicht, bewegt sich das Verfahren zu dem Schritt **310**. Beim Schritt **305** werden zwei Schwellenwerte TH_8 und TH_{16} berechnet. Der Schwellenwert TH_{16} zur AM Demodulation wird beim Schritt **306** von der Demodulationssteuerung **231** der ersten **136** und der zweiten Diskriminator/Wiedergabeschaltung **137** zugeführt. Deshalb können die Demodulation des abgeänderten 16 QAM Signals und die Wiedergabe des zweiten Datenstroms bei dem Schritt **307** bzw. **315** ausgeführt werden. Beim Schritt **308** wird die Fehlerrate untersucht, und wenn sie hoch ist, kehrt das Verfahren zu dem Schritt **313** zurück, um die QPSK Demodulation zu wiederholen.

[0232] Wie es in [Fig. 22](#) gezeigt ist, sind die Signalpunkte **85**, **83** auf eine Linie unter einem Winkel von $\cos(\omega t + n\pi/2)$ ausgerichtet, während **84** und **86** neben der Linie sind. Deshalb wird die Rückkopplung von einem zweiten Datenstrom tragenden Trägerwellendaten, von der Wiedergabeeinheit **233** für den

zweiten Datenstrom zu einer Trägerwiedergabeschaltung **131** ausgeführt, so daß kein Träger zu dem Zeitpunkt der Signalpunkte **84** und **86** gewonnen werden muß.

[0233] Der Sender **1** ist ausgestaltet, Trägersynchronisiersignale in Intervallen einer gegebenen Zeit mit dem ersten Datenstrom für den Zweck eines Ausgleichs für eine Nichtdemodulation des zweiten Datenstroms zu geben. Das Trägersynchronisiersignal ermöglicht, die Signalpunkte **83** und **85** des ersten Datenstroms unabhängig von der Demodulation des zweiten Datenstroms zu identifizieren. Daher kann die Wiedergabe der Trägerwelle durch die übertragenden Trägerdaten zu der Trägrewiedergabeschaltung **131** ausgelöst werden.

[0234] Es wird dann beim Schritt **304** des Flußdiagramms der [Fig. 24](#) untersucht, ob beim Empfang eines solchen abgeänderten 64 QAM Signals m gleich 16 ist oder nicht, wie es in [Fig. 23](#) gezeigt ist. Beim Schritt **310** wird auch untersucht, ob m größer als 64 ist oder nicht. Wenn beim Schritt **311** bestimmt wird, daß das empfangene Signal keine Anordnung mit gleich beabstandeten Signalpunkten hat, geht das Verfahren zum Schritt **312**. Der Signalpunktabstand TH_{64} des abgeänderten 64 QAM Signals wird berechnet aus:

$$TH_{64} = (A_1 + A_2/2)/(A_1 + A_2)$$

[0235] Diese Berechnung ist äquivalent zu der von TH_{16} , aber ihr sich ergebender Abstand zwischen Signalpunkten ist kleiner.

[0236] Wenn der Signalpunktabstand in dem ersten Unterabschnitt **181** gleich A_3 ist, wird der Abstand zwischen dem ersten **181** und dem zweiten Unterabschnitt **182** ausgedrückt durch $(A_2 - 2A_3)$. Dann wird der Durchschnittsabstand $(A_2 - 2A_3)/(A_1 + A_2)$, der als d_{64} bezeichnet wird. Wenn d_{64} kleiner als T_2 ist, was die Signalpunktunterscheidungsfähigkeit des zweiten Empfängers **33** darstellt, werden irgendwelche zwei Signalpunkte in dem Abschnitt kaum voneinander unterschieden werden. Diese Beurteilung wird beim Schritt **313** ausgeführt. Wenn d_{64} außerhalb eines erlaubten Bereiches ist, geht das Verfahren zu dem Schritt **313** zur Demodulation des QPSK Modus zurück. Wenn d_{64} innerhalb des Bereiches ist, geht das Verfahren zu dem Schritt **305** weiter, um die Demodulation von 16 QAM beim Schritt **307** zu erlauben. Wenn beim Schritt **308** bestimmt wird, daß die Fehlerrate zu hoch ist, geht das Verfahren zu dem Schritt **313** zur Demodulation des QPSK Modus zurück.

[0237] Wenn der Sender **1** ein abgeändertes 8 QAM Signal liefert, so wie es in [Fig. 25-a](#) gezeigt ist, in der alle die Signalpunkte unter Winkeln von $\cos(2\pi f t + n\pi/4)$ sind, werden die Trägerwellen des Signals auf dieselbe Phase ausgedehnt und werden somit sehr

leicht wiedergegeben. Inzwischen werden zwei-Bit Daten des ersten Datenstroms mit dem QPSK Empfänger demoduliert, während ein-Bit Daten des zweiten Datenstroms mit dem zweiten Empfänger **33** demoduliert werden, und die gesamten drei-Bit Daten können wiedergegeben werden.

[0238] Der dritte Empfänger **43** wird mehr im einzelnen beschrieben. **Fig. 26** zeigt ein Blockdiagramm des dritten Empfängers **43** ähnlich dem des zweiten Empfängers **33** in **Fig. 21**. Der Unterschied ist, daß eine Wiedergabeeinheit **234** für einen dritten Datenstrom hinzugefügt ist, und auch die Diskriminator/Wiedergabeschaltung die Fähigkeit hat, acht-Bit Daten zu erkennen. Die Antenne **42** des dritten Empfängers **43** hat einen Radius r_3 , der größer als r_2 ist, so daß Zustandssignale mit einem geringeren Abstand, z.B. 32- oder 64-Zustand QAM Signale, demoduliert werden können. Zur Demodulation des 64 QAM Signals muß die erste Diskriminator/Wiedergabeschaltung **136** 8 Ziffernstellen des erfaßten Signals erkennen, bei dem sieben unterschiedliche Schwellenwerte eingeschlossen sind. Da einer der Schwellenwerte null ist sind drei in dem ersten Quadranten enthalten.

[0239] **Fig. 27** zeigt ein Raumbdiagramm des Signals, bei dem der erste Quadrant drei verschiedene Schwellenwerte enthält.

[0240] Wie es in **Fig. 27** gezeigt ist, werden, wenn die drei normalisierten Schwellenwerte $TH1_{64}$, $TH2_{64}$, und $TH3_{64}$ sind, sie ausgedrückt durch:

$$TH1_{64} = (A_1 + A_3/2)/(A_1 + A_2)$$

$$TH2_{64} = (A_1 + A_2/2)/(A_1 + A_2) \text{ und}$$

$$TH3_{64} = (A_1 + A_3 - A_3/2)/(A_1 + A_2).$$

[0241] Durch eine AM Demodulation eines Phasenerfassungssignals kann unter Verwendung der drei Schwellenwerte der dritte Datenstrom wie der erste und der zweite Datenstrom wiedergegeben werden, die mit **Fig. 21** erklärt worden sind. Der dritte Datenstrom enthält z.B. vier Signalpunkte **201**, **202**, **203**, **204** bei dem ersten Unterabschnitt **181**, der in **Fig. 23** gezeigt ist, die 4 Werte von zwei-Bit Mustern darstellt. Daher können sechs Ziffern oder abgeänderte 64 QAM Signale demoduliert werden.

[0242] Die Demodulationssteuerung **231** bestimmt die Werte m , A_1 , A_2 und A_3 aus den Demodulationsdaten, die in dem ersten Datenstrom enthalten sind, der von der Wiedereingabeeinheit **232** für den ersten Datenstrom demoduliert worden ist, und berechnet die drei Schwellenwerte $TH1_{64}$, $TH2_{64}$, und $TH3_{64}$, die dann der ersten **136** und der zweiten Diskriminator/Wiedergabeschaltung **137** zugeführt werden, so daß das abgeänderte 64 QAM Signal mit Gewißheit

demoduliert wird. Auch kann, wenn die Demodulationsdaten verwürfelt worden sind, das abgeänderte 64 QAM Signal nur mit einem bestimmten oder einem Teilnehmerempfänger demoduliert werden. **Fig. 28** ist ein Ablaufdiagramm, das die Wirkung der Demodulationssteuerung **231** für abgeänderte 64 QAM Signale zeigt. Der Unterschied gegenüber dem Ablaufdiagramm zur Demodulation des 16 QAM, das in **Fig. 24** gezeigt ist, wird erklärt. Das Verfahren bewegt sich vom Schritt **304** zu dem Schritt **320**, wo untersucht wird, ob $m = 32$ ist oder nicht. Wenn $m = 32$ ist, wird die Demodulation von 32 QAM Signalen beim Schritt **322** ausgeführt. Wenn nicht, bewegt sich das Verfahren zu dem Schritt **321**, wo untersucht wird, ob $m = 64$ ist oder nicht. Wenn es so ist, wird A_3 beim Schritt **323** untersucht. Wenn A_3 kleiner als ein vorbestimmter Wert ist, bewegt sich das Verfahren zu dem Schritt **305** und die gleiche Abfolge wie die der **Fig. 24** wird ausgeführt. Wenn beim Schritt **323** beurteilt wird, daß A_3 nicht kleiner als der vorbestimmte Wert ist, geht das Verfahren zu dem Schritt **324**, wo die Schwellenwerte berechnet werden. Beim Schritt **325** werden die berechneten Schwellenwerte der ersten und zweiten Diskriminator/Wiedergabeschaltung zugeführt, und beim Schritt **326** wird die Demodulation des abgeänderten 64 QAM Signals ausgeführt. Dann werden der erste, zweite und dritte Datenstrom beim Schritt **327** wiedergegeben. Beim Schritt **328** wird die Fehlerrate untersucht. Wenn die Fehlerrate hoch ist, bewegt sich das Verfahren zum Schritt **305**, wo die 16 QAM Demodulation wiederholt wird und wenn sie niedrig ist, wird die Demodulation des 64 QAM fortgesetzt.

[0243] Die Wirkung der Trägerwellenwiedergabe, die zur Ausführung eines zufriedenstellenden Demodulationsverfahrens benötigt wird, wird nun beschrieben. Der Bereich der vorliegenden Erfindung schließt die Wiedergabe des ersten Datenstroms eines abgeänderten 16 oder 64 QAM Signals unter der Verwendung eines QPSK Empfängers ein. Jedoch gibt ein üblicher QPSK Empfänger selten Trägerwellen wieder, so daß er versagt, eine richtige Demodulation auszuführen. Zum Ausgleich sind einige Ausgestaltungen auf der Seite des Senders und des Empfängers notwendig.

[0244] Zwei Techniken zum Ausgleich werden gemäß der vorliegenden Erfindung bereitgestellt. Eine erste Technik betrifft die Übertragung von Signalpunkten, die unter Winkeln von $(2n - 1)\pi/4$ in Intervallen einer gegebenen Zeit ausgerichtet sind. Eine zweite Technik bietet die Übertragung von Signalpunkten, die in intervallen eines Winkels von $n\pi/8$ angeordnet sind.

[0245] Gemäß der ersten Technik werden die acht Signalpunkte, einschließlich **83** und **85** unter Winkeln von $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ und $7\pi/4$ ausgerichtet, wie es in **Fig. 38** gezeigt ist. Beim Betrieb wird wenigstens ei-

ner der acht Signalpunkte während der Synchronzeitschlitzperioden **452**, **453**, **454**, **455** übertragen, die in gleichen Zeitintervallen in einem Zeitschlitzzwischenraum **451** angeordnet sind, der in dem Zeitdiagramm der **Fig. 38** gezeigt ist. Irgendwelche erwünschten Signalpunkte werden während der anderen Zeitschlitz übertragen. Der Sender **1** ist auch ausgebildet, Daten für das Zeitschlitzintervall den Synchronzeitdatenbereich **499** eines Synchrondatenblocks zuzuordnen, wie es in **Fig. 41** gezeigt ist.

[0246] Der Inhalt eines Sendesignals wird mehr im einzelnen unter Bezug auf **Fig. 41** erläutert. Die Zeitschlitzgruppe **451**, die die Synchronzeitschlitz **452**, **453**, **454**, **455** enthält, stellt einen einheitlichen Datenstrom oder Block **491** dar, der Daten D_n trägt.

[0247] Die Synchronzeitschlitz in dem Signal sind in gleichen Intervallen einer gegebenen Zeit angeordnet, die durch das Zeitschlitzintervall oder die Synchronzeitdate bestimmt sind. Daher wird, wenn die Anordnung der Synchronzeitschlitz erfaßt wird, die Wiedergabe von Trägerwellen Schlitz um Schlitz ausgeführt, indem die Synchronzeitdaten von ihren entsprechenden Zeitschlitz gewonnen werden.

[0248] Solche Synchrondaten S sind in einem Synchronblock **493** enthalten, der am Kopfende eines Datenübertragungsblock **492** vorgesehen ist, der aus einer Anzahl von Synchronzeitschlitz besteht, die durch die Schraffur in **Fig. 41** angegeben sind. Demgemäß nehmen die Daten, die zur Trägerwellenwiedergabe gewonnen werden sollen, zu, so daß der QPSK Empfänger die erwünschten Trägerwellen mit größerer Genauigkeit und Wirksamkeit wiedergeben kann.

[0249] Der Synchronblock **493** umfaßt Synchrondatenbereiche **496**, **497**, **498** ..., die Synchrondaten S_1 , S_2 , S_3 jeweils enthalten, die eindeutige Wörter und Demodulationsdaten einschließen. Der Zuordnungsbereich **499** für das Phasensynchronsignal ist an dem Ende des Synchronblocks **493** vorgesehen, der eine Date I_T enthält, die Informationen über die Intervallanordnung und die Zuordnung der Synchronzeitschlitz einschließt.

[0250] Die Signalpunktdaten in dem Phasensynchronzeitschlitz hat eine bestimmte Phase und kann somit durch den QPSK Empfänger wiedergegeben werden. Demgemäß kann I_T in dem Zuordnungsbereich **499** für das Phasensynchronsignal ohne Fehler wiedergewonnen werden, so daß die Wiedergabe von Trägerwellen mit Genauigkeit sichergestellt ist.

[0251] Wie es in **Fig. 41** gezeigt ist, folgt dem Synchronblock **493** ein Demodulationsdatenblock **501**, der Demodulationsdaten über Schwellenspannungen enthält, die zur Demodulation des abgeänderten

mehr-Bit QAM Signals benötigt werden. Diese Daten sind zur Demodulation des mehr-Bit QAM Signals wesentlich und können bevorzugt in einem Bereich **502**, der ein Teil des Synchronblocks **493** ist, zur leichteren Rückgewinnung enthalten sein.

[0252] **Fig. 42** zeigt die Zuordnung von Signaldaten zur Übertragung von Burstformat-Signalen durch ein Mehrfachzugriff im Zeitmultiplexverfahren.

[0253] Die Zuordnung ist von der **Fig. 41** durch die Tatsache unterschieden, daß eine Sicherungsperiode **521** zwischen irgendwelchen zwei benachbarten D_n Datenblöcken **491**, **491** zur Unterbrechung der Signalübertragung eingeführt ist. Auch ist jeder Datenblock **491** am vorderen Ende eines Synchronbereiches **522** vorgesehen, so daß ein Datenblock **492** gebildet wird. Während des Synchronbereiches **522** werden nur die Signalpunkte mit einer Phase mit $(2 - n_1)\pi/4$ übertragen. Demgemäß wird die Trägerwellenwiedergabe mit dem QPSK Empfänger machbar. Insbesondere können das Synchronsignal und die Trägerwellen durch einen Mehrfachzugriff im Zeitmultiplexverfahren wiedergegeben werden.

[0254] Die Trägerwellenwiedergabe des ersten Empfängers **23**, die in **Fig. 19** gezeigt ist, wird mehr im einzelnen unter Bezugnahme auf die **Fig. 43** und **Fig. 44** erklärt. Wie es in **Fig. 43** gezeigt ist, wird ein Eingangssignal durch die Eingangseinheit **24** einer Synchronbestimmungsschaltung **541** zugeführt, wo seine Synchronisierung bestimmt wird. Ein demoduliertes Signal von der Synchronbestimmungsschaltung **541** wird zu einer Ausgangsschaltung **542** zur Wiedergabe des ersten Datenstroms übertragen. Eine Date des Zuordnungsdatenbereiches **499** der Phase des Synchronsignals (in **Fig. 41** gezeigt) wird mit einer Synchronisierungsgewinnungssteuerschaltung **543** wiedergewonnen, so daß die Zeitlage der Synchronsignale von $(2n - 1)\pi/4$ Daten bestätigt und als ein Phasensynchronsteuerimpuls **561**, der in **Fig. 44** gezeigt ist, zu einer Trägerwiedergabesteuerschaltung **544** übertragen werden kann. Auch wird das demodulierte Signal der Synchronbestimmungsschaltung **541** einer Frequenzmultiplikationsschaltung **544** zugeführt, wo es $4 \times$ multipliziert wird, bevor es zu der Trägerwiedergabesteuerschaltung **544** übertragen wird. Das sich ergebende Signal, das in **Fig. 44** mit **562** bezeichnet ist, enthält eine wahre Phasendate **563** und andere Daten. Wie es in einem Zeitdiagramm **564** der **Fig. 44** dargestellt ist, sind die Phasensynchronzeitschlitz **542**, die die $(2n - 1)\pi/4$ Daten tragen, auch in gleichen Intervallen enthalten. Bei der Trägerwiedergabesteuerschaltung **544** wird das Signal **562** durch den Phasensynchronsteuerimpuls **561** abgetastet, um ein Phasenabtastsignal **565** zu erzeugen, das dann durch eine Abtast-Halte-Wirkung in ein Phasensignal **566** umgewandelt wird. Das Phasensignal **566** der Trägerwiedergabesteuerschaltung **544** wird über ein Schleifenfilter **546** einem span-

nungsgesteuerten Oszillator **547** zugeführt, wo seine relevante Trägerwelle wiedergegeben wird. Der wiedergegebene Träger wird dann zu der Synchronbestimmungsschaltung **541** geschickt. Auf diese Weise werden die Signalpunkte der $(2n - 1)\pi/4$ Phase, die durch die abgeschatteten Bereiche in [Fig. 39](#) angegeben ist, wiedergewonnen und so verwendet, daß eine richtige Trägerwelle durch eine $4\times$ oder $16\times$ Frequenzmultiplikation wiedergegeben werden kann. Obgleich eine Mehrzahl von Phasen auf einmal wiedergegeben wird, kann die absolute Phase des Trägers erfolgreich unter Verwendung eines eindeutigen Worts erkannt werden, das dem Synchronbereich **496** zugeordnet ist, der in [Fig. 41](#) gezeigt ist.

[0255] Zur Übertragung eines abgeänderten 64 QAM Signals, wie es in [Fig. 40](#) gezeigt ist, werden Signalpunkte in dem Phasensynchronisierbereichen **471** bei der $(2n - 1)\pi/4$ Phase, die durch die Schraffur angegeben ist, den Synchronisierzeitschlitten **452** usw. zugeordnet. Sein Träger kann kaum mit einem üblichen QPSK Empfänger wiedergegeben werden, aber erfolgreich mit dem ersten Empfänger **23** des QPSK Modus, der mit der Trägerwiedergabeschaltung der Ausführungsform versehen ist.

[0256] Die vorgenannte Trägerwiedergabeschaltung ist vom COSTAS Typ. Eine Trägerwiedergabeschaltung vom Umkehrmodulationstyp wird nun gemäß der Ausführungsform erklärt.

[0257] [Fig. 45](#) zeigt eine Trägerwiedergabeschaltung vom Umkehrmodulationstyp gemäß der vorliegenden Erfindung, bei der ein empfangenes Signal von der Eingangseinheit **24** einer Synchronisierbestimmungsschaltung **541** zugeführt wird, um ein demoduliertes Signal zu erzeugen. Auch wird das Eingangssignal durch eine erste Verzögerungsschaltung **591** zu einem Verzögerungssignal verzögert. Das Verzögerungssignal wird dann zu einer Quadraturphasenmodulatorschaltung **592** übertragen, wo es durch das demodulierte Signal von der Synchronisierbestimmungsschaltung **541** zu einem Trägersignal rückdemoduliert wird. Das Trägersignal wird durch eine Trägerrückgewinnungssteuerschaltung **544** einem Phasenvergleicher **593** zugeführt. Eine von einem spannungsgesteuerten Oszillator VCO **547** erzeugte Trägerwelle wird durch eine zweite Verzögerungsschaltung **594** zu einem Verzögerungssignal verzögert, das auch dem Phasenvergleicher **593** zugeführt wird. Bei dem Phasenvergleicher **594** wird das rückdemodulierte Trägersignal mit der Phase mit dem Verzögerungssignal verglichen, so daß ein Phasendifferenzsignal erzeugt wird. Das Phasendifferenzsignal wird durch ein Schleifenfilter **546** einem spannungsgesteuerten Oszillator VCO **547** zugeführt, der seinerseits eine Trägerwelle erzeugt, die in der Phase zu der empfangenen Trägerwelle angeordnet ist. In gleicher Weise wie die COSTAS Trägerwiedergabeschaltung, die in [Fig. 43](#) gezeigt ist, führt

eine Synchronisierückgewinnungssteuerschaltung **543** ein Abtasten von Signalpunkten durch, die in den schraffierten Bereichen der [Fig. 39](#) enthalten sind.

[0258] Demgemäß kann die Trägerwelle eines 16 oder 64 QAM Signals mit dem QPSK Demodulator des ersten Empfängers **23** wiedergegeben werden.

[0259] Die Wiedergabe einer Trägerwelle durch $16\times$ Frequenzmultiplikation wird erklärt. Der Sender **1**, der in [Fig. 1](#) gezeigt ist, ist ausgebildet, ein abgeändertes 16 QAM Signal mit Zuordnung seiner Signalpunkte bei $n\pi/8$ Phase, wie es in [Fig. 46](#) gezeigt ist, zu modulieren und zu übertragen. Bei dem ersten Empfänger **23**, der in [Fig. 19](#) gezeigt ist, kann die Trägerwelle mit seiner als COSTAS Trägerrückgewinnungssteuerschaltung wiedergegeben werden, die eine $16\times$ Multiplikationsschaltung **661** enthält, die in [Fig. 48](#) gezeigt ist. Die Signalpunkte mit jeweils $n\pi/8$ Phase, die in [Fig. 46](#) gezeigt sind, werden bei dem ersten Quadranten durch die Wirkung der $16\times$ Multiplikationsschaltung **661** bearbeitet, wodurch der Träger durch die Kombination eines Schleifenfilters **546** und eines spannungsgesteuerten Oszillators VCO **541** wiedergegeben wird. Auch kann die absolute Phase aus den 16 verschiedenen Phasen durch Zuordnung eines eindeutigen Wortes zu dem Synchronisierbereich bestimmt werden.

[0260] Die Ausgestaltung der $16\times$ Multiplikationsschaltung wird unter Bezugnahme auf [Fig. 48](#) erklärt. Ein Summensignal und ein Differenzsignal werden von dem demodulierten Signal durch eine Addierschaltung **662** bzw. einer Subtraktionsschaltung **663** erzeugt und dann miteinander durch eine Multiplikationsschaltung **664** zu einem $\cos 2\theta$ Signal multipliziert. Auch erzeugt eine Multiplikationsschaltung **665** ein $\sin 2\theta$ Signal. Die zwei Signale werden dann durch eine Multiplikationsschaltung **646** zu einem $\sin 4\theta$ Signal multipliziert.

[0261] Ähnlich wird ein $\sin 8\theta$ Signal von den zwei Signalen, $\sin 2\theta$ und $\cos 2\theta$ durch die Kombination einer Addierschaltung **667**, einer Subtraktionsschaltung **668** und einer Multiplikationsschaltung **670** erzeugt. Desweiteren wird ein $\sin 16\theta$ Signal durch die Kombination einer Addierschaltung **671**, einer Subtraktionsschaltung **672** und einer Multiplikationsschaltung **673** erzeugt. Dann ist die $16\times$ Multiplikation abgeschlossen.

[0262] Durch die vorgenannte $16\times$ Multiplikation wird die Trägerwelle aller Signalpunkte des abgeänderten 16 QAM Signals, das in [Fig. 46](#) gezeigt ist, erfolgreich wiedergegeben, ohne bestimmte Signalpunkte zu gewinnen.

[0263] Jedoch kann die Wiedergabe der Trägerwelle des abgeänderten 64 QAM Signals, das in [Fig. 47](#) gezeigt ist, eine Zunahme der Fehlerrate aufgrund ei-

ner Versetzung einiger Signalpunkte von den Synchronisierbereichen **471** einschließen.

[0264] Zwei Techniken sind zum Ausgleich der Folgen bekannt. Eine ist, die Übertragung der Signalpunkte zu verhindern, die von den Synchronisierbereichen versetzt sind. Dies bewirkt, daß die gesamte Menge an übertragenen Daten verringert wird, erlaubt aber, daß die Ausgestaltung erleichtert wird. Das anderist, Synchronisierzeitschlitz vorzusehen, wie es in [Fig. 38](#) beschrieben ist. Insbesondere werden die Signalpunkte in den $n\pi/8$ Synchronisierphasenbereichen z.B. **471** und **471a**; während der Periode der entsprechenden Synchronisierzeitschlitz in der Zeitschlitzgruppe **451** übertragen. Dies löst eine genaue Synchronisierung während der Periode aus, so daß ein Phasenfehler minimiert wird.

[0265] Wie es nun verstanden ist, ermöglicht die $16\times$ Multiplikation einem einfach QPSK Empfänger, die Trägerwelle eines abgeänderten 16 oder 64 QAM Signals wiederzugeben. Auch bewirkt die Einführung der Synchronisierzeitschlitz, daß die Phasengenauigkeit während der Wiedergabe der Trägerwellen von einem abgeänderten 64 QAM Signal erhöht wird.

[0266] Wie es oben angegeben worden ist, kann das Signalübertragungssystem der vorliegenden Erfindung eine Mehrzahl von Daten auf einer einzigen Trägerwelle gleichzeitig mit der Mehrsignalpegelanzordnung übertragen.

[0267] Genauer gesagt werden drei Empfänger mit unterschiedlichem Pegel, die bestimmte Eigenschaften der Signalempfangsempfindlichkeit und Demodulationsmöglichkeit haben, in bezug auf einen einzigen Sender vorgesehen, so daß irgendeiner von ihnen in Abhängigkeit von einer erwünschten, zu demodulierenden Datengröße ausgewählt werden kann, die proportional zu dem Preis ist. Wenn der erste Empfänger mit geringer Auflösungsqualität und geringem Preis zusammen mit einer kleinen Antenne erworben wird, kann sein Besitzer den ersten Datenstrom eines Übertragungssignals empfangen und wiedergeben. Wenn der zweite Empfänger mit mittlerer Auflösungsqualität und mittlerem Preis zusammen mit einer mittleren Antenne erworben wird, kann sein Besitzer den ersten und den zweiten Datenstrom des Signals empfangen und wiedergeben. Wenn der dritte Empfänger mit hoher Auflösungsqualität und hohem Preis mit einer großen Antenne erworben wird, kann sein Empfänger insgesamt den ersten, den zweiten und den dritten Datenstrom des Signal empfangen und wiedergeben.

[0268] Wenn der erste Empfänger ein digitaler Satelliten-Fernsehheimempfänger mit geringem Preis ist, wird er begeistert von der Mehrheit der Zuschauer begrüßt. Der zweite Empfänger, der von der mittleren Antenne begleitet wird, kostet mehr und wird von den

Durchschnittszuschauern nicht angenommen, sondern von bestimmten Leuten, die sich der Hochauflösungsfernsehdienste erfreuen möchten. Der dritte Empfänger, der von der großen Antenne begleitet ist, zumindest bevor der Satellitenausgang erhöht wird, ist für den Heimeinsatz nicht geeignet und wird möglicherweise von betreffenden Industrien verwendet. Beispielsweise wird der dritte Datenstrom, der Super-Hochauflösungsfernseh-Signale trägt, über einen Satelliten an Teilnehmerkinos übertragen, die somit Videobänder statt herkömmlicher Kinofilme abspielen kann und das Kinogeschäft bei niedrigen Kosten durchführen.

[0269] Wenn die vorliegende Erfindung auf einen Fernsehsignalübertragungsdienst angewendet wird, werden drei Bilder unterschiedlicher Qualität auf einer einzigen Kanalwelle getragen und bieten zueinander Kompatibilität an. Obgleich sich die erste Ausführungsform auf ein QPSK, ein abgeändertes 8 QAM, ein abgeändertes 16 QAM und ein abgeändertes 64 QAM Signal bezieht, werden andere Signale ebenfalls mit gleichem Erfolg verwendet, einschließlich eines 32 QAM, eines 256 QAM, eines 8 PSK, eines 16 PSK, eines 32 PSK Signals. Es versteht sich, daß die vorliegende Erfindung nicht auf ein Satellitenübertragungssystem begrenzt ist und auf ein terrestrisches Kommunikationssystem oder ein Kabelübertragungssystem angewendet wird.

Ausführungsform 2

[0270] Eine zweite Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird angegeben, in der die physikalische Mehrpegelausgestaltung der ersten Ausführungsform in kleine Unterpegel, durch z.B. Unterscheidung bei der Fehlerkorrekturfähigkeit, unterteilt ist, so daß eine logische Mehrpegelkonstruktion gebildet wird. Bei der ersten Ausführungsform hat jeder Mehrpegelkanal unterschiedliche Pegel bei der elektrischen Signalamplitude oder der physikalischen Demodulationsfähigkeit. Die zweite Ausführungsform bietet unterschiedliche Pegel bei der logischen Wiedergabefähigkeit an, wie der Fehlerkorrektur. Zum Beispiel wird die Date D_1 in einem Mehrpegelkanal in zwei Komponenten, D_{1-1} und D_{1-2} , unterteilt, und D_{1-1} wird bei der Fehlerkorrekturfähigkeit stärker als D_{1-2} zur Unterscheidung erhöht. Demgemäß kann, da die Fehlerbestimmungs- und Korrekturfähigkeit zwischen D_{1-1} , und D_{1-2} bei der Demodulation unterschiedlich ist, D_{1-1} erfolgreich innerhalb einer gegebenen Fehlerrate wiedergegeben werden, wenn der S/N Pegel eines ursprünglichen Sendesignals so niedrig ist, daß die Wiedergabe von D_{1-2} unmöglich wird. Dies wird ausgeführt, indem die logische Mehrpegelausgestaltung verwendet wird.

[0271] Genauer gesagt besteht die logische Mehrpegelausgestaltung darin, Daten eines modulierten Mehrpegelkanals zu unterteilen und Abstände zwi-

schen Fehlerkorrekturcoden zu unterscheiden, indem Fehlerkorrekturcode mit Produktcoden zum Verändern der Fehlerkorrekturfähigkeit gemischt werden. Daher kann ein Signal mit mehr Pegeln übertragen werden.

[0272] Tatsächlich wird ein D_1 Kanal in zwei Unterkanäle D_{1-1} und D_{1-2} unterteilt und ein D_2 Kanal wird in zwei Unterkanäle D_{2-1} und D_{2-2} unterteilt.

[0273] Dies wird mehr im einzelnen unter Bezugnahme auf [Fig. 87](#) erläutert, in der D_{1-1} von einem niedrigsten S/N Signal wiedergegeben wird. Wenn die S/N Rate höchstens d ist, können drei Komponenten D_{1-2} , D_{2-1} und D_{2-2} nicht wiedergegeben werden, während D_{1-1} wiedergegeben wird. Wenn S/N nicht kleiner als c ist, kann D_{1-2} auch wiedergegeben werden. Ebenso wird, wenn S/N gleich b ist, D_{2-1} wiedergegeben, und wenn S/N gleich a ist, wird D_{2-2} wiedergegeben. Wenn die S/N Rate zunimmt, werden die wiedergebbaren Signalpegel in der Zahl erhöht. Je niedriger S/N desto weniger wiedergebbare Signalpegel. Dies wird in der Form der Beziehung zwischen dem Übertragungsabstand und dem wiedergebbaren S/N Wert unter Bezugnahme auf [Fig. 86](#) erklärt. Im allgemeinen wird der S/N Wert eines empfangenen Signals proportional zu dem Abstand des Sendens verringert, wie es durch die wirkliche Linie **861** in [Fig. 86](#) ausgedrückt ist. Es wird nun angenommen, daß der Abstand von einer Sendeantenne zu einer Empfängerantenne L_a ist, wenn S/N = a , L_b ist, wenn S/N = b , L_c ist, wenn S/N = c , L_d ist, wenn S/N = d , und L_e ist, wenn S/N = e . Wenn der Abstand von der Sendeantenne größer als L_d ist, kann D_{1-1} wiedergegeben werden, wie es in [Fig. 85](#) gezeigt ist, wo der Empfangsbereich **462** durch die Schraffur angegeben ist. Mit anderen Worten kann D_{1-1} innerhalb eines stark ausgedehnten Bereiches wiedergegeben werden. Ähnlich kann D_{1-2} in einem Bereich **863** wiedergegeben werden, wenn die Entfernung nicht mehr als L_c ist. In diesem Bereich **863**, der den Bereich **862** enthält, kann D_{1-1} ohne Zweifel wiedergegeben werden. In einem kleineren Bereich **850** kann D_{2-1} wiedergegeben werden, und in einem kleinsten Bereich **865** kann D_{2-2} wiedergegeben werden. Es versteht sich, daß die verschiedenen Datenpegel eines Kanals entsprechend dem Verringerungsgrad bei der S/N Rate wiedergegeben werden können. Die logische Mehrpegelausgestaltung des Signalübertragungssystems der vorliegenden Erfindung kann die gleiche Wirkung wie ein herkömmliches analoges Übertragungssystem liefern, bei dem die Menge an empfangbaren Daten nach und nach verringert wird, wenn die S/N Rate abnimmt.

[0274] Die Konstruktion der logischen Mehrpegelausgestaltung wird beschrieben, in der zwei physikalische Pegel und zwei logische Pegel vorgesehen sind. [Fig. 87](#) ist ein Blockdiagramm eines Senders **1**, der mit der Konstruktion im wesentlichen identisch

mit dem in [Fig. 2](#) gezeigten ist und vorhergehend bei der ersten Ausführungsform beschrieben worden ist und im einzelnen nicht weiter erklärt wird. Der einzige Unterschied ist, daß die Fehlerkorrekturcodecodierer als ECC Codierer abgekürzt hinzugefügt worden sind. Die Teilerschaltung **3** hat vier Ausgänge 1-1, 1-2, 2-1 und 2-2, durch die vier Signale D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} und D_{2-2} , die von dem Eingangssignal abgeteilt worden sind, geliefert werden. Die zwei Signale D_{1-1} und D_{1-2} werden zwei, einem Haupt- und einem Neben-, ECC Codierer **872a**, **873a** des ersten ECC Codierers **871a** jeweils zum Umwandeln in Fehlerkorrekturformen zugeführt.

[0275] Der Haupt-ECC-Codierer **872a** hat eine größere Fehlerkorrekturfähigkeit als die des Unter-ECC-Codierers **873a**. Daher kann D_{1-1} bei einer niedrigeren Rate von S/N als D_{1-2} wiedergegeben werden, wie es aus dem S/N Pegeldiagramm der [Fig. 85](#) offensichtlich ist. Insbesondere wird der logische Pegel des D_{1-1} weniger durch die Verminderung von S/N als die von D_{1-2} beeinflusst. Nach der Codierung mit dem Fehlerkorrekturcode werden D_{1-1} und D_{1-2} durch einen Summierer **874a** zu einem D_1 Signal summiert, das dann zu dem Modulator **4** übertragen wird. Die anderen zwei Signale D_{2-1} und D_{2-2} der Teilerschaltung **3** werden zur Fehlerkorrektur durch zwei, einen Haupt- und einen Neben-, ECC Codierer **872b**, **873b** eines zweiten ECC Codierers **871b** jeweils codiert, und dann durch einen Summierer **874b** zu einem D_2 Signal summiert, das dann zu dem Modulator **4** übertragen wird. Der Haupt-ECC-Codierer **872b** hat eine größere Fehlerkorrekturfähigkeit als der Neben-ECC-Codierer **873b**. Der Modulator **4** wiederum erzeugt aus den zwei Eingangssignalen, D_1 und D_2 , ein moduliertes Mehrpegelsignal, das weiter von der Sendeeinheit **5** übertragen wird. Es versteht sich, daß das Ausgangssignal von dem Sender **1** zwei physikalische Pegel D_1 und D_2 hat und auch vier logische Pegel D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} und D_{2-2} auf der Grundlage der zwei physikalischen Pegel, um unterschiedliche Fehlerkorrekturfähigkeiten zu liefern.

[0276] Der Empfang eines solchen Mehrpegelsignals wird erklärt. [Fig. 88](#) ist ein Blockdiagramm eines zweiten Empfängers **33**, der in der Konstruktion nahezu mit dem in [Fig. 21](#) gezeigten identisch ist und bei der ersten Ausführungsform beschrieben worden ist. Der zweite Empfänger **33**, der zum Empfang von Mehrpegelsignalen von dem Sender **1**, der in [Fig. 87](#) gezeigt ist, ausgestaltet ist, umfaßt des weiteren einen ersten **876a** und einen zweiten ECC Codierer **876b**, in dem die Demodulation von QAM oder irgendeinem AKS, PSK und FSK ausgeführt wird, wenn es erwünscht ist.

[0277] Wie es in [Fig. 88](#) gezeigt ist, wird ein empfangenes Signal durch den Demodulator **35** in zwei Signale, D_1 und D_2 , demoduliert, die dann zwei Teilerschaltungen **3a** bzw. **3b** zugeführt werden, wo sie in

vier logische Pegel D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-2} und D_{2-2} aufgeteilt werden. Die vier Signale werden zu dem ersten **876a** und dem zweiten ECC Decodierer **876b** übertragen, in denen D_{1-1} durch einen Haupt-ECC-Decodierer **877a** fehlerkorrigiert wird. D_{1-2} durch einen Neben-ECC-Decodierer **878a**, D_{2-1} durch einen Haupt-ECC-Decodierer **877b** und D_{2-2} durch einen Neben-ECC-Decodierer **878e**, bevor alle zu dem Summierer **37** geschickt werden. Bei dem Summierer **37** werden die vier fehlerkorrigierten Signale, D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , und D_{2-2} , zu einem einzigen Signal summiert, das dann von der Ausgangseinheit **36** geliefert wird.

[0278] Da D_{1-1} und D_{2-1} eine größerer Fehlerkorrekturfähigkeit als D_{1-2} bzw. D_{2-2} haben, bleibt die Fehlerrate geringer als ein gegebener Wert, obgleich S/N ziemlich niedrig ist, wie es in [Fig. 85](#) gezeigt ist, und somit wird ein ursprüngliches Signal erfolgreich wiedergegeben.

[0279] Die Wirkung der Unterscheidung der Fehlerkorrekturfähigkeit zwischen den Haupt-ECC-Decodierern **877a**, **877b** und dem Neben-ECC-Decodierern **878a**, **878b** wird nun mehr im einzelnen beschrieben. Es ist eine gute Idee, um einen Unterschied bei der Fehlerkorrekturfähigkeit zu haben, in dem Neben-ECC-Decodierer eine übliche Codiertechnik zu verwenden, z.B. ein Reed-Solomon oder BCH Verfahren, das einen Standardcodeabstand hat, und in dem Haupt-ECC-Decodierer eine andere Codiertechnik, bei der der Abstand zwischen den Fehlerkorrekturcoden erhöht wird, wobei Reed-Solomon Code, ihre Produktcode oder andere Code großer Länge verwendet werden. Eine Vielzahl von bekannten Techniken zum Erhöhen des Fehlerkorrekturabstandes ist eingeführt worden und wird nicht mehr erläutert. Die vorliegenden Erfindung kann mit irgendeiner bekannten Technik verbunden werden, um die logische Mehrpegelausgestaltung zu erreichen.

[0280] Die logische Mehrpegelausgestaltung wird in Verbindung mit einem Diagramm der [Fig. 89](#) erläutert, das die Beziehung zwischen S/N. und der Fehlerrate nach der Fehlerkorrektur zeigt. Wie es gezeigt ist, stellt die gerade Linie **881** D_{1-1} bei S/N und der Fehlerratenbeziehung dar, und die Linie **882** stellt das gleiche bei D_{1-2} dar.

[0281] Wenn die S/N Rate eines Eingangssignals abnimmt, nimmt die Fehlerrate nach der Fehlerkorrektur zu. Wenn S/N niedriger als ein gegebener Wert ist, überschreitet die Fehlerrate einen Bezugswert E_{th} , der durch die Systemkonstruktionsvorgaben bestimmt ist, und es wird keine ursprüngliche Date normalerweise rekonstruiert. Wenn S/N auf weniger als e verringert wird, versagt das D_1 Signal, wiedergegeben zu werden, wie es durch die Linie **881** von D_{1-1} in [Fig. 89](#) ausgedrückt ist. Wenn $e \leq S/N < d$ ist, zeigt

D_{1-1} , des D_1 Signals eine größere Fehlerrate E_{th} und wird nicht wiedergegeben.

[0282] Wenn S/N gleich d an dem Punkt **885d** ist, wird D_{1-1} , das eine größere Fehlerkorrekturfähigkeit als D_{1-2} hat, mit der Fehlerrate nicht größer als E_{th} und kann wiedergegeben werden. Zur gleichen Zeit bleibt die Fehlerrate von D_{1-2} höher als E_{th} nach der Fehlerkorrektur und wird nicht länger wiedergegeben.

[0283] Wenn S/N bis zu c an dem Punkt **885c** erhöht wird, wird D_{1-2} mit der Fehlerrate nicht größer als E_{th} und kann wiedergegeben werden. Zur gleichen Zeit bleiben D_{2-1} und D_{2-2} in keinem Demodulationszustand. Nachdem die S/N Rate weiter auf b' erhöht worden ist, wird das D_2 Signal bereit, demoduliert zu werden.

[0284] Wenn S/N zu dem Punkt b an dem Punkt **885b** erhöht wird, wird D_{2-1} des D_2 Signals mit der Fehlerrate nicht größer als E_{th} und kann wiedergegeben werden. Zu dieser Zeit bleibt die Fehlerrate von D_{2-2} größer als E_{th} und wird nicht wiedergegeben. Wenn S/N bis a an dem Punkt **885a** erhöht wird, wird D_{2-2} nicht größer als E_{th} und kann wiedergegeben werden.

[0285] Wie es oben beschrieben worden ist, können die vier verschiedenen logischen Signalpegel, die von zwei physikalischen Pegeln, D_1 und D_2 , durch Unterscheidung der Fehlerkorrekturfähigkeit zwischen den Pegeln abgeteilt worden sind, gleichzeitig übertragen werden.

[0286] Unter Verwendung der logischen Mehrpegelausgestaltung der vorliegenden Erfindung in Begleitung mit einer Mehrpegelkanstruktion, beider wenigstens ein Teil des ursprünglichen Signals wiedergegeben wird, selbst wenn Daten bei einem höheren Pegel verloren sind, wird eine digitale Signalübertragung erfolgreich ausgeführt, ohne die vorteilhafte Wirkung einer analogen Signalübertragung zu verlieren, bei der das Übertragen von Daten nach und nach verringert wird, wenn die S/N Rate niedrig wird.

[0287] Dank der heutigen Bilddatenkomprimiertechniken können komprimierte Bilddaten bei der logischen Mehrpegelanordnung übertragen werden, um einer Empfängerstation zu ermöglichen, ein Bildhöherer Qualität als das eines Analogsystems wiederzugeben, und dies auch bei einem nicht scharf, sondern schrittweise abnehmenden Signalpegel, um einen Signalempfang in einem größerem Bereich sicherzustellen. Die vorliegenden Erfindung kann eine zusätzliche Wirkung der Mehrschichtausgestaltung liefern, die kaum von einem bekannten digitalen Signalübertragungssystem ausgeführt wird, ohne die Bilddaten hoher Qualität zu verschlechtern.

Ausführungsform 3.

[0288] Die dritte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird unter Bezugnahme auf die betreffenden Zeichnungen beschrieben.

[0289] [Fig. 29](#) ist eine schematische Gesamtansicht, die die dritte Ausführungsform in der Form eines digitalen Fernsehsystems darstellt. Ein Eingangsvideosignal **402** eines Fernsehbildes super hoher Auflösung wird einer Eingangseinheit **403** eines ersten Videocodierers **401** zugeführt. Dann wird das Signal durch eine Teilerschaltung **404** in drei Datenströme, in einen ersten, zweiten und dritten unterteilt, die zu einer Komprimierschaltung **405** zur Datenkomprimierung übertragen werden, bevor sie weiter abgegeben werden.

[0290] In gleicher Weise werden andere drei Videoeingangssignale **406**, **407** und **408** einem zweiten **409**, einem dritten **410** und einem vierten Videocodierer **411** jeweils zugeführt, die alle mit identischer Konstruktion wie der erste Videocodierer **401** zur Datenkomprimierung ausgebildet sind.

[0291] Die vier ersten Datenströme von ihren jeweiligen Codierern **401**, **409**, **410**, **411** werden zu einem ersten Multiplexer **413** eines Multiplexer **412** übertragen, wo sie durch ein Zeitmultiplexverfahren zu einem ersten Datenstrommultiplexsignal zeitgemultiplext werden, das einem Sender **1** zugeführt wird.

[0292] Ein Teil der oder alle vier zweiten Datenströme von ihren entsprechenden Codierern **401**, **409**, **410**, **411** werden einem zweiten Multiplexer **414** des Multiplexers **412** zugeführt, wo sie zu einem zweiten Datenstrommultiplexsignal zeitgemultiplext werden, das dann dem Sender **1** zugeführt wird. Auch wird ein Teil oder alle vier dritten Datenströme zu einem dritten Multiplexer **415** überführt, wo sie zu einem dritten Datenstrom-Multiplexsignal zeitgemultiplext werden, das dann dem Sender **1** zugeführt wird.

[0293] Der Sender **1** führt eine Modulation der drei Datenstromsignale mit seinem Modulator **4** in gleicher Weise durch, wie es bei der ersten Ausführungsform beschrieben worden ist. Die modulierten Signale werden von einer Sendereinheit **5** über eine Antenne **6** und eine Aufwärtsverbindung **7** zu einem Transponder **12** eines Satelliten **10** geschickt, der sie wiederum zu drei verschiedenen Empfängern, einschließlich eines ersten Empfängers **23**, überträgt.

[0294] Das über eine Abwärtsverbindung **21** übertragene, modulierte Signal wird von einer kleinen Antenne **22** mit einem Radius r_1 empfangen und einer Wiedergabeeinheit **232** für einen ersten Datenstrom des ersten Empfängers **23** zugeführt, wo nur sein erster Datenstrom demoduliert wird. Der demodulierte, erste Datenstrom wird dann durch einen ersten Vi-

deocodierer **421** in ein herkömmliches **425** oder Weitbild NTSC oder Videoausgangssignal **426** niedriger Bildauflösung umgesetzt.

[0295] Auch wird das modulierte Signal, das durch eine Abwärtsverbindung **31** übertragen wird, von einer mittleren Antenne **32** mit einem Radius r_2 empfangen und einer ersten **232** und einer zweiten Wiedergabeeinheit **233** für einen Datenstrom eines zweiten Empfängers **33** zugeführt, wo sein erster und zweiter Datenstrom jeweils moduliert werden. Der demodulierte erste und zweite Datenstrom werden dann summiert und durch einen zweiten Videocodierer **422** in ein HTDV oder Videoausgangssignal **427** hoher Bildauflösung und/oder zu Videoausgangssignalen **425** und **426** umgewandelt.

[0296] Auch wird das modulierte Signal, das durch eine Abwärtsverbindung **41** übertragen wird, von einer großen Antenne **42** mit einem Radius r_3 empfangen und einer ersten **232**, einer zweiten **233** und einer dritten Datenstromwiedergabeeinheit **234** eines dritten Empfängers **43** zugeführt, wo sein erster, zweiter und dritter Datenstrom jeweils demoduliert werden. Der demodulierte erste, zweite und dritte Datenstrom werden dann summiert und durch einen dritten Videocodierer **423** in ein Super-Hochauflösungsfernseh- oder Videoausgangssignal **428** mit super großer Auflösung zur Verwendung in einem Videothater oder Kino umgesetzt. Die Videoausgangssignale **425**, **426** und **427** können auch wiedergegeben werden, wenn es erwünscht ist. Ein übliches digitales Fernsehsignal wird von einem herkömmlichen digitalen Sender **51** übertragen, und wenn es von dem ersten Empfänger **23** empfangen wird, wird es in das Videoausgangssignal **426**, wie ein NTSC Fernsehsignal geringer Auflösung, umgewandelt.

[0297] Der erste Videocodierer **401** wird nun mehr im einzelnen unter Bezugnahme auf das Blockdiagramm der [Fig. 30](#) erklärt. Ein Eingangsvideosignal super hoher Auflösung wird durch die Eingangseinheit **403** der Teilerschaltung **404** zugeführt, wo es in vier Komponenten durch ein Nebenband-Codierverfahren unterteilt wird. Insbesondere wird das Eingangsvideosignal, indem es durch ein horizontales Tiefpaßfilter **451** und ein horizontales Hochpaßfilter **452** von z.B. QMF Modus hindurchgeht, in zwei horizontale Frequenzkomponenten, eine niedrige und eine hohe, aufgeteilt, die mit einer Hälfte ihrer Menge durch zwei Nebenabtaster **453** bzw. **454** nebenabgetastet werden. Die niedrige, horizontale Komponente wird durch ein vertikales Tiefpaßfilter **455** und ein vertikales Hochpaßfilter **456** zu einer niedrigen, horizontalen, niedrigen vertikalen Komponente oder $H_L V_L$ Signal bzw. zu einer niedrigen horizontalen, hohen vertikalen Komponente oder $H_L V_H$ Signal gefiltert. Die zwei Signale $H_L V_L$ und $H_L V_H$, werden dann zur Hälfte durch zwei Nebenabtaster **457** bzw. **458** nebenabgetastet und zu der Komprimierschaltung **405** übertra-

gen.

[0298] Die hohe, horizontale Komponente wird durch ein vertikales Tiefpaßfilter 459 an ein vertikales Hochpaßfilter 460 zu einer hohen horizontalen, niedrigen vertikalen Komponente oder $H_H V_L$ Signal bzw. zu einer hohen horizontalen, hohen vertikalen Komponente oder $H_H V_H$ Signal gefiltert. Die zwei Signale, $H_H V_L$ und $H_H V_H$, werden dann zur Hälfte durch zwei Nebenabtaster 461 bzw. 462 nebenabgetastet und zu der Komprimierschaltung 405 übertragen.

[0299] Das $H_L V_L$ Signal wird vorzugsweise durch einen ersten Komprimierer 471 der Komprimierschaltung 405 DCT komprimiert und von einem ersten Ausgang 405 als der erste Datenstrom übertragen.

[0300] Auch wird das $H_L V_H$ Signal durch einen zweiten Komprimierer 473 komprimiert und einem zweiten Ausgang 464 zugeführt. Das $H_H V_L$ Signal wird durch einen dritten Komprimierer 463 komprimiert und dem zweiten Ausgang 464 zugeführt. Das $H_H V_H$ Signal wird durch eine Teilerschaltung 465 in zwei Videosignale, eines mit hoher Auflösung ($H_H V_H1$) und eines mit super hoher Auflösung ($H_H V_H2$), unterteilt, die dann zu dem zweiten Ausgang 464 bzw. einen dritten Ausgang 468 übertragen werden.

[0301] Der erste Videodecodierer 421 wird nun mehr im einzelnen unter Bezugnahme auf Fig. 31 erläutert. Der erste Datenstrom oder das D_1 Signal des ersten Empfängers 23 wird durch eine Eingangseinheit 501 einem Endwürfeler 502 des ersten Videodecodierers 421 zugeführt, wo es entwürfelt wird. Das entwürfelte D_1 Signal wird durch einen Expander 503 zu $H_L V_L$ expandiert, das dann einer Seitenverhältnisänderungsschaltung 504 zugeführt wird. Somit kann das $H_L V_L$ Signal durch eine Ausgangseinheit 505 in einem Standardformat 500, einem Briefkastenformat 507, einem Weitbildschirmformat 508 oder einem Seitentafelformat NTSC Signal 509 abgegeben werden. Das Abtastformat kann vom Typ ohne Zeilensprung oder mit Zeilensprung sein, und seine Zeilen im NTSC Modus können 525 oder verdoppelt auf 1050 durch doppeltes Abtasten sein. Wenn das empfangene Signal von dem digitalen Sender 51 ein digitales Fernsehsignal mit QPSK Modus ist, kann es auch durch den ersten Empfänger 23 und den ersten Videodecodierer 421 in ein Fernsehbild umgewandelt werden. Der zweite Videodecodierer 422 wird mehr im einzelnen unter Bezugnahme auf das Blockdiagramm der Fig. 32 erläutert. Das D_1 Signal des zweiten Empfängers 33 wird durch einen ersten Eingang 521 einem ersten Expander 522 zur Datenexpansion zugeführt und dann zu einem Doppelabtaster 523 übertragen, wo es $2\times$ abgetastet wird. Das doppelt abgetastete Signal wird durch ein vertikales Tiefpaßfilter 524 zu $H_L V_L$ gefiltert. Auch wird das D_2 Signal des zweiten Empfängers 33 durch einen zweiten Eingang 530 einer Teilerschaltung 531 zugeführt, wo es

in drei Komponenten unterteilt wird, die dann einem zweiten 532, einem dritten 533 bzw. einem vierten Expander 534 zur Datenexpansion übertragen werden. Die drei expandierten Komponenten werden bei $2\times$ durch drei Doppelabtaster 535, 536, 537 abgetastet und durch einen vertikalen Hochpaß 538, einen vertikalen Tiefpaß 539 bzw. ein vertikales Hochpaßfilter 540 gefiltert. Dann werden $H_L V_L$ von dem vertikalen Tiefpaßfilter 524 und $H_L V_L$ von dem vertikalen Hochpaßfilter 538 durch einen Addierer 525 summiert, durch einen Doppelabtaster 541 abgetastet und durch das horizontale Tiefpaßfilter 542 zu einem horizontalen Videosignal niedriger Frequenz gefiltert. $H_H V_L$ von dem vertikalen Tiefpaßfilter 539 und $H_H V_H1$ von dem vertikalen Hochpaßfilter 540 werden durch einen Addierer 526 summiert, von einem Doppelabtaster abgetastet und durch das horizontale Hochpaßfilter 545 zu einem horizontalen Videosignal hoher Frequenz gefiltert. Die zwei horizontalen Videosignale mit hoher und niedriger Frequenz, werden dann durch einen Addierer 543 zu einem Hochauflösungsvideosignal HD addiert, das weiter durch eine Ausgangseinheit 546 als ein Videoausgang 547 z.B. im Hochauflösungsfernseh-Format, übertragen wird. Wenn es erwünscht ist, kann ein herkömmlicher NTSC Videoausgang mit gleichem Erfolg wiedergegeben werden.

[0302] Fig. 33 ist ein Blockdiagramm des dritten Videodecodierers 423, in dem das D_1 und D_2 Signal durch einen ersten 521 bzw. einem zweiten Eingang 530 einer Hochfrequenzband-Videodecodiererschaltung 527 zugeführt werden, wo sie in ein HD Signal in gleicher Weise umgewandelt werden, wie es oben beschrieben worden ist. Das D_3 Signal wird durch einen dritten Eingang 551 einer Superhochfrequenzband-Videodecodierschaltung 552 zugeführt, wo es expandiert, entwürfelt und zu einem $H_H V_H2$ Signal zusammengesetzt wird. Das HD Signal der Hochfrequenzband-Videodecodierschaltung 527 und das $H_H V_H2$ Signal der Superhochfrequenzband-Videodecodierschaltung 552 werden durch einen Summierer 553 zu einem Fernsehsignal super hoher Auflösung oder einem Superhochauflösungs(S-HD)-Signal summiert, das dann durch eine Ausgangseinheit 554 als Superauflösungsvideoausgang 555 abgegeben wird.

[0303] Die Wirkung des Multiplexens in dem Multiplexer 412 der in der Fig. 29 gezeigt ist, wird mehr im einzelnen erläutert. Fig. 34 stellt eine Datenzuordnung dar, bei der die drei Datenströme D_1 , D_2 , D_3 , der erste, zweite und dritte in einer Periode von T sechs NTSC Kanaldaten L1, L2, L3, L4, L5, L6 enthalten, sechs Hochauflösungsfernseh-Kanaldaten M1, M2, M3, M4, M5, M6 bzw. sechs S-Nochauflösungsfernseh-Kanaldaten, H1, H2, H3, H4, H5, H6 enthalten. Beim Betrieb werden die NTSC oder D_1 Signaldaten L1 bis L6 durch ein ZeitmultiTDM Verfahren gemäß der Periode T zeitgemultiplext. Insbesondere wird

$H_L V_L$ von D_1 einem Bereich **601** für den ersten Kanal zugeordnet. Dann wird eine Differenzdate M1 zwischen Hochauflösungsfernsehen und NTSC oder eine Summe von $H_L V_H$, $H_H V_L$ und $H_H V_H$ einem Bereich **602** für den zweiten Kanal zugeordnet. Auch wird eine Differenzdate H1 zwischen Hochauflösungsfernsehen und Super-Hochauflösungsfernsehen oder $H_H V_H 2$ (siehe [Fig. 30](#)) einem Bereich **603** für den ersten Kanal zugeordnet.

[0304] Die Auswahl des Fernsehsignals des ersten Kanals wird nun beschrieben. Wenn es von dem ersten Empfänger **23** mit einer kleinen Antenne empfangen wird, die mit dem ersten Videodecodierer **21** verbunden ist, wird das erste Kanalsignal in ein übliches oder ein Breitbild-NTSC-Fernseh-Signal umgewandelt, wie es in [Fig. 31](#) gezeigt ist. Wenn es von dem zweiten Empfänger **33** mit einer mittleren Antenne empfangen wird, die mit dem zweiten Videodecodierer **422** verbunden ist, wird das Signal durch Summieren von L1 des ersten Datenstroms D_1 , der dem Bereich **601** zugeordnet ist, und von M1 des zweiten Datenstroms D_2 , der dem Bereich **602** zugeordnet ist, in ein Hochauflösungs-Fernsehsignal des ersten Kanals umgewandelt, das im Programm dem NTSC Signal äquivalent ist.

[0305] Wenn es von dem dritten Empfänger **43** mit einer großen Antenne empfangen wird, die mit dem dritten Videodecodierer **423** verbunden ist, wird das Signal durch Summieren von L1 und D_1 , das dem Bereich **601** zugeordnet ist, von M1 und D_2 , das dem Bereich **602** zugeordnet ist, und von H1 und D_3 , das dem Bereich **603** zugeordnet ist in ein Super-Hochauflösungsfernseh-Signal des ersten Kanals umgewandelt, das im Programm dem NTSC Signal äquivalent ist. Die anderen Kanalsignale können in gleicher Weise wiedergegeben werden.

[0306] [Fig. 35](#) zeigt eine andere Datenzuordnung, bei der L1 eines NTSC Signals des ersten Kanals einem ersten Bereich **601** zugeordnet ist. Der Bereich **601**, der an dem vorderen Ende des ersten Datenstroms D_1 vorgesehen ist, enthält auch vorne eine Date S11, die eine Entwüfelungsdate für die Demodulationsdate einschließt, die bei der ersten Ausführungsform beschrieben worden ist. Ein Hochauflösungs-Fernsehsignal des ersten Kanals wird als L1 und M1 übertragen. M1, das somit eine Differenzdate zwischen NTSC und Hochauflösungsfernsehen ist, ist den zwei Bereichen **602** und **611** von D_2 zugeordnet. Wenn L1 eine komprimierte NTSC Komponente von 6 Mbps ist, ist M1 zweimal größer als 12 Mbps. Daher können insgesamt L1 und M1 bei 18 Mbps mit dem zweiten Empfänger **33** und dem zweiten Videodecodierer **423** demoduliert werden. Gemäß den gegenwärtigen Datenkomprimiertechniken können komprimierte Hochauflösungs-Fernsehsignal bei ungefähr 15 Mbps wiedergegeben werden. Dies ermöglicht eine Datenzuordnung, wie sie in [Fig. 35](#) gezeigt

ist, um eine gleichzeitige Wiedergabe eines NTSC und eines Hochauflösungs-Fernsehsignals des ersten Kanals zu ermöglichen. Jedoch erlaubt diese Zuordnung nicht, daß ein Hochauflösungs-Fernsehsignal auf einem zweiten Kanal getragen wird. S21 ist eine Entwüfelungsdate in dem Hochauflösungs-Fernsehsignal. Eine Super-Hochauflösungsfernseh-Signalkomponente des ersten Kanals umfaßt L1, M1 und H1. Die Differenzdate H1 ist drei Bereichen **603**, **612**, **613** von D_3 zugeordnet. Wenn das NTSC Signal 6 Mbps ist, wird das Super-Hochauflösungsfernsehen bei so hoch wie 36 Mbps getragen. Wenn eine Komprimiertrate erhöht wird, können Super-Hochauflösungsfernseh-Videodaten von ungefähr 2000 Abtastzeilen zur Wiedergabe eines Bildes in Kinogröße zur gewerblichen Verwendung in gleicher Weise übertragen werden.

[0307] [Fig. 36](#) zeigt eine weitere Datenzuordnung, bei der H1 eines Super-Hochauflösungsfernseh-Signals sechs Zeitbereichen zugeordnet wird. Wenn ein komprimiertes NTSC Signal 6 Mbps ist, kann diese Zuordnung neunmal mehr als 54 Mbps an D_3 Daten tragen. Demgemäß können Super-Hochauflösungsfernseh-Daten höherer Bildqualität übertragen werden.

[0308] Die vorstehende Datenzuordnung verwendet eine von zwei, horizontale und vertikale, Polarisationssebenen einer Übertragungswelle. Wenn die horizontale und die vertikale Polarisationssebene verwendet werden, wird die Frequenzverwendung verdoppelt. Dies wird unten erläutert.

[0309] [Fig. 49](#) zeigt eine Datenzuordnung, bei der D_{V1} und D_{H1} ein vertikales bzw. ein horizontales Polarisationsignal des ersten Datenstroms ist, D_{V2} bzw. D_{H2} ein vertikales und ein horizontales Polarisationsignal des zweiten Datenstroms ist und D_{V3} bzw. D_{H3} ein vertikales und horizontales Polarisationsignal des dritten Datenstroms ist. Das vertikale Polarisationsignal D_{V1} des ersten Datenstroms trägt ein niederes Frequenzband oder NTSC Fernseh Daten und das horizontale Polarisationsignal D_{H1} trägt ein hohes Frequenzband oder Hochauflösungsfernsehdaten. Wenn der erste Empfänger **23** mit einer vertikalen Polarisationsantenne ausgerüstet ist, kann er nur das NTSC Signal wiedergeben. Wenn der erste Empfänger **23** mit einer Antenne für die horizontal und die vertikal polarisierte Welle ausgerüstet ist, kann er das Hochauflösungs-Fernsehsignal durch Aufsummieren von L1 und M1 wiedergeben. Genauer gesagt kann der erste Empfänger **23** eine Kompatibilität zwischen NTSC und Hochauflösungsfernsehen bei Verwendung einer besonderen Antennenart liefern.

[0310] [Fig. 50](#) stellt ein Zeitmultiplexverfahren mit Mehrfachzugriff dar, bei dem jeder Datenburst **721** vorne von Synchronisierdaten **731** und Kartendaten **471** begleitet ist. Auch sind Datenübertragungsblock-

synchronisierdaten **720** vor einem Rahmen vorgesehen. Gleiche Kanäle sind gleichen Zeitschlitzen zugeordnet. Beispielsweise trägt ein erster Zeitschlitz **750** NTSC, Hochauflösungsfernseh- und Super-Hochauflösungsfernsehdaten des ersten Kanals gleichzeitig. Die sechs Zeitschlitze **750**, **750a**, **750b**, **750c**, **750d**, **750e** sind unabhängig voneinander angeordnet. Daher kann jede Station NTSC, Hochauflösungsfernseh- und/oder Super-Hochauflösungsfernsehdienste unabhängig von den anderen Stationen anbieten, indem ein bestimmter Kanal der Zeitschlitze ausgewählt wird. Auch kann der erste Empfänger **23** ein NTSC Signal wiedergeben, wenn er mit einer horizontalen Polarisationsantenne ausgerüstet ist und NTSC und Hochauflösungs-Fernsehsignale, wenn er mit einer kompatiblen Polarisationsantenne ausgerüstet ist. In dieser Beziehung kann der zweite Empfänger **33** ein Super-Hochauflösungsfernseh-Signal bei geringerer Auflösung wiedergeben, während der dritte Empfänger **43** ein volles Super-Hochauflösungs-Fernsehsignal wiedergeben kann. Gemäß der dritten Ausführungsform wird ein kompatibles Signalübertragungssystem konstruiert. Es versteht sich, daß die Datenzuordnung nicht auf das Zeitmultiplexverfahren mit Mehrfachzugriff im Burstformatmodus begrenzt ist das in [Fig. 50](#) gezeigt ist, und ein anderes Verfahren, wie ein Zeitmultiplexen von kontinuierlichen Signalen, wie es in [Fig. 49](#) gezeigt ist, mit gleichem Erfolg verwendet wird. Auch erlaubt eine Datenzuordnung, die in [Fig. 51](#) gezeigt ist, daß ein Hochauflösungs-Fernsehsignal mit hoher Auflösung wiedergegeben wird.

[0311] Wie es oben angegeben worden ist, kann das kompatible, digitale Hochauflösungsfernseh-Fernsehsignal Übertragungssystem der dritten Ausführungsform drei Fernsehdienste, Super-Hochauflösungsfernseh-, Hochauflösungsfernseh- und herkömmliches NTSC, gleichzeitig anbieten. Des Weiteren kann ein Videosignal, das von einer kommerziellen Station oder einem Kino empfangen worden ist, elektronisiert werden.

[0312] Das abgeänderte QAM der Ausführungsformen wird nun als SRQAM bezeichnet und seine Fehlerrate wird untersucht.

[0313] Zuerst wird die Fehlerrate bei der 16 SRQAM berechnet. [Fig. 99](#) zeigt ein Vektordiagramm von 16 SRQAM Signalpunkten. Wie es aus dem ersten Quadranten offensichtlich ist, sind die 16 Signalpunkte des Standard 16 QAM einschließlich **83a**, **83b**, **84a**, **84b** in gleichen Intervallen von 2δ zugeteilt.

[0314] Der Signalpunkt **83a** ist von der 1-Achse und der Q-Achse der Koordinaten δ beabstandet. Es wird nun angenommen, daß n ein Verschiebungswert der 16 SRQAM ist. Bei der 16 SRQAM ist der Signalpunkt **83a** der 16 SRQAM zu einem Signalpunkt **83** verschoben, wo der Abstand von jeder Achse $n\delta$ ist.

Der Verschiebungswert n wird somit ausgedrückt als

$$0 < n < 3.$$

[0315] Die anderen Signalpunkte **84a** und **86a** sind auch zu zwei Punkten **84** bzw. **86** verschoben.

[0316] Wenn die Fehlerrate des ersten Datenstroms P_{e1} ist, wird sie erhalten aus:

$$\begin{aligned} P_{e1-16} &= \frac{1}{4} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{3\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right) \\ &= \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\sqrt{\rho}}{\sqrt{9+n^2}} \right) \end{aligned}$$

[0317] Auch wird die Fehlerrate P_{e2} des zweiten Datenstroms erhalten aus:

$$\begin{aligned} P_{e2-16} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{3-n}{\sqrt{2}\sigma} \delta \right) \\ &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{3-n}{2\sqrt{9+n^2}} \sqrt{\rho} \right) \end{aligned}$$

[0318] Die Fehlerrate der 36 oder 32 SRQAM wird berechnet. [Fig. 100](#) ist ein Vektordiagramm eines 36 SRQAM Signals, bei dem der Abstand zwischen irgendzwei 36 QAM Signalpunkten 2δ ist.

[0319] Der Signalpunkt **83a** der 36 QAM ist δ von jeder Achse der Koordinate beabstandet. Es wird nun angenommen, daß n ein Verschiebungswert der 16 SRQAM ist. Bei der 36 SRQAM wird der Signalpunkt **83a** zu einem Signalpunkt **83** verschoben, wo der Abstand von jeder Achse $n\delta$ ist. Ähnlich werden die neun 36 QAM Signalpunkte in dem ersten Quadranten zu den Punkten **83**, **84**, **85**, **86**, **97**, **98**, **99**, **100** bzw. **101** verschoben.

[0320] Wenn eine Signalpunktgruppe **90**, die die neun Signalpunkte umfaßt, als ein einziger Signalpunkt betrachtet wird, wird die Fehlerrate P_{e1} bei der Wiedergabe nur des ersten Datenstroms D_1 mit einem abgeänderten QPSK Empfänger und die Fehlerrate P_{e2} bei der Wiedergabe des zweiten Datenstroms D_2 nach der Unterscheidung der neun Signalpunkte der Gruppe **90** voneinander jeweils erhalten aus:

$$\begin{aligned} P_{e1-32} &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\ &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{6\sigma}{5}} \times \frac{n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \\ P_{e2-32} &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\frac{5-n}{4\sqrt{2}} \frac{\delta}{\rho} \right) \\ &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\sigma}{40}} \times \frac{5-n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \end{aligned}$$

[0321] [Fig. 101](#) zeigt die Beziehung zwischen der Fehlerrate P_e und C/N Rate bei der Übertragung, wobei die Kurve **900** ein herkömmliches und ein nichtabgeändertes 32 QAM Signal darstellt. Die gerade Linie **905** stellt ein Signal mit einer Fehlerrate von $10^{-1.5}$ dar.

[0322] Die Kurve **901a** stellt ein 32 SRQAM Signal mit D_1 Pegel der vorliegenden Erfindung bei dem Verschiebungswert n von 1,5 dar. Wie es gezeigt ist, ist die C/N Rate des 32 SRQAM Signals 5 dB niedriger bei der Fehlerrate von $10^{-1.5}$ als die der herkömmlichen 32 QAM. Dies bedeutet, daß die vorliegende Erfindung gestattet, daß ein D_1 Signal bei einer gegebenen Fehlerrate wiedergegeben wird, wenn seine C/N Rate relativ niedrig ist.

[0323] Die Kurve **902a** stellt ein SRQAM Signal mit D_2 Pegel bei $n = 1,5$ dar, das mit der Fehlerrate von $10^{-1.5}$ sogar wiedergegeben werden kann, nur wenn seine C/N Rate 2,5 dB höher als die der herkömmlichen 32 QAM der Kurve **900** ist. Auch stellen die Kurven **901b** und **902b** SRQAM Signale von D_1 bzw. D_2 bei $n = 2,0$ dar. Die Kurve **902c** stellt ein D_2 SRQAM Signal bei $n = 2,5$ dar. Es ist offensichtlich, daß die C/N Rate des SRQAM Signals bei der Fehlerrate von $10^{-1.5}$ 5dB, 8dB und 10dB höher bei $n = 1,5, 2,0$ bzw. 2,5 in bezug auf den D_1 Pegel und 2,5 dB niedriger bei dem D_2 Pegel aus die eines üblichen 32 QAM Signals ist.

[0324] In [Fig. 103](#) ist die C/N Rate des ersten und zweiten Datenstroms D_1, D_2 des 32 SRQAM Signals gezeigt, die benötigt wird, um eine konstante Fehler-rate gegenüber einer Änderung der Verschiebung n beizubehalten. Wie es offensichtlich ist, wird, wenn die Verschiebung n mehr als 0,8 ist, eine klare Differenz zwischen zwei C/N Raten ihrer entsprechenden D_1 und D_2 Pegel entwickelt, so daß die Mehrpegelsignalübertragung, nämlich die erste und die zweite Date erfolgreich ausgeführt werden kann. Kurz gesagt ist $n > 0,85$ für eine Mehrpegeldatenübertragung des 32 SRQAM Signals der vorliegenden Erfindung wesentlich.

[0325] [Fig. 102](#) zeigt die Beziehung zwischen der S/N Rate und der Fehlerrate für 16 SRQAM Signale. Die Kurve **900** stellt ein übliches 16 QAM Signal dar. Die Kurve **901a, 901a, 901c** sind 16 SRQAM Signale mit einem D_1 Pegel oder des ersten Datenstroms bei $n = 1,2, 1,5$ bzw. 1,8. Die Kurve **902a, 902b, 902c** sind 16 SRQAM Signale mit einem D_2 Pegel oder des zweiten Datenstroms bei $n = 1,2, 1,5$ bzw. 1,8.

[0326] Die S/N Rate des ersten und zweiten Datenstroms D_1, D_2 eines 16 SRQAM Signals ist in [Fig. 104](#) gezeigt, die benötigt wird, um eine konstante Fehler-rate gegenüber einer Änderung der Verschiebung n beizubehalten. Die es offensichtlich ist, wird, wenn die Verschiebung n mehr als 0,9 ($n > 0,9$) ist, die

Mehrpegeldatenübertragung des 16 SRQAM Signals ausgeführt.

[0327] Ein Beispiel der Ausbreitung von SRQAM Signalen der vorliegenden Erfindung wird nun zur Verwendung mit einem digitalen, terrestrischen Fernsehdienst beschrieben. [Fig. 105](#) zeigt die Beziehung zwischen dem Signalpegel und der Entfernung zwischen einer Senderantenne und einer Empfängerantenne bei dem terrestrischen Fernsehdienst. Die Kurve **911** stellt ein übertragenes Signal von der Senderantenne dar, die 1250 Fuß noch ist. Es wird angenommen, daß die Fehlerrate, die für die Wiedergabe eines anwendbaren, digitalen Fernsehsignals wesentlich ist, $10^{-1.5}$ ist. Der schraffierte Bereich **912** stellt eine Rauschunterbrechung dar. Der Punkt **910** stellt eine Signalempfangsgrenze eines herkömmlichen 32 QAM Signals bei $S/N = 15$ dB dar, wo die Entfernung L 60 Meilen ist und ein digitales Hochauflösungsfernsehsignal höchstens empfangen werden kann.

[0328] Die S/N-Rate variiert 5 dB bei einer schlechteren Empfangsbedingung wie etwa schlechtem Wetter.

[0329] Wenn eine Änderung bei den relevanten Bedingungen, z.B. Wetter, die S/N Rate abschwächt, wird der Empfang eines Hochauflösungs-Fernsehsignals kaum sichergestellt. Auch beeinflussen geographische Bedingungen stark die Ausbreitung von Signalen und eine Abnahme von wenigstens ungefähr 10 dB wird unvermeidbar sein. Daher wird ein erfolgreicher Signalempfang innerhalb von 60 Meilen niemals garantiert, und zusätzlich breitet sich ein digitales Signal schwerer als ein analoges Signal aus. Man versteht, daß der Versorgungsbereich eines herkömmlichen, digitalen Fernsehdienstes weniger abhängig ist.

[0330] Im Falle des 32 SRQAM-Signals der vorliegenden Erfindung wird ein Dreipegel-Signalübertragungssystem gebildet, wie es in den [Fig. 133](#) und [Fig. 137](#) gezeigt ist. Dieses erlaubt eine Auflösung eines NTSC-Signals eines MPEG-Pegels, das auf dem 1-1-Datenstrom $D_{1,1}$ getragen wird, eine mittlere Auflösung von Fernsehdaten des z.B. NTSC-Systems, die auf dem 1-2-Datenstrom $D_{1,2}$ Datenstrom $D_{1,2}$ getragen werden, und eine hohe Frequenzkomponente von HDTV-Daten, die auf dem zweiten Datenstrom D_2 getragen werden. Demgemäß wird der Versorgungsbereich des 1-2-Datenstroms des SRQAM-Signals auf einen Punkt **910h** von 70 Meilen erhöht, während der zweite Datenstrom innerhalb eines Punktes **910b** von 55 Meilen bleibt, wie es in [Fig. 105](#) gezeigt ist. [Fig. 106](#) stellt ein Computersimulationsergebnis des Versorgungsbereiches des 32 SRQAM-Signals der vorliegenden Erfindung dar, der ähnlich der [Fig. 53](#) ist, ihn aber mehr im Einzelnen erläutert. Wie es gezeigt ist, stellen die Bereiche **708,**

703c, 703a, 703b, 712 einen herkömmlichen 32 QAM-Empfangsbereich, einen Empfangsbereich für einen 1-1-Datenpegel $D_{1,1}$, einen Empfangsbereich für einen 1-2-Datenpegel $D_{1,2}$, einen Empfangsbereich für einen zweiten Datenpegel D_2 bzw. einen Versorgungsbereich einer benachbarten analogen Fernsehstation dar. Die herkömmlichen 32 QAM-Sig-naldaten, die in dieser Zeichnung benutzt werden, basieren auf herkömmlich offenbarten Daten.

[0331] Bei einem üblichen 32 QAM Signal kann der Versorgungsbereich mit einem Radius von 60 Meilen theoretisch hergestellt werden. Der Signalpegel wird jedoch durch geographische und Wetterbedingungen abgeschwächt und insbesondere nahe der Grenze des Versorgungsbereichs verringert.

[0332] Wenn die Fernsehkomponente im niedrigen Frequenzband vom NSPEG1-Grad auf den Daten des 1-1-Pegels $D_{1,1}$, und die Fernsehkomponente im mittleren Frequenzband vom NTSC-Grad auf den Daten des 1-2-Pegels $D_{1,2}$ und die Fernsehkomponente im hohen Frequenzband des HDTV auf den Daten des zweiten Pegels D_2 getragen werden, wird der Versorgungsbereich des 32 SRQAM-Signals der vorliegenden Erfindung im Radius um 10 Meilen zum Empfang eines EDTV-Signals einer Auflösung mittleren Grades und um 18 Meilen zum Empfang eines LDTV-Signals einer Auflösung niedrigen Grades vergrößert, obgleich er um 5 Meilen für den Empfang eines HDTV-Signals einer Auflösung hohen Grades verringert wird, wie es in [Fig. 106](#) gezeigt ist. [Fig. 107](#) zeigt einen Versorgungsbereich für den Fall eines Verschiebungsfaktors n oder $s = 1,8$. [Fig. 135](#) zeigt den Versorgungsbereich von [Fig. 107](#) hinsichtlich des Bereichs.

[0333] Insbesondere kann eine Komponente mittlerer Auflösung eines digitalen Fernsehsignals des SRQAM Modus der vorliegenden Erfindung erfolgreich in einem ungünstigen Versorgungsbereich oder Schattenbereich empfangen werden, wo ein herkömmliches Fernsehsignal im mittleren Frequenzband kaum ausgebreitet und wegen der Hindernisse abgeschwächt ist. Wenigstens innerhalb des vorbestimmten Versorgungsbereiches kann das NTSC Fernsehsignal des SRQAM Modus von irgendeinem herkömmlichen Fernsehempfänger empfangen werden. Da der Schatten- oder signalabschwächende Bereich, der durch Gebäudestrukturen und andere Hindernisse oder durch Störung von einem benachbarten, analogen Fernsehsignal entwickelt wird, oder in einem tiefliegenden Land erzeugt wird, auf ein Minimum verringert wird, wird die Anzahl der Fernsehbetreiber oder Teilnehmer vergrößert.

[0334] Auch kann der Hochauflösungsfernseh-dienst nur von wenigen Betrachtern wertgeschätzt werden, die es sich leisten, ein kostspieliges Hochauflösungsfernsehempfangs- und Anzeigegerät ge-

genüber dem herkömmlichen System zu haben. Das System der vorliegenden Erfindung gestattet, daß ein üblicher NTSC, PAL oder SECAM Empfänger eine Komponente mittlerer Auflösung des digitalen Hochauflösungs-Fernsehsignals unter Verwendung eines zusätzlichen, digitalen Tuners empfängt. Der größte Teil der Fernseh Zuschauer kann sich daher des Dienstes bei geringeren Kosten erfreuen, und ihre Anzahl wird erhöht. Dies wird das Fernsehgeschäft ermutigen und einen zusätzlichen, sozialen Vorteil erzeugen.

[0335] Des weiteren wird der Bereich mit Signalempfang mit mittlerer Auflösung oder des NTSC Fernseh Dienstes gemäß der vorliegenden Erfindung um ungefähr 36% bei $n = 2,5$ erhöht, verglichen mit dem herkömmlichen System. Wenn der Versorgungsbereich und somit die Anzahl der Fernseh Zuschauer erhöht wird, erfreut sich das Fernsehgeschäft eines zunehmenden Gewinns. Dies verringert ein Risiko bei der Entwicklung eines neuen, digitalen Fernseh Geschäfts, das somit ermutigt wird, in die Praxis umgesetzt zu werden.

[0336] [Fig. 107](#) zeigt den Versorgungsbereich eines 32 SRQAM Signals der vorliegenden Erfindung, bei dem die gleiche Wirkung bei $n = 1,8$ sichergestellt ist. Zwei Versorgungsbereiche **703a, 103b** des D_1 bzw. D_2 Signals können zur Ausdehnung für eine optimale Signalausbreitung bestimmt werden, indem die Verschiebung n verändert wird, wobei ein Profil der Hochauflösungsfernseh- und NTSC Empfängerverteilung oder der geographischen Merkmale betrachtet wird. Demgemäß erfüllen Fernseh Zuschauer den Dienst und eine Versorgungsstation erfreut sich maximaler Zuschauer.

[0337] Dieser Vorteil ist gegeben wenn:

$$n > 1,0$$

[0338] Daher wird, wenn das 32 SRQAM Signal ausgeqählt wird, die Verschiebung n bestimmt zu:

$$1 < n < 5$$

[0339] Auch wird, wenn das 16 SRQAM Signal verwendet wird, n bestimmt zu:

$$1 < n < 3$$

[0340] Bei dem terrestrischen Fernsehdienst mit einem Signal im SRQAM Modus, bei dem der erste und der zweite Datenpegel erzeugt werden, indem entsprechende Signale verschoben werden, wie es in [Fig. 99](#) und 100 gezeigt ist, ergibt sich der Vorteil der vorliegenden Erfindung, wenn die Verschiebung n bei einem 16, 32 oder 64 SRQAM Signal größer als 1,0 ist.

[0341] In den obigen Ausführungsformen werden die Komponenten eines Videosignals im niedrigen und hohen Frequenzband als die ersten und zweiten Datenströme übertragen. Das übertragene Signal kann jedoch ein Audiosignal sein. In diesem Fall können die niederfrequenten oder niedrig auflösenden Komponenten eines Audiosignals als der erste Datenstrom und die hochfrequenten oder hochauflösenden Komponenten eines Audiosignals als der zweite Datenstrom übertragen werden. Entsprechend ist es möglich, den Anteil mit hohem S/N in hoher Tonqualität und den Anteil mit niedrigem S/N in niedriger Tonqualität zu empfangen. Dies kann bei PCM-Rundfunkübertragung, Radio, tragbarem Telefon und dergleichen benutzt werden. In diesem Fall kann der Rundfunkübertragungsbereich oder die Kommunikationsentfernung vergrößert werden verglichen mit den herkömmlichen Systemen.

[0342] Des Weiteren kann die dritte Ausführungsform ein Zeitdivisionsmultiplexsystem (TDM) beinhalten, wie es in [Fig. 133](#) gezeigt ist. Die Benutzung des TDM ermöglicht es, die Anzahl von Hilfskanälen zu vergrößern. Ein ECC-Kodierer **743a** und ein ECC-Kodierer **743b**, die in zwei Hilfskanälen vorgesehen sind, unterscheiden ECC-Codegewinne, um einen Unterschied zwischen Schwellen dieser zwei Hilfskanäle zu machen. Dadurch kann eine Erhöhung der Kanalanzahl der Mehrpegel-Signalübertragung erreicht werden. In diesem Fall ist es auch möglich, zwei Trellis-Kodierer **743a**, **743b** zu schaffen, wie in [Fig. 137](#) gezeigt ist, und deren Codegewinne zu unterscheiden. Die Erklärung dieses Blockdiagramms ist im Wesentlichen identisch zu der des später beschriebenen Blockdiagramms von [Fig. 131](#), das die sechste Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt und deshalb hier nicht beschrieben wird.

[0343] In einer Simulation von [Fig. 106](#) ist ein 5dB-Unterschied eines Kodierungsgewinns zwischen dem 1-1-Hilfskanal $D_{1,1}$ und dem 1-2-Hilfskanal $D_{1,2}$ vorgesehen.

[0344] Ein SRQAM ist das System, das ein C-CDM (Konstellations-Code-Divisionsmultiplex) der vorliegenden Erfindung auf ein Rechteck-QAM anwendet. Ein C-CDM, welches ein Multiplexverfahren ist unabhängig von TDM oder FDM, kann Hilfskanäle durch Teilung eines Konstellations-Codes entsprechend einem Code erhalten. Eine Erhöhung der Anzahl der Codes wird eine Erhöhung der Sendekapazität mit sich bringen, die nicht allein durch TDM oder FDM erreicht wird, wobei eine beinahe perfekte Kompatibilität mit einer herkömmlichen Kommunikationsvorrichtung erhalten bleibt. C-CDM kann deshalb hervorragende Effekte mit sich bringen.

[0345] Obwohl obige Ausführungsform C-CDM und TDM kombiniert, ist es auch möglich, C-CDM mit FDM (Frequenzdivisionsmultiplex) zu kombinieren,

um einen ähnlichen Modulationseffekt von Schwellenwerten zu erhalten. Ein solches System kann zur Fernsehübertragung benutzt werden, und [Fig. 108](#) zeigt eine Frequenzverteilung eines Fernsehsignals. Ein Spektrum **725** stellt eine Frequenzverteilung eines herkömmlichen analogen, z.B. NTSC, Fernsehsignals dar. Das größte Signal ist ein Videoträger **722**. Ein Farbträger **723** und ein Tonträger **724** sind nicht so groß. Es ist ein Verfahren bekannt, bei dem ein FDM zur Unterteilung eines digitalen Fernsehsignals in zwei Frequenzen benutzt wird. In diesem Fall ist der Träger in einen ersten Träger **726** und einen zweiten Träger **727** unterteilt, um ein erstes Signal **720** bzw. ein zweites Signal **721** zu übertragen. Eine Interferenz kann verringert werden, indem erste und zweite Träger **726**, **727** ausreichend entfernt von dem Videoträger **722** platziert werden. Das erste Signal **720** dient dazu, ein niedrigauflösendes Fernsehsignal bei hohem Ausgangspegel zu übertragen, während das zweite Signal **721** dazu dient, ein hochauflösendes Fernsehsignal bei kleinem Ausgangspegel zu übertragen. Folglich kann die Mehrpegel-Signalübertragung, die ein FDM benutzt, realisiert werden, ohne durch eine Störung behindert zu werden.

[0346] [Fig. 134](#) zeigt ein Beispiel eines herkömmlichen Verfahrens, das ein 32-QAM-System benutzt. Da der Hilfskanal A einen größeren Ausgang hat als der Hilfskanal B, kann ein Schwellenwert für den Hilfskanal A, d.h. eine Schwelle 1, 4-5dB kleiner gesetzt werden als ein Schwellenwert für den Hilfskanal B, d.h. eine Schwelle 2. Demgemäß kann Zweipegel-Fernsehübertragung mit einem Schwellenunterschied von 4-5 dB realisiert werden. In diesem Fall wird jedoch eine große Verminderung des Signalempfangsbetrags auftreten, wenn der Pegel des Empfangssignals unter die Schwelle 2 sinkt, da das zweite Signal **721a**, das einen großen Informationsgehalt aufweist, wie in der Zeichnung schraffiert ist, in einem solchen Fall nicht empfangen werden kann und nur das erste Signal **720a**, das einen kleinen Informationsgehalt aufweist, empfangen wird. Folglich wird eine durch den zweiten Pegel gebrachte Bildqualität extrem schlechter sein.

[0347] Die vorliegende Erfindung löst jedoch dieses Problem. Gemäß der vorliegenden Erfindung ist das erste Signal **720** durch einen 32 SROAM-Modus vorgegeben, welcher durch C-CDM-Modulation erhalten wird, so dass der Hilfskanal A in zwei Hilfskanäle 1 von A und 2 von A unterteilt ist. Der neu hinzugefügte Hilfskanal 1 von A, der den niedrigsten Schwellenwert aufweist, trägt eine niedrig auflösende Komponente. Das zweite Signal **721** ist auch durch einen 32 SRQAM-Modus vorgegeben, und ein Schwellenwert für den Hilfskanal 1 von B ist mit der Schwelle 2 gleichgesetzt.

[0348] Bei dieser Anordnung wird der Bereich, in dem ein übertragenes Signal nicht empfangen wird,

wenn der Signalpegel unter die Schwelle 2 fällt, auf einen schraffierten Anteil des zweiten Signals **721a** in **Fig. 108** verringert. Da der Hilfskanal 1 von B und der Hilfskanal A empfangbar sind, wird der Übertragungsumfang insgesamt nicht so viel verringert. Demgemäß wird eine bessere Bildqualität auch in dem zweiten Pegel bei dem Signalpegel der Schwelle 2 reproduziert. Durch Übertragung einer normal auflösenden Komponente in einem Hilfskanal wird es möglich, die Anzahl der mehreren Pegel zu erhöhen und einen Versorgungsbereich niedriger Auflösung zu vergrößern. Dieser Hilfskanal mit niedriger Schwelle wird zur Übertragung von wichtigen Informationen wie etwa Toninformation, Synchronisationsinformationen, Köpfen entsprechender Daten benutzt, da diese Informationen, die in diesem Hilfskanal mit niedriger Schwelle getragen werden, sicher empfangen werden können. Deshalb ist stabiler Empfang machbar. Wenn ein Hilfskanal neu in dem zweiten Signal **721** in derselben Weise hinzugefügt wird, kann die Pegelanzahl der Mehrpegelübertragung in dem Versorgungsbereich erhöht werden. Für den Fall, dass ein HDTV-Signal **1050** Abtastteile hat, kann ein neuer Versorgungsbereich, äquivalent zu 775 Zeilen, zusätzlich zu 525 Zeilen geschaffen werden. Demgemäß realisiert die Kombination des FDM und des C-CDM eine Vergrößerung des Versorgungsbereichs. Obwohl obige Ausführungsform einen Hilfskanal in zwei Hilfskanäle unterteilt, braucht nicht gesagt zu werden, dass es auch vorteilhaft sein wird, ihn in drei oder mehr Hilfskanäle zu unterteilen.

[0349] Als nächstes wird ein Verfahren zur Vermeidung von Störungen durch Kombination von TDM und C-CDM erläutert. Wie in **Fig. 109** gezeigt ist, schließt ein analoges Fernsignal einen horizontalen Rücklaufzeilenanteil **732** und einen Videosignalanteil **731** ein. Dieses Verfahren nutzt einen niedrigen Signalpegel des horizontalen Rücklaufzeilenanteils **732** und Nicht-Anzeigen einer Störung auf einer Bildebene während dieser Zeitspanne. Durch Synchronisation eines digitalen Fernsehsignals mit einem analogen Fernsehsignal können horizontale Rücklaufzeilensynchronisationsschlitze **733**, **733a** des horizontalen Rücklaufzeilenanteils **732** zur Übertragung eines wichtigen Signals, z.B. eines Synchronisationssignals, oder zahlreicher Daten bei einem hohen Ausgangspegel benutzt werden. Dadurch wird es möglich, den Datenumfang oder den Ausgangspegel zu erhöhen, ohne Störungen zu erhöhen. Der ähnliche Effekt wird erwartet, auch wenn vertikale Rücklaufzeilensynchronisationsschlitze **737**, **737a** synchron mit vertikalen Rücklaufzeilenanteilen **735**, **735a** vorgesehen sind.

[0350] **Fig. 110** zeigt ein Prinzip des C-CDM. Darüber hinaus zeigt **Fig. 111** eine Codezuordnung des C-CDM-Äquivalents zu einem erweiterten 16 QAM. **Fig. 112** zeigt eine Codezuordnung des C-COM-Äquivalents zu einem erweiterten 36 QAM.

Wie in den **Fig. 110** und **Fig. 111** gezeigt ist, ist ein 256 QAM-Signal in vier Pegel **740a**, **740b**, **740c**, **740d** unterteilt, die 4, 16, 64 bzw. 256 Segmente aufweisen. Ein Signalcodewort **742d** des 256 QAM auf dem vierten Pegel **740d** ist „11111111“ von 8 Bit. Dieses ist in vier Codeworte **741a**, **741b**, **741c** und **741d** von 2 Bit aufgeteilt, d.h. „11“, „11“, „11“, „11“, die dann Signalkombinationen **742a**, **742b**, **742c**, **742d** von ersten, zweiten, dritten bzw. vierten Pegeln **740a**, **740b**, **740c** bzw. **740d** zugeordnet sind. Als Ergebnis sind Hilfskanäle 1, 2, 3, 4 von 2 Bit geschaffen. Dies wird als C-CDM (Konstellations-Code-Divisionsmultiplex) bezeichnet. **Fig. 111** zeigt eine detaillierte Codezuordnung des C-CDM-Äquivalents zu erweitertem 16 QAM, und **Fig. 112** zeigt eine detaillierte Codezuordnung des C-CDM-Äquivalents zu erweitertem 36 QAM. Da das C-CDM ein unabhängiges Multiplexsystem ist, kann es mit dem herkömmlichen FDM (Frequenzdivisionsmultiplex) oder TDM (Zeitdivisionsmultiplex) kombiniert werden, um die Anzahl von Hilfskanälen weiter zu erhöhen. Auf diese Weise realisiert das C-CDM-System ein neues Multiplexsystem. Obwohl das C-COM unter Benutzung eines rechteckigen QAM erläutert wurde, können andere Modulationssysteme mit Signalpunkten, z.B. QAM, PSK, ASK und sogar FSK, wenn Frequenzbereiche als Signalkombinationen angesehen werden, für diesen Multiplex auf dieselbe Weise benutzt werden.

Ausführungsform 4

[0351] Eine vierte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird unter Bezugnahme auf die betreffenden Zeichnungen beschrieben.

[0352] **Fig. 37** stellt die gesamte Anordnung eines Signalübertragungssystems der vierten Ausführungsform dar, das für einen terrestrischen Dienst angeordnet ist und bezüglich der Konstruktion und Wirkung dem der dritten Ausführungsform ähnlich ist, die in **Fig. 29** gezeigt ist. Der Unterschied ist, daß die Senderantenne durch eine terrestrische Antenne **6a** ersetzt ist und die Empfängerantennen **22**, **32**, **42** durch ebenfalls drei terrestrische Antennen **22a**, **32a**, **42a** ersetzt sind. Die Wirkung des Systems ist identisch mit der dritten Ausführungsform und wird nicht mehr erläutert. Der terrestrische Fernsehdienst hängt anders als ein Satellitendienst stark von der Entfernung zwischen der Senderantenne **6a** und der Empfängerantenne **22a**, **32a**, **42a** ab. Wenn sich ein Empfänger weit entfernt von dem Sender befindet, ist der Pegel eines empfangenen Signals niedrig. Insbesondere kann ein allgemeines Mehrpegel-QAM-Signal kaum durch den Empfänger demoduliert werden, der somit kein Fernseh Programm erzeugt.

[0353] Das Signalübertragungssystem der vorliegenden Erfindung gestattet dem ersten Empfänger **23**, der mit der Antenne **22a** ausgerüstet ist, die sich in großer Entfernung befindet, wie es in **Fig. 37** ge-

zeigt ist, ein abgeändertes 16 oder 64 QAM Signal zu empfangen und einen QPSK Modus des ersten Datenstroms oder die D_1 Komponente des empfangenen Signals zu einem NTSC Videosignals zu demodulieren, so daß ein Fernseh Programmbild mittlerer Auflösung sogar angezeigt werden kann, wenn der Pegel des empfangenen Signals relativ niedrig ist.

[0354] Auch befindet sich der zweite Empfänger **33** mit der Antenne **32a** in einer mittleren Entfernung von der Antenne **6a** und kann somit den ersten und zweiten Datenstrom oder die D_1 und D_2 Komponente des abgeänderten 16 oder 64 QAM Signals zu einem Hochauflösungsfernseh-Videosignal empfangen und demodulieren, das seinerseits ein Hochauflösungsfernseh-Programmbild erzeugt.

[0355] Der dritte Empfänger **43** mit der Antenne **42a** befindet sich in geringer Entfernung und kann den ersten, zweiten und dritten Datenstrom oder die D_1 , D_2 und D_3 Komponente des abgeänderten 16 oder 64 QAM Signals zu einem Super-Hochauflösungsfernseh-Videosignal empfangen und demodulieren, das seinerseits ein Super-Hochauflösungsfernseh bild mit gleicher Qualität wie ein übliches Kinofilmbild erzeugt.

[0356] Die Zuordnung von Frequenzen wird in gleicher Weise wie bei dem Zeitmultiplexen bestimmt, das in den [Fig. 34](#), [Fig. 35](#) und [Fig. 36](#) gezeigt ist. Wie bei [Fig. 34](#) trägt, wenn die Frequenzen dem ersten bis sechsten Kanal zugeordnet werden, L_1 der D_1 Komponente NTSC Daten des ersten Kanals, $M1$ der D_2 Komponente trägt Hochauflösungsfernseh differenzdaten des ersten Kanals und $H1$ der D_3 Komponente trägt Super-Hochauflösungsfernseh-Differenzdaten des ersten Kanals. Demgemäß können NTSC, Hochauflösungsfernseh- und Super-Hochauflösungsfernseh-Daten alle auf dem gleichen Kanal getragen werden. Wenn D_2 und D_3 der anderen Kanäle verwendet werden, wie es in den [Fig. 35](#) und [Fig. 36](#) gezeigt ist, können mehr Daten von Hochauflösungsfernsehen bzw. Super-Hochauflösungsfernsehen zur Anzeige mit einer höheren Auflösung übertragen werden.

[0357] Wie es sich versteht, gestattet das System, daß drei unterschiedliche, aber kompatible, digitale Fernsehsignale, auf einem einzigen Kanal getragen werden, oder der D_2 und D_3 Bereich der anderen Kanäle verwendet werden. Auch können die Fernseh bilddaten mittlerer Auflösung von jedem Kanal in einem breiteren Versorgungsbereich gemäß der vorliegenden Erfindung empfangen werden.

[0358] Eine Vielzahl terrestrischer, digitaler Fern sehssysteme, die ein 16 QAM Hochauflösungs-Fern sehsignal mit 16 MHz Bandbreite verwenden, sind vorgeschlagen worden. Diese sind jedoch nicht mit dem betshenden NTSC System kompatibel und müs-

sen somit mit einer Simultanübertragungstechnik zum Übertragen von NTSC Signalen desselben Programms auf einem anderen Kanal verbunden werden. Auch begrenzt ein solches übliches 16 QAM Signal den Versorgungsbereich. Das terrestrische Sendesystem der vorliegenden Erfindung gestattet, daß ein Empfänger, der sich in einer relativ großen Entfernung befindet, erfolgreich ein Fernsehsignal mittlerer Auflösung ohne Verwendung einer zusätzlichen Einrichtung noch eines zusätzlichen Kanals empfängt.

[0359] [Fig. 52](#) zeigt einen Störungsbereich des Versorgungsbereiches **702** einer herkömmlichen, terrestrischen, digitalen Hochauflösungsfernsehstation **701**. Wie es gezeigt ist, schneidet sich der Versorgungsbereich **702** der herkömmlichen Hochauflösungs-Fernsehstation **701** mit dem Versorgungsbe reich **712** einer benachbarten analogen Fernsehstation **711**. An dem Schnittbereich **713** wird ein Hochauflösungs-Fernsehsignal durch Signalstörung von der analogen Fernsehstation **711** abgeschwächt und wird somit mit weniger Beständigkeit empfangen.

[0360] [Fig. 53](#) zeigt einen Störungsbereich, der mit dem Mehrpegelsignalübertragungssystem der vorliegenden Erfindung verbunden ist. Das System weist eine geringe Energieverwendung verglichen mit dem herkömmlichen System auf und sein Versorgungsbe reich **703** zur Hochauflösungs-Fernseh signalausbreitung ist kleiner als der Bereich **702** des herkömmlichen Systems. Im Gegensatz ist der Versorgungsbe reich **704** für eine digitale NTSC oder eine Fernseh signalausbreitung mit mittlerer Auflösung größer als der herkömmliche Bereich **702**. Der Pegel der Signalstörung zwischen einer digitalen Fernsehstation **701** des Systems mit einer benachbarten, analogen Fernsehstation **711** ist zudem einer herkömmlichen, digitalen Fernsehstation äquivalent, wie es in [Fig. 52](#) gezeigt ist.

[0361] In dem Versorgungsbereich der digitalen Fernsehstation **701** gibt es drei Störungsbereiche, die durch Signalstörung von der analogen Fernsehstation **711** entwickelt werden. Hochauflösungsfernseh- und NTSC Signale können kaum in dem ersten Bereich **705** empfangen werden. Ein NTSC Signal kann, obgleich es stark gestört ist, mit einem gleichen Pegel in dem zweiten Bereich **706** empfangen werden, der durch die Schraffur nach links unten bezeichnet ist. Das NTSC Signal wird auf dem ersten Datenstrom getragen, der mit einer relativ geringen S/N Rate wiedergegeben werden kann, und wird somit minimal beeinflusst, wenn die S/N Rate durch Signalstörung von der analogen Fernsehstation **711** abgeschwächt wird.

[0362] In dem dritten Bereich **707**, der durch eine Schraffur nach rechts unten bezeichnet ist, kann ein Hochauflösungs-Fernsehsignal auch empfangen werden, wenn eine Signalstörung fehlt, während das

NTSC Signal fortwährend auf einem niedrigen Pegel empfangen werden kann.

[0363] Demgemäß wird der gesamte Bereich mit Signalempfang des Systems vergrößert, obgleich der Versorgungsbereich von Hochauflösungs-Fernsehsignalen etwas kleiner als der des herkömmlichen Systems wird. Auch können in den Signalabschwächungsbereichen, die durch Störung mit einer benachbarten, analogen Fernsehstation erzeugt werden, Signale mit NTSC Pegel eines Hochauflösungsfernseh-Programms erfolgreich verglichen mit dem herkömmlichen System empfangen werden, wo kein Hochauflösungsfernseh-Programm in dem gesamten Bereich gesehen wird. Das System der vorliegenden Erfindung verringert die Größe der signalabschwächenden Bereiche, und wenn die Energie der Signalübertragung an einer Sender- oder Transponderstation zunimmt, kann es den Hochauflösungs-Fernsehsignalversorgungsbereich auf eine gleiche Größe wie das herkömmliche System ausdehnen. Auch können Signale mit NTSC Pegel eines Fernseh Programms mehr oder weniger in einem fernliegenden Bereich empfangen werden, wo von dem herkömmlichen System kein Empfang geboten wird, oder in einen Signalstörungsbereich, der durch eine benachbarte, analoge Fernsehstation hervorgerufen wird.

[0364] Obgleich die Ausführungsform ein Signalübertragungsverfahren mit zwei Pegeln verwendet, kann ein Verfahren mit drei Pegeln, wie es in [Fig. 78](#) gezeigt ist, mit dem gleichen Erfolg verwendet werden. Wenn ein Hochauflösungs-Fernsehsignal in drei Bildpegel Hochauflösungsfernsehen, NTSC und NTSC mit niedriger Auflösung unterteilt wird, werden die Versorgungsbereiche, die in [Fig. 53](#) gezeigt sind, von zwei Pegeln auf drei Pegel vergrößert, wo die Signalausbreitung radial und nach außen erweitert wird. Auch können NTSC Signale niedriger Auflösung mit einem annehmbaren Pegel in dem ersten Signalstörungsbereich **705** erhalten werden, wo NTSC Signale kaum in dem Zweipegelsystem empfangen werden. Es versteht sich, das die Signalstörung auch von einer digitalen Fernsehstation zu einer analogen Fernsehstation eingeschlossen ist.

[0365] Die Beschreibung wird nun fortgesetzt, vorausgesetzt, daß keine digitale Fernsehstation eine Signalstörung mit irgendeiner benachbarten, analogen Fernsehstation hervorrufen sollte. Gemäß einem neuartigen System, das in den USA betrachtet wird, werden unbenutzte Kanäle der bestehenden Sendekanäle für Hochauflösungsfernsehen verwendet, und somit müssen digitale Signale nicht mit analogen Signalen zu Störungen führen. Zu diesem Zweck muß der Übertragungspegel eines digitalen Signals niedriger als auf den verringert werden, der in [Fig. 53](#) gezeigt ist. Wenn das digitale Signal eines des herkömmlichen 16 QAM oder QPSK Modus ist, wird sein Höchaufklärungsfernseh-Versorgungsbereich **708**

verringert, da der Signalstörungsbereich **713**, der durch Kreuzschraffur bezeichnet ist, ziemlich groß ist, wie es in [Fig. 54](#) gezeigt ist. Dies ergibt eine geringere Anzahl Zuschauer und Sponsoren, wodurch ein solches digitales System eine große Schwierigkeit hat, als auf Gewinn ausgerichtetes Geschäft betrieben zu werden.

[0366] [Fig. 55](#) zeigt ein ähnliches Ergebnis gemäß dem System der vorliegenden Erfindung. Wie es offensichtlich ist, ist der Hochauflösungs-Fernsehsignalempfangsbereich **703** ein bißchen kleiner als der gleiche Bereich **708** des herkömmlichen Systems. Jedoch wird der Empfangsbereich **704** für das NTSC Fernsehsignal oder das mit niedrigerer Auflösung verglichen mit dem herkömmlichen System vergrößert. Der schraffierte Bereich stellt ein Bereich dar, wo das NTSC Pegelsignal eines Programms empfangen werden kann, während das Hochauflösungs-Fernsehsignal davon kaum empfangen wird. In dem ersten Störungsbereich **705** können Hochauflösungsfernseh- und NTSC Signale aufgrund der Signalstörung von einer analogen Station **711** nicht empfangen werden.

[0367] Wenn der Pegel der Signale gleich ist, liefert das Mehrpegelübertragungssystem der vorliegenden Erfindung einen kleineren Hochauflösungsfernseh-Versorgungsbereich und einen größeren NTSC Versorgungsbereich zum Empfang eines Hochauflösungsfernseh-Programms auf einem NTSC Signalpegel. Demgemäß wird der Gesamtsendebereich von jeder Station vergrößert und mehr Zuschauer können sich über den Fernseh Fernsehdienst freuen. Des weiteren kann ein Hochauflösungsfernsehen/NTSC verträgliches Fernseh Unternehmen mit wirtschaftlichen Vorteilen und Beständigkeit betrieben werden. Es ist auch beabsichtigt, daß der Pegel eines Sendesignals vergrößert wird, wenn die Steuerung zur Abwendung einer Signalstörung mit benachbarten, analogen Fernsehstationen entsprechend einer scharfen Zunahme bei der Anzahl der heimgenützten, digitalen Empfänger verringert wird. Daher wird der Versorgungsbereich von Hochauflösungs-Fernsehsignalen vergrößert und in dieser Beziehung können die zwei unterschiedlichen Bereiche zum Empfang von digitalen Fernsehsignalpegeln für Hochauflösungsfernsehen/NTSC bzw. NTSC, die in [Fig. 55](#) gezeigt sind, proportional eingestellt werden, indem die Signalpunktentfernung in dem ersten und/oder zweiten Datenstrom verändert wird. Wenn der erste Datenstrom Informationen über die Signalpunktentfernung trägt, kann ein Mehrpegelsignal mit mehr Sicherheit empfangen werden.

[0368] [Fig. 56](#) stellt die Signalstörung zwischen zwei digitalen Fernsehstationen dar, bei denen eine benachbarte Fernsehstation **701a** auch einen digitalen Fernsehdienst liefert, verglichen mit einer analogen Station in [Fig. 52](#). Da der Pegel eines Sendesig-

nals groß wird, wird der Empfangsbereich **703** für den Hochauflösungsfernsehdienst oder ein Fernsehsignal hoher Auflösung bis zu einer Ausdehnung vergrößert, die gleich dem Sendebereich **702** eines analogen Fernsehsystems ist.

[0369] In dem Schnittbereich **714** zwischen zwei Versorgungsbereichen ihrer entsprechenden Stationen kann das empfangene Signal nicht bis zu einem Hochauflösungsfernsehbildpegel unter Verwendung einer üblichen Richtungsantenne wegen der Signalstörung wiedergegeben werden, aber bis zu einem NTSC Bildpegel mit einer bestimmten Richtantenne, die in Richtung zu einer erwünschten Fernsehstation gerichtet ist. Wenn eine stark gerichtete Antenne verwendet wird, wird das empfangene Signal von einer Zielstation als ein Hochauflösungsfernsehbild wiedergegeben. Der Empfangsbereich **704** für Signale geringer Auflösung wird stärker als der Versorgungsbereich **702** des analogen Fernsehsystems vergrößert, und mehrere Schnittbereiche **715**, **716**, die durch die zwei Empfangsbereiche **704** und **704a** ihrer entsprechenden, digitalen Fernsehstationen **701** und **701a** für Signale geringer Auflösung erzeugt worden sind, erlauben, daß das von der Antenne empfangene Signal, die auf eine der zwei Stationen ausgerichtet ist, als ein Bild mit NTSC Pegel wiedergegeben wird.

[0370] Der Hochauflösungsfernseh-Versorgungsbereich des Mehrpegelsignalübertragungssystem der vorliegenden Erfindung selbst wird stark vergrößert, wenn die anwendbaren Signalbeschränkungsregeln bei Entwicklungsabschluß eines zukünftigen, digitalen Fernsehdienst zurückgenommen werden.

[0371] Gegenwärtig liefert das System der vorliegenden Erfindung auch einen weiten Hochauflösungs-Fernsehsignalempfangsbereich wie bei dem herkömmlichen System und ermöglicht insbesondere, daß seine Signalübertragung auf einem NTSC Pegel in einem weiter entfernten oder in Schnittbereichen wiedergegeben wird, wo Fernsehsignale des herkömmlichen Systems kaum empfangen werden. Demgemäß werden signalabschwächende oder Schattenbereiche in dem Sendebereich minimiert.

Ausführungsform 5

[0372] Eine fünfte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung liegt in der Amplitudenmodulation oder dem ASK Verfahren. [Fig. 57](#) stellt die Zuordnung von Signalpunkten eines 4-Pegel ASK Signals gemäß der fünften Ausführungsform dar, bei der vier Signalpunkte mit **721**, **722**, **723** und **724** bezeichnet sind. Die Vierpegelübertragung erlaubt, daß 2-Bit Daten in jeder Zyklusperiode übertragen werden. Es wird angenommen, daß die vier Signalpunkte **721**, **722**, **723**, **724** jeweils zwei-Bit Muster **00**, **01**, **10**, **11** darstellen.

[0373] Zur Vereinfachung der Vierpegelsignalübertragung der Ausführungsform werden die zwei Signalpunkte **721**, **722** als erste Signalpunktgruppe **725** bezeichnet und die anderen zwei **723**, **724** werden als zweite Signalpunktgruppe **726** bezeichnet. Der Abstand zwischen zwei Signalpunktgruppen **725** und **726** wird dann weiter als der zwischen irgendzwei benachbarten Signalpunkten bestimmt. Genauer gesagt wird der Abstand L_0 zwischen den zwei Signalen **722** und **723** weiter als der Abstand L zwischen zwei benachbarten Punkten **721** und **722** oder **723** und **724** angeordnet. Dies wird ausgedrückt als:

$$L_0 > L$$

[0374] Daher liegt dem Mehrpegelsignalübertragungssystem der Ausführungsform $L_0 > L$ zugrunde. Die Ausführungsform ist jedoch nicht auf $L_0 > L$ begrenzt und $L = L_0$ wird vorübergehend oder dauerhaft in Abhängigkeit von den Anforderungen der Konstruktion, der Bedienung und der Einstellung verwendet.

[0375] Den zwei Signalpunktgruppen werden ein-Bit Muster des ersten Datenstroms D_1 zugeordnet, wie es in [Fig. 59\(a\)](#) gezeigt ist. Genauer gesagt wird ein Bit 0 des Binärsystems der ersten Signalpunktgruppe **725** zugeordnet und ein anderes Bit 1 der zweiten Signalpunktgruppe **726**. Dann wird ein ein-Bit Muster des zweiten Datenstroms D_2 jedem Signalpunkt zugeordnet. Beispielsweise wird den zwei Signalpunkten **721**, **723** $D_2 = 0$ zugeordnet und den anderen zwei Signalpunkten **722** und **724** wird $D_2 = 1$ zugeordnet. Jene werden somit durch zwei Bits pro Zeichen ausgedrückt.

[0376] Das Mehrpegelsignalübertragungssystem der vorliegenden Erfindung kann in einem ASK Modus unter Verwendung der vorstehenden Signalpunktzuordnung ausgeführt werden. Das System der vorliegenden Erfindung arbeitet in gleicher Weise wie ein herkömmliches mit gleicher Signalpunktabstandstechnik, wenn das Signal zu Rauschenverhältnis oder die S/N Rate hoch ist. Wenn die S/N Rate niedrig wird und keine Daten durch die herkömmliche Technik wiedergegeben werden können, stellt das vorliegende System die Wiedergabe des ersten Datenstroms D_1 , aber nicht des zweiten Datenstroms D_2 sicher. Mehr im einzelnen ist der Zustand mit niedriger S/N in [Fig. 60](#) gezeigt. Die übertragenen Signalpunkte werden durch eine Gauß-Verteilung jeweils zu den Bereichen **712a**, **722a**, **723a**, **724a** auf der Empfängerseite aufgrund von Rauschen und von Übertragungsverzerrung verschoben. Deshalb wird die Unterscheidung zwischen zwei Signalen **721** und **722** oder **723** und **724**, ausgeführt. Mit anderen Worten wird die Fehlerrate in dem weiten Datenstrom D_2 erhöht. Wie es aus [Fig. 60](#) offensichtlich ist, werden die zwei Signalpunkte **721**, **722** ohne weiteres von den anderen zwei Signalpunkten **723**, **724** unter-

schieden. Die Unterscheidung zwischen den zwei Signalpunktgruppen **725** und **726** kann somit ohne weiteres ausgeführt werden. Als Ergebnis wird der erste Datenstrom D_1 mit einer niedrigeren Fehlerrate wiedergegeben.

[0377] Demgemäß können die zwei unterschiedlichen Pegelidaten D_1 und D_2 gleichzeitig übertragen werden. Insbesondere können der erste und der zweite Datenstrom D_1 und D_2 eines gegebenen Signals, das durch das Mehrpegelübertragungssystem übertragen wird, in dem Bereich wiedergegeben werden, wo die S/N Rate hoch ist, und der erste Datenstrom D_1 kann nur in dem Bereich wiedergegeben werden, wo die S/N Rate niedrig ist.

[0378] [Fig. 61](#) ist ein Blockdiagramm eines Senders **741**, bei dem die Eingangseinheit **742** einen ersten Datenstromeingang **743** und einen zweiten Datenstromeingang **744** umfaßt. Eine Trägerwelle von einem Trägergenerator **64** wird durch eine Multiplikationseinrichtung **746** amplitudenmoduliert, wobei ein Eingangssignal verwendet wird, das über einen Prozessor **745** von der Eingangseinheit **743** zugeführt wird. Das modulierte Signal wird dann durch ein Filter **747** auf ein ASK Signal eines z.B. VSB Modus bandmäßig begrenzt, das dann von einer Ausgangseinheit **748** geliefert wird.

[0379] Die Wellenform des ASK Signals nach dem Filtern wird nun untersucht. [Fig. 62\(a\)](#) zeigt ein Frequenzspektrum des ASK modulierten Signals, bei dem zwei Seitenbänder auf beiden Seiten des Trägerfrequenzbandes vorgesehen sind. Eines der zwei Seitenbänder wird durch das Filter **477** ausgeschlossen, um ein Signal **747** zu erzeugen, das eine Trägerkomponente enthält, wie es in [Fig. 62\(b\)](#) gezeigt ist. Das Signal **749** ist ein VSB Signal, und wenn das Modulationsfrequenzband f_0 ist, wird es in einem Frequenzband von ungefähr $f_0/2$ übertragen. Daher wird die Frequenzausnutzung groß. Unter der Verwendung der Übertragung im VSB Modus kann das ASK Signal von zwei Bit pro Zeichen, wie es in [Fig. 60](#) gezeigt ist, somit in dem Frequenzband eine Datenmenge tragen, die gleich der eines 16 QAM Modus bei vier Bits pro Zeichen ist.

[0380] [Fig. 63](#) ist ein Blockdiagramm eines Empfängers **751**, in dem ein durch eine terrestrische Antenne **32a** empfangenes Eingangssignal durch eine Eingangseinheit **752** zu einem Mischer **753** übertragen wird, wo es mit einem Signal von einem veränderbaren Oszillator **754**, der durch die Kanalauswahl gesteuert wird, zu einem Signal mit einer niedrigeren mittleren Frequenz gemischt wird. Das Signal von dem Mischer **753** wird dann von einer Erfassungseinrichtung **755** erfaßt und durch ein Tiefpaßfilter LPF **756** zu einem Basisbandsignal gefiltert, das zu einer Diskriminator/Rückgewinnungsschaltung **757** übertragen wird. Die Diskriminator/Rückgewinnungs-

schaltung **757** gibt zwei Datenströme, einen ersten D_1 und einen zweiten D_2 , von dem Basisbandsignal wieder und überträgt sie weiter durch einen ersten **758** bzw. einem zweiten Datenstromausgang **759**.

[0381] Die Übertragung eines Fernsehsignals unter Verwendung eines solchen Senders und Empfängers wird erläutert. [Fig. 64](#) ist ein Blockdiagramm eines Videosignalsenders **774**, in dem ein Fernsehsignal hoher Auflösung, z.B. ein Hochauflösungs-Fernsehsignal, durch eine Eingangseinheit **403** einer Teilerschaltung **404** eines ersten Videocodierers **401** zugeführt wird, wo es in vier Fernsehsignalkomponenten hoher/niedriger Frequenz unterteilt wird, die z.B. H_LV_L , H_LV_H , H_HV_L und H_HV_H bezeichnet sind. Diese Wirkung ist identisch mit der dritten Ausführungsform, die vorhergehend unter Bezugnahme auf [Fig. 30](#) beschrieben worden ist, und wird mehr im einzelnen erläutert. Die vier getrennten Fernsehsignale werden jeweils durch einen Komprimierer **405** unter Verwendung einer bekannten Codiertechnik mit einem DPCMDGT Code veränderbarer Länge codiert, die üblicherweise verwendet wird, z.B. in MPEG. Übrigens wird der Bewegungsausgleich des Signals an der Eingangseinheit **403** ausgeführt. Die komprimierten Signale werden durch einen Summierer **771** zu zwei, einem ersten und einem zweiten, Datenströmen D_1 , D_2 summiert. Die Videosignalkomponente niedriger Frequenz oder H_LV_L Signal ist in dem ersten Datenstrom D_1 enthalten. Die zwei Datenstromsignale D_1 , D_2 werden dann zu einem ersten **744** und einem zweiten Datenstromeingang **747** einer Sendereinheit **741** übertragen, wo sie amplitudenmoduliert und zu einem ASK Signal vom z.B. VSB Modus summiert werden, das von einer terrestrischen Antenne für einen Fernsehdienst ausgestrahlt wird.

[0382] [Fig. 65](#) ist ein Blockdiagramm eines Fernsehempfängers für ein solches digitales Fernsehsystem. Ein digitales Fernsehsignal, das von einer terrestrischen Antenne **32a** empfangen worden ist, wird einem Eingang **752** einer Empfängereinheit **751** in dem Fernsehempfänger **781** zugeführt. Das Signal wird dann zu einer Erfassungs/Demodulationsschaltung **760** übertragen, wo ein erwünschtes Kanalsignal ausgewählt und zu zwei, einem ersten und einem zweiten, Datenströmen D_1 , D_2 demoduliert wird, die dann einem ersten **758** bzw. einem zweiten Datenstromausgang **759** zugeführt werden. Die Wirkung in der Empfängereinheit **751** ist ähnlich zu der vorhergehend beschriebenen und wird nicht mehr im einzelnen erklärt. Die zwei Datenströme D_1 , D_2 werden zu einer Teilereinheit **776** geschickt, in der D_1 durch eine Teilereinrichtung **777** in zwei Komponenten unterteilt wird; eine oder die komprimierte H_LV_L wird zu einem ersten Eingang **521** eines zweiten Videodecodierers **422** übertragen, und die andere wird einem Summierer **778** zugeführt, wo sie vor der Übertragung zu einem zweiten Eingang **531** des zweiten Videodeco-

dierers **422** zu D_2 summiert wird. Die komprimierte H_LV_L wird dann von dem ersten Eingang **521** zu einem ersten Expander **523** geschickt, wo sie zu H_LV_L der ursprünglichen Länge expandiert wird, was dann zu einem Videomischer **458** und einer Seitenverhältnisänderungsschaltung **779** übertragen wird. Wenn das eingegebene Fernsehsignal ein Hochauflösungs-Fernsehsignal ist, stellt H_LV_L ein NTSC Signal für einen Breitschirm dar. Wenn das gleiche ein NTSC Signal ist, stellt H_LV_L ein Videosignal geringerer Auflösung dar, z.B. MPEG1, als einen NTSC Pegel.

[0383] Das eingegebene Fernsehsignal der Ausführungsform ist ein Hochauflösungs-Fernsehsignal, und H_LV_L wird ein NTSC Signal für Breitschirm. Wenn das Seitenverhältnis einer verfügbaren Anzeige 16:9 ist, wird H_LV_L unmittelbar durch eine Ausgangseinheit als ein 16:9 Videoausgang **426** geliefert. Wenn die Anzeige ein Seitenverhältnis von 4:3 hat, wird H_LV_L durch die Seitenverhältnisänderungsschaltung **779** zu dem Format eines Briefkastens oder einer Seitentafel verschoben und wird dann als ein Videoausgang **425** mit einem entsprechenden Format von der Ausgangseinheit **780** geliefert.

[0384] Der zweite Datenstrom D_2 , der von dem zweiten Datenstromausgang **759** dem Summierer **778** zugeführt worden ist, wird mit dem Ausgang der Teilereinrichtung **777** zu einem Summsignal summiert, das dann dem zweiten Eingang **531** des zweiten Videodecodierers **422** zugeführt wird. Das Summsignal wird weiter zu einer Teilerschaltung **531** übertragen, wo es in drei komprimierte Formate von H_LV_H , H_HV_L und H_HV_H unterteilt wird. Die drei komprimierten Signale werden dann einem zweiten **535**, einem dritten **536** bzw. einem vierten Expander **537** zum Umwandeln durch Expansion zu H_LV_H , H_HV_L und H_HV_H der ursprünglichen Länge zugeführt. Die drei Signale werden mit H_LV_L durch den Videomischer **548** zu einem zusammengesetzten Hochauflösungs-Fernsehsignal summiert, das durch einen Ausgang **546** des zweiten Videodecodierers der Ausgangseinheit **780** zugeführt wird. Schließlich wird das Hochauflösungs-Fernsehsignal von der Ausgangseinheit **780** als ein Hochauflösungsfernseh-Videosignal **427** geliefert.

[0385] Die Ausgangseinheit **780** ist angeordnet, um eine Fehlerrate in dem zweiten Datenstrom des zweiten Datenstromausgangs **759** durch eine Fehlerratenbestimmungseinrichtung **782** zu erfassen, und wenn die Fehlerrate hoch ist, wird systematisch H_LV_L der Videodaten geringer Auflösung geliefert.

[0386] Demgemäß wird das Mehrpegelsignalübertragungssystem für eine Übertragung und einem Empfang von digitalen Fernsehsignalen machbar. Zum Beispiel können, wenn eine Senderstation für ein Fernsehsignal nahe ist, der erste und der zweite

Datenstrom eines empfangenen Signals erfolgreich wiedergegeben werden, um ein Hochauflösungsfernseh-Qualitätsbild zu zeigen. Wenn die Senderstation weit entfernt ist, kann der erste Datenstrom zu einer H_LV_L wiedergegeben werden, die zu einem Fernsehbild geringer Auflösung umgewandelt wird. Daher wird irgendein Fernseh Programm in einem weiteren Bereich empfangen und mit einer Bildqualität im Bereich von einem Hochauflösungsfernseh – bis NTSC Pegel angezeigt.

[0387] [Fig. 66](#) ist ein Blockdiagramm, das eine andere Anordnung des Fernsehempfängers zeigt. Wie es gezeigt ist, enthält die Empfängereinheit **751** nur einen ersten Datenstromausgang **768**, und somit ist die Verarbeitung des zweiten Datenstroms oder von Hochauflösungsfernsehdaten nicht nötig, so daß die Gesamtkonstruktion minimiert werden kann. Es ist eine gute Idee, den ersten Videodecodierer **421**, der in [Fig. 31](#) gezeigt ist, als einen Videodecodierer des Empfängers zu haben. Demgemäß wird ein Bild mit NTSC Pegel wiedergegeben. Der Empfänger wird mit viel geringeren Kosten hergestellt, da er nicht die Fähigkeit hat, irgendein Signal mit Hochauflösungsfernsehpegel zu empfangen, und wird stark vom Markt akzeptiert. Kurz gesagt kann der Empfänger als ein angepaßter Tuner zum Empfang eines digitalen Fernsehsignals verwendet werden, ohne eine Abänderung bei dem bestehenden Fernsehsystem einschließlich einer Anzeige zu verlangen.

[0388] Der Fernsehempfänger **781** kann eine weitere Ausgestaltung haben, die in [Fig. 67](#) gezeigt ist und als ein Satellitenfernsehempfänger zur Demodulation von PSK Signalen und ein terrestrischer Fernsehempfänger zur Demodulation von ASK Signalen dient. Im Einsatz wird ein PSK Signal, das von einer Satellitenantenne **32** empfangen wird, durch einen Mischer **786** mit einem Signal von einem Oszillator **787** zu einem Signal niedriger Frequenz gemischt, das dann durch eine Eingangseinheit **34** einem Mischer **753** zugeführt wird, der ähnlich dem in [Fig. 63](#) gezeigten ist. Das Signal niedriger Frequenz des PSK oder QAM Modus in einem gegebenen Kanal des Fernsehsatellitensystems wird zu einem Modulator **35** übertragen, wo zwei Datenströme D_1 und D_2 von dem Signal wiedergegeben werden. D_1 und D_2 werden durch eine Teilereinrichtung **788** zu einem zweiten Videodecodierer **422** geschickt, wo sie in ein Videosignal umgewandelt werden, das dann von einer Ausgangseinheit **780** geliefert wird. Auch wird ein digitales oder analoges, terrestrisches Fernsehsignal, das von einer terrestrischen Antenne **32a** empfangen worden ist, durch eine Eingangseinheit **752** dem Mischer **753** zugeführt, wo ein erwünschter Kanal in der gleichen Weise ausgewählt wird, wie es in [Fig. 63](#) beschrieben worden ist, und als ein Basisbandsignal niedriger Frequenz erfaßt wird. Das Signal analoger Form wird direkt zur Demodulation zu dem Demodulator **35** geschickt.

[0389] Das Signal digitaler Form wird dann einer Diskriminator/Wiedergabeschaltung **757** zugeführt, wo zwei Datenströme D_1 und D_2 von dem Signal wiedergegeben werden. D_1 und D_2 werden durch den zweiten Videodecodierer **422** in ein Videosignal umgewandelt, das dann weiter geliefert wird. Ein analoges Fernsehsatellitensignal wird zu einem Videodemodulator **788** übertragen, wo es zu einem analogen Videosignal AM-demoduliert wird, das dann von der Ausgangseinheit **780** geliefert wird. Es versteht sich, daß der Mischer **753** des Fernsehempfänger **781**, der in [Fig. 67](#) gezeigt ist, kompatibel zwischen zwei Fernsehdiensten, einem Satelliten- und einem terrestrischen Dienst, ausgebildet ist. Auch kann eine Empfängerschaltung, die eine Erfassungseinrichtung **755** und ein Tiefpaßfilter TPF **756** zur AM-Demodulation eines analogen Signals einschließt, kompatibel mit einem digitalen ASK Signal des terrestrische Fernseh Dienstes verwendet werden. Der Hauptteil, der in [Fig. 67](#) gezeigten Ausgestaltung ist zur kompatiblen Verwendung ausgestaltet, so daß die Schaltungs-konstruktion minimiert wird.

[0390] Gemäß der Ausführungsform wird ein 4-Pegel ASK Signal in zwei Pegelkomponenten, D_1 und D_2 , zur Ausführung einer Mehrpegelsignalübertragung im ein-Bit Modus unterteilt. Wenn ein 8-Pegel ASK Signal verwendet wird, wie es in [Fig. 68](#) gezeigt ist, kann es in einer ein-Bit Modus drei-Pegelanordnung D_1 , D_2 und D_3 übertragen werden. Wie es in [Fig. 68](#) gezeigt ist, ist D_1 acht Signalpunkten **721a**, **721b**, **722a**, **722b**, **723a**, **723b**, **724a**, **724b** zugeordnet, wobei jedes Paar ein zwei-Bit Muster darstellt, D_2 wird vier kleinen Signalpunktgruppen **721**, **722**, **723**, **724** geordnet, wobei jeweils zwei Gruppen ein zwei-Muster darstellen, und D_3 wird zwei großen Signalpunktgruppen **725** und **726** zugeordnet, die ein zwei-Bit Muster darstellen. Insbesondere ist dies einer Form äquivalent, bei der jeder der vier Signalpunkte **721**, **722**, **723**, **724**, die in [Fig. 57](#) gezeigt sind, in zwei Komponenten unterteilt ist, so daß Daten mit drei unterschiedlichen Pegeln erzeugt werden.

[0391] Die drei-Pegel Signalübertragung ist identisch mit der bei der dritten Ausführungsform beschrieben und wird nicht im einzelnen weiter erklärt.

[0392] Insbesondere wird die Anordnung des Videocodierers **401** der dritten Ausführungsform, die in [Fig. 30](#) gezeigt ist, durch eine Abänderungen ersetzt, deren Blockdiagramm [Fig. 69](#) ist. die Arbeitsweise der abgeänderten Anordnung ist ähnlich und wird nicht mehr im einzelnen beschrieben. Zwei Videosignalteilerschaltungen **404** und **404a**, die Unterbandfilter sein können, sind vorgesehen, und bilden eine Teilereinheit **794**. Die Teilereinheit **794** kann auch einfacher ausgebildet sein, wie es in dem Blockdiagramm der [Fig. 70](#) gezeigt ist, in dem ein Signal

durch eine einzige Tellerschaltung zweimal in einem Zeiteilungsmodus hindurchgeht. Genauer gesagt wird ein Videosignal von z.B. Hochauflösungsfernsehen oder Super-Hochauflösungsfernsehen von der Eingangseinheit **402** in bezug auf die Zeitbasis durch einen Zeitbasiskomprimierer **795** komprimiert und der Tellerschaltung **404** zugeführt, wo es in vier Komponenten $H_H V_H-H$, $H_H V_L-H$ und $H_L V_H-H$ bei einem ersten Zyklus geteilt wird. Zu dieser Zeit bleiben vier Schalter **765**, **765a**, **765b**, **765c** in die Position 1 geschaltet, so daß $H_H V_H-H$, $H_H V_L-H$ und $H_L V_H-H$ zu einer Komprimierschaltung **405** übertragen werden. Währenddessen wird $H_L V_L-H$ durch den Anschluß **1** des Schalters **765c** zu dem Zeitbasiskomprimierer **795** rückgeführt. Bei einem zweiten Zyklus werden die vier Schalter **765**, **765a**, **765b**, **767c** in die Position 2 geschaltet, und alle vier Komponenten der Teiler-schaltung **404** werden gleichzeitig zu der Komprimierschaltung **405** übertragen. Demgemäß kann die Teilereinheit **794** der [Fig. 70](#), die zur Zeiteilungsverarbeitung eines Eingangssignals ausgestaltet ist, in einer einfacheren Teiler-schaltungsform konstruiert werden.

[0393] Auf der Empfängerseite wird ein solcher Videodecodierer, wie er bei der dritten Ausführungsform beschrieben und in [Fig. 30](#) gezeigt ist, zur drei-Pegel-Übertragung eines Videosignals benötigt. Insbesondere ist ein dritter Videodecodierer **423** vorgesehen, der zwei Mischer **556** und **556a** unterschiedlicher Verarbeitungsfähigkeit enthält, wie es in dem Blockdiagramm der [Fig. 71](#) gezeigt ist.

[0394] Auch kann der dritte Videodecodierer **423** abgeändert werden, indem die gleiche Wirkung mit einem einzelnen Mischer **556** ausgeführt wird, wie es in [Fig. 72](#) gezeigt ist. Zum ersten Zeitpunkt bleiben fünf Schalter **765**, **765a**, **765b**, **765c**, **765d** in die Position 1 geschaltet. Daher werden $H_L V_L$, $H_L V_H$, $H_H V_H$ und $H_H V_L$ von einem ersten **522**, einem zweiten **522a**, einem dritten **522b** und einem vierten Expander **522c** durch ihre entsprechende Schalter dem Mischer **556** zugeführt, wo sie zu einem einzigen Videosignal gemischt werden. Das Videosignal, das $H_L V_L-H$ eines eingegebenen Hochauflösungsvideosignals darstellt, wird dann zurück durch den Anschluß **1** des Schalter **765d** zu dem Anschluß **2** des Schalter **765c** geführt. Zum zweiten Zeitpunkt werden die vier Schalter **765**, **765a**, **765b**, **765c** in die Position 2 geschaltet. Somit werden $H_H V_H-H$, $H_H V_L-H$, $H_L V_H-H$ und $H_L V_L-H$ zu dem Mischer **556** übertragen, wo sie zu einem einzelnen Videosignal gemischt werden, das dann über den Anschluß **2** des Schalter **765d** zu der Ausgangseinheit **554** zur weiteren Zulieferung geschickt wird.

[0395] Auf diese Weise der Zeiteilungsverarbeitung eines drei-Pegelsignals können zwei Mischer durch einen Mischer ersetzt werden.

[0396] Insbesondere werden vier Komponenten H_LV_L , H_LV_H , H_HV_L , H_HV_H zugeführt, um zum ersten Zeitpunkt H_LV_L -H zu erzeugen. Dann werden H_LV_H -H, H_HV_L -H und H_HV_H -H zum zweiten Zeitpunkt, gegenüber dem ersten Zeitpunkt verzögert, zugeführt und mit H_LV_L -L zu einem Sollvideosignal gemischt. Es ist somit wesentlich, die zwei Wirkungen in einem Zeitintervall auszuführen.

[0397] Wenn die vier Komponenten einander überlappt werden oder in einer variablen Folge zugeführt werden, müssen sie in bezug auf die Zeitbasis auf eine gegebene Folge unter Verwendung von Speichern eingestellt werden, die ihre entsprechenden Schaltern **765**, **765a**, **765b**, **765c** begleiten. In der vorstehenden Weise wird ein Signal von dem Sender zu zwei unterschiedlichen Synchronisierungsperioden gesendet, wie es in **Fig. 73** gezeigt ist, so daß keine Zeitbasissteuerschaltung in dem Empfänger benötigt wird, der somit kompakter ausgestaltet wird.

[0398] Wie es in **Fig. 73** gezeigt wird, ist D_1 der erste Datenstrom eines Sendersignals und H_LV_L , H_LV_H , H_HV_L und H_HV_H werden auf dem D_1 Kanal bei der Periode des ersten Zeitpunkts übertragen. Dann werden bei der Periode des zweiten Zeitpunkts H_LV_H -H, H_HV_L -H und H_HV_H -H auf dem D_2 Kanal übertragen. Wenn das Signal mit einer Zeitteilungsfolge übertragen wird, kann der Codierer in dem Empfänger einfacher ausgebildet werden.

[0399] Die Technik, die Anzahl der Expander in dem Decodierer zu verringern, wird nun erklärt. **Fig. 74-b** zeigt eine Zeitbasiszuordnung von vier Datenkomponenten **810**, **810a**, **810b**, **810c** eines Signals. Wenn andere vier Datenkomponenten **811**, **811a**, **811b**, **811c** zwischen die vier Datenkomponenten **811**, **811a**, **811b**, **811c** jeweils eingeführt werden, können letztere in Zeitintervallen überragen werden. Beim Einsatz erhält der zweite Videodecodierer **422**, der in **Fig. 74-a** gezeigt ist, die vier Komponenten des ersten Datenstroms D_1 an einem ersten Eingang **521** und überführt sie nacheinander durch einen Schalter **812** zu einem Expander **503**. Insbesondere wird die zuerst zugeführte Komponente **810** während des Zuführens der Komponente **811** expandiert, und nach Abschluß der Verarbeitung der Komponente **812** wird die nachfolgende Komponente **810a** zugeführt. Daher kann der Expander **503** eine Reihe von Komponenten in Zeitintervallen durch die gleiche Zeitteilungsart wie die des Mischers verarbeiten, so daß die gleichzeitige Wirkung einer Anzahl von Expandern ersetzt wird.

[0400] **Fig. 75** ist eine Zeitbasiszuordnung von Datenkomponenten eines Hochauflösungs-Fernsehsignals, in dem $H_LV_L(1)$ eine NTSC Komponente des Signals des ersten Kanals für ein Fernseh Programm einem Datenbereich **821** des D_1 Signals zugeteilt ist. Auch sind H_LV_H , H_HV_L und H_HV_H , die zusätzliche

Hochauflösungsfernseh-Komponenten des Signals des ersten Kanals tragen, jeweils drei Bereichen **821a**, **821b**, **821c** des D_2 Signals zugeteilt. Es gibt weitere Datenkomponenten **822**, **822a**, **822b**, **822c** zwischen den Datenkomponenten des Signals des ersten Kanals, die somit mit einer Expanderschaltung während der Übertragung der anderen Daten expandiert werden können. Daher werden alle Datenkomponenten eines Signals eines Kanals durch einen einzigen Expander verarbeitet, der bei einer höheren Geschwindigkeit arbeiten kann.

[0401] Ähnliche Wirkungen werden durch Zuordnung der Datenkomponenten zu anderen Bereichen **821**, **821a**, **821b**, **821c** sichergestellt, wie es in **Fig. 76** gezeigt ist. Dies wird wirksamer bei der Übertragung und beim Empfang eines üblichen QPSK oder ASK Signals, das keine unterschiedlichen, digitalen Pegel hat.

[0402] **Fig. 77** zeigt eine Zeitbasiszuordnung von Datenkomponenten während der physikalischen zwei-Pegel-Übertragung von Daten mit drei unterschiedlichen Signalpegeln: z.B. NTSC, Hochauflösungsfernsehen und Super-Hochauflösungsfernsehen oder NTSC mit geringer Auflösung, NTSC mit Standardauflösung und Hochauflösungsfernsehen. Zum Beispiel wird zur Übertragung von drei Datenkomponenten von NTSC mit geringer Auflösung, von Standard-NTSC und Hochauflösungsfernsehen das NTSC geringer Auflösung oder H_LV_L dem Datenbereich **821** des D_1 Signals zugeteilt. Auch werden H_LV_H , H_HV_L und H_HV_H der NTSC Standardkomponente jeweils drei Bereichen **821a**, **821b**, **821c** zugeteilt. H_LV_H -H, H_HV_L -H und H_HV_H -H der Hochauflösungsfernseh-Komponente werden jeweils den Bereichen **823** **823a** und **823b** zugeteilt.

[0403] Die vorstehende Zuordnung ist mit einer solchen logischen Pegelanordnung auf der Grundlage einer Unterscheidung bei der Fehlerkorrekturfähigkeit verbunden, wie sie in der zweiten Ausführungsform beschrieben worden ist. Insbesondere wird H_LV_L auf dem D_{1-1} Kanal des D_1 Signals getragen. Der D_{1-1} Kanal hat eine größere Fehlerkorrekturfähigkeit als der D_{1-2} Kanal, wie es bei der zweiten Ausführungsform beschrieben worden ist. Der D_{1-1} Kanal hat eine größere Redundanz aber eine niedrigere Fehlerrate als der D_{1-2} Kanal, und die Daten **821** können bei einer geringeren S/N Rate als die der anderen Daten **821a**, **821b**, **821c** wiedergegeben werden. Insbesondere wird eine NTSC Komponente niedriger Auflösung an einer weit entfernten Stelle von der Senderantenne oder in einem signalabschwächenden oder Schattenbereich, z.B. in dem Inneren eines Fahrzeugs, wiedergegeben. Im Hinblick auf die Fehlerrate wird die Date **821** des D_{1-1} Kanals weniger durch die Signalstörung als die anderen Daten **821a**, **821b**, **821c** des D_{1-2} Kanals beeinflusst, während sie spezifisch unterschieden wird und auf einem unterschied-

lichen, logischen Pegel bleibt, wie es bei der zweiten Ausführungsform beschrieben worden ist. Während D_1 und D_2 in zwei physikalische unterschiedliche Pegel aufgeteilt werden, sind die Pegel, die durch Unterscheidung der Entfernung zwischen Fehlerkorrekturcoden bestimmt werden, unterschiedlich in dem logischen Pegel angeordnet.

[0404] Die Demodulation von D_2 Daten verlangt eine höhere S/N Rate als die für D_1 Daten. Beim Betrieb kann ein H_LV_L oder NTSC Signal niedriger Auflösung wenigstens in einem fernliegenden oder schlechten S/N Versorgungsbereich wiedergegeben werden. H_LV_H , H_HV_L und H_HV_H können zusätzlich in einem Bereich mit niedrigerem S/N wiedergegeben werden. Dann können in einem Bereich mit hohem S/N H_LV_H-H , H_HV_L-H und H_HV_H-H Komponenten auch wiedergegeben werden, um ein Hochauflösungs-Fernsehsignal zu erzeugen. Demgemäß können Fernsehsignale mit drei unterschiedlichen Pegeln wiedergegeben werden. Dies Verfahren ermöglicht, daß das Signalempfangsbereich, der in [Fig. 53](#) gezeigt ist, von einem doppelten Bereich zu einem dreifachen Bereich vergrößert wird, wie es in [Fig. 90](#) gezeigt ist, so daß eine größere Möglichkeit sichergestellt wird, sich an Fernseh Programmen zu erfreuen.

[0405] [Fig. 78](#) ist ein Blockdiagramm des dritten Videodecodierers, der für die Zeitbasiszuordnung von Daten ausgebildet ist, die in [Fig. 77](#) gezeigt sind, und der ähnlich dem in [Fig. 72](#) gezeigten mit der Ausnahme ist, daß der dritte Eingang **551** für das D_3 Signal fortgelassen ist und die in [Fig. 74-a](#) gezeigte Ausbildung hinzugefügt ist.

[0406] Beim Betrieb werden das D_1 und D_2 Signal durch die Eingangseinheiten **521**, **530** jeweils einem Schalter **812** bei dem ersten Zeitpunkt zugeführt. Da ihre Komponenten, die H_LV_L einschließen, zeitgeteilt sind, werden sie in einer Folge durch den Schalter **812** zu einem Expander **503** übertragen. Diese Folge wird nun unter Bezugnahme auf die Zeitbasiszuordnung der [Fig. 77](#) erklärt. Eine komprimierte Form von H_LV_L des ersten Kanals wird zuerst dem Expander **503** zugeführt, wo es expandiert wird. Dann werden H_LV_H , H_HV_L und H_HV_H expandiert. Alle vier expandierten Komponenten werden durch einen Schalter **812a** zu einem Mischer **556** geschickt, wo sie gemischt werden, um H_LV_L-H zu erzeugen. H_LV_L-H wird dann von dem Anschluß 1 eines Schalters **765a** durch den Eingang **2** eines Schalters **765** zu dem H_LV_L Eingang des Mixers **556** zurückgeführt.

[0407] Beim zweiten Zeitpunkt werden H_LV_H-H , H_HV_L-H und H_HV_H des D_2 Signals, das in [Fig. 77](#) gezeigt ist, dem Expander **503** zugeführt, wo sie expandiert werden, bevor sie durch den Schalter **821a** zu dem Mischer **556** übertragen werden. Sie werden durch den Mischer **556** zu einem Hochauflösungs-Fernsehsignal gemischt, das durch den An-

schluß 2 des Schalters **765a** der Ausgangseinheit **521** zur weiteren Weitergabe zugeführt wird. Die Zeitbasiszuordnung von Datenkomponenten Übertragung, die in [Fig. 77](#) gezeigt ist, trägt zu der einfachsten Ausgestaltung des Expanders und des Mixers bei. Obgleich [Fig. 77](#) zwei, D_1 und D_2 , Signalpegel zeigt, ist eine vier-Pegel-Übertragung eines Fernsehsignals machbar, wobei die Hinzufügung eines D_3 Signals und Hochauflösungs-Fernsehsignals von Superauflösung verwendet wird.

[0408] [Fig. 79](#) stellt eine Zeitbasiszuordnung von Datenkomponenten eines Fernsehsignals mit physikalischem drei-Pegel D_1 , D_2 , D_3 dar, in dem Datenkomponenten desselben Kanals so angeordnet sind, daß sie einander mit der Zeit nicht überlappen. [Fig. 80](#) ist ein Blockdiagramm eines abgeänderten Videodecodierers **423** ähnlich der [Fig. 78](#), bei dem ein dritter Eingang **521a** hinzugefügt ist. Die Zeitbasiszuordnung der Datenkomponenten, die in [Fig. 79](#) gezeigt sind, trägt auch zu der einfachen Konstruktion des Decodierers bei.

[0409] Die Arbeitsweise des abgeänderten Decodierers **423** ist nahezu identisch mit der des in [Fig. 78](#) gezeigten und ist mit der Zeitbasiszuordnung verbunden, die in [Fig. 77](#) gezeigt ist, und wird nicht mehr erklärt. Es ist auch möglich, Datenkomponenten auf dem D_1 Signal zu multiplexen, wie es in [Fig. 81](#) gezeigt ist. Jedoch werden die zwei Daten **821** und **822** bei der Fehlerkorrekturfähigkeit stärker als die anderen Datenkomponenten **821a**, **812b**, **812c** vergrößert, so daß sie auf einem höheren Signalpegel bleiben. Insbesondere wird die Datenzuordnung zur Übertragung auf einem physikalischen Pegel, aber einer Beziehung von zwei logischen Pegeln, gemacht. Auch wird jede Datenkomponente des zweiten Kanals zwischen zwei benachbarten Datenkomponenten des ersten Kanals eingeführt, so daß eine serielle Verarbeitung auf der Empfängerseite ausgeführt werden kann, und die gleichen Wirkungen wie die der Zeitbasiszuordnung, die in [Fig. 79](#) gezeigt ist, werden somit erhalten.

[0410] Die Zeitbasiszuordnung von Datenkomponenten, die in [Fig. 81](#) gezeigt sind, basiert auf dem logischen Pegelmodus und kann auch bei dem physikalischen Pegelmodus ausgeführt werden, wenn die Bit-Übertragungsraten der zwei Datenkomponenten **821** und **822** auf 1/2 oder 1/3 gesenkt wird, um dadurch die Fehlerrate zu verringern. Die physikalische Pegelanordnung besteht aus drei unterschiedlichen Pegeln.

[0411] [Fig. 82](#) ist ein Blockdiagramm eines anderen abgeänderten Videodecodierers **423** zum Decodieren des D_1 Signals, das zeitbasismäßig angeordnet ist, wie es in [Fig. 81](#) gezeigt ist, was eine einfachere Konstruktion als die in [Fig. 80](#) gezeigte ist. Seine Arbeitsweise ist identisch mit der des Decodierers, der

in [Fig. 80](#) gezeigt ist, und wird nicht mehr erklärt.

Ausführungsform 6

[0412] Es versteht sich, daß die Zeitbasiszuordnung von Datenkomponenten, die in [Fig. 81](#) gezeigt ist, auch zu der einfachen Ausgestaltung des Expanders und Mischers beiträgt. Auch werden vier Datenkomponenten des D_1 Signals bei entsprechenden Zeitscheiben einem Mischer **556** zugeführt. Daher kann die Schaltungsausbildung des Mischers **556** oder eine Mehrzahl von Schaltungsblöcken, wie sie in dem Videomischer **548** der [Fig. 32](#) vorgesehen ist, zum Ändern der Verbindung dazwischen entsprechend jeder Datenkomponente angeordnet werden, so daß sie bei der Zeiteilungswirkung kompatibel werden, und somit die Schaltungsstruktur minimiert wird.

[0413] Demgemäß kann der Empfänger in der Gesamtkonstruktion minimiert werden.

[0414] Es versteht sich, daß die fünfte Ausführungsform nicht auf die ASK Modulation beschränkt ist und die anderen Verfahren, einschließlich PSK und QAM Modulation, wie sie bei der ersten, zweiten und dritten Ausführungsform beschrieben worden sind, mit gleichem Erfolg verwendet werden können.

[0415] Auch kommt die FSK Modulation bei jeder der Ausführungsformen in Frage. Zum Beispiel werden die Signalpunkte eines FSK Signals mit mehreren Pegeln, das aus vier Frequenzkomponenten f_1 , f_2 , f_3 , f_4 besteht, in Gruppen unterteilt, wie es in [Fig. 58](#) gezeigt ist, und wenn die Strecke zwischen irgendwelchen zwei Gruppen voneinander zur leichten Unterscheidung beabstandet ist, kann die Mehrpegelübertragung des FSK Signals ausgeführt werden, wie es in [Fig. 83](#) dargestellt ist.

[0416] Insbesondere wird angenommen, daß die Frequenzgruppe **841** mit f_1 und f_2 $D_1 = 0$ zugeordnet ist und die Gruppe **842** mit f_3 und f_4 $D_1 = 1$ zugeordnet ist. Wenn f_1 und f_3 0 bei D_2 darstellen und f_2 und f_4 1 bei D_2 darstellen, wird eine zwei-Bit Datenübertragung, ein Bit bei D_1 oder D_2 , möglich, wie es in [Fig. 83](#) gezeigt ist. Wenn die S/N Rate hoch ist, wird eine Kombination von $D_1 = 0$ und $D_2 = 1$ bei $t = t_3$ konstruiert und eine Kombination von $D_1 = 1$ und $D_2 = 0$ bei $t = t_4$. Wenn die S/N Rate niedrig ist, wird nur $D_1 = 0$ bei $t = t_3$ und $D_1 = 1$ bei $t = t_4$ wiedergegeben. Auf diese Weise kann das FSK Signal in der Mehrpegelordnung übertragen werden. Diese FSK Signalübertragung mit Mehrfachzustand ist auf die jeweilige dritte, vierte und fünfte Ausführungsform anwendbar.

[0417] Die fünfte Ausführungsform kann auch in der Form einer magnetischen Aufzeichnungs/Wiedergabevorrichtung ausgeführt werden, wovon ein Blockdiagramm in [Fig. 84](#) gezeigt ist, weil die ASK Modus Arbeitsweise für einen magnetischen Aufzeichnungs- und Wiedergabebetrieb geeignet ist.

[0418] Eine sechste Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist auf eine magnetische Aufzeichnungs- und Wiedergabevorrichtung anwendbar. Obwohl die oben beschriebene fünfte Ausführungsform die vorliegende Erfindung auf ein Mehrpegel aufzeichnungs-ASK-Datenübertragungssystem anwendet, ist es auch in gleicher Weise machbar, diese Erfindung in einer magnetischen Aufzeichnungs- und Wiedergabevorrichtung eines Mehrpegel-ASK-Aufzeichnungssystems zu übernehmen. Eine Mehrpegelmagnetaufzeichnung kann durch Eingliederung des C-GDM-Systems der vorliegenden Erfindung in PSK, FSK, QAM sowie ASK realisiert werden.

[0419] Zuallererst wird das Verfahren zur Realisierung einer Mehrpegel aufzeichnung in einer 16QAM oder 32QAM-Magnetaufzeichnungs-Wiedergabevorrichtung unter Bezugnahme auf das C-CDM-System der vorliegenden Erfindung erläutert. [Fig. 84](#) ist ein Schaltungsblockdiagramm, das ein QAM-System zeigt, das einen C-CDM-Modulator beinhaltet. Im Folgenden wird ein QAM-System, das durch den C-CDM-Modulator gemultiplext wird, als SRQAM bezeichnet.

[0420] Wie es in [Fig. 84](#) gezeigt ist, wird ein Eingangsvideosignal, z.B. ein HDTV Signal, zu einer magnetischen Aufzeichnungs/Wiedergabevorrichtung **851** unterteilt und durch einen Videokodierer **401** in ein Bandsignal niedriger Frequenz durch einen ersten Videokodierer **401(a)** bzw. ein Bandsignal hoher Frequenz durch einen zweiten Videokodierer **401(b)** komprimiert. Dann wird eine Bandkomponente niedriger Frequenz, z.B. $H_L V_L$, des Videosignals einer ersten Datenstromeingangs **743** einer Eingangseinheit **742** zugeführt, und eine Bandkomponente hoher Frequenz, die $H_H V_H$ einschließt, wird einem zweiten Datenstromeingang **744** davon zugeführt. Die zwei Komponenten werden des weiteren zu einem Modulator **749** einer Modulator/Demodulatoreinheit **852** übertragen.

[0421] Der erste Datenstromeingang **743** fügt dem Signal im niedrigen Frequenzband einen Fehlerkorrekturcode in einem ECC **743a** hinzu. Andererseits ist der zweite Datenstrom, der dem zweiten Datenstromeingang **744** zugeführt wird, 2 Bit im Falle von 16 SRQAM, 3 Bit im Falle von 36 SRQAM und 4 Bit im Falle von 64 SRQAM. Nachdem ein Fehlerkorrekturcode in einem ECC **744a** codiert wurde, wird dieses Signal an einen Trellis-Kodierer **744b** geliefert, in dem ein Trellis-Kodiertes Signal erzeugt wird, das ein Verhältnis 1/2 im Falle von 16 SRQAM, 2/3 im Falle von 32 SRQAM und 3/4 im Falle von 64 SRQAM hat. Ein **64** SRQAM-Signal hat beispielsweise einen ersten Datenstrom von 2 Bit und einen zweiten Datenstrom von 4 Bit. Ein Trellis-Kodierer von [Fig. 128](#) erlaubt, dass dieses 64 SRQAM-Signal eine Trellis-Ko-

dierung des Verhältnisses 3/4 durchführt, wobei 3-Bit-Daten in 4-Bit-Daten konvertiert werden. Dadurch erhöht sich die Redundanz und die Datenrate verringert sich, während sich die Fehlerkorrekturmöglichkeit erhöht. Dies resultiert in einer Verringerung der Fehlerrate bei derselben Datenrate. Demgemäß wird sich der Umfang an übertragbarer Information des Aufzeichnungs-/Wiedergabesystems oder des Übertragungssystems wesentlich erhöhen.

[0422] Es ist jedoch möglich, den ersten Datenstromeingang **743** zu bilden, um einen Trellis-Kodierer auszuschließen, wie in [Fig. 84](#) dieser sechsten Ausführungsform gezeigt ist, da der erste Datenstrom inhärent eine niedrige Fehlerrate aufweist. Angesichts einer Vereinfachung der Schaltungskonfiguration wird dies vorteilhaft sein. Der zweite Datenstrom weist jedoch eine enge Inter-Code-Distanz, verglichen mit dem ersten Datenstrom, auf und hat deshalb eine schlechtere Fehlerrate. Die Trellis-Kodierung des zweiten Datenstroms verbessert solch eine schlechtere Datenrate. Es besteht kein Zweifel daran, dass eine Gesamtschaltungskonfiguration einfacher wird, wenn die Trellis-Kodierung des ersten Datenstroms beseitigt ist. Eine Operation zur Modulation ist beinahe identisch zu der des Senders der fünften Ausführungsform, die in [Fig. 64](#) gezeigt ist, und wird nicht weiter erläutert. Ein modulierte Signal des Modulators **749** wird einer Aufzeichnungs-/Wiedergabeschaltung **853** zugeführt, in der es durch einen Gittervorspannungsgenerator **856** AC-vorgespannt und durch einen Verstärker **857a** verstärkt wird. Danach wird das Signal einem Magnetkopf **854** zur Aufzeichnung auf einem Magnetband **855** zugeführt.

[0423] Ein Format des Aufzeichnungssignals ist in einer Aufzeichnungssignalfrequenzzuweisung von [Fig. 113](#) gezeigt. Ein Hauptsignal **859**, z.B. SRQAM, mit einem Träger der Frequenz f_c zeichnet Informationen auf, und gleichzeitig ist auch ein Pilotsignal f_p , **859a** mit einer Frequenz $2f_c$ aufgezeichnet. Verzerrungen in der Aufzeichnungsoperation werden verringert, da ein Vorspannungssignal **859b** mit einer Frequenz f_{BIAS} eine AC-Vorspannung zur Magnetaufzeichnung hinzufügt. Zwei der Dreipegelsignale, die in [Fig. 113](#) gezeigt sind, werden in mehrfachen Zuständen aufgezeichnet. Um diese aufgezeichneten Signale zu reproduzieren, sind zwei Schwellen $Th-1-2$, $Th-2$ vorgegeben. Ein Signal **858** wird beide der zwei Pegel reproduzieren, während ein Signal **859c** nur D_1 -Daten reproduzieren wird, abhängig von dem S/N-Pegel der Aufzeichnung/Wiedergabe.

[0424] Ein Hauptsignal des 16 SRQAM wird eine Signalpunktzuordnung aufweisen, wie sie in Spur **10** gezeigt ist. Weiterhin wird ein Hauptsignal von 36 SRQAM eine Signalpunktzuordnung aufweisen, wie sie in [Fig. 100](#) gezeigt ist. Bei der Reproduktion dieses Signals werden das Hauptsignal **859** und das Pi-

lotsignal **859a** durch den Magnetkopf **854** reproduziert und durch einen Verstärker **857b** verstärkt. Ein Ausgangssignal des Verstärkers **857b** wird einer Trägerreproduktionsschaltung **858** zugeführt, in der ein Filter **858h** die Frequenz des Pilotsignals f_p , das eine Frequenz $2f_0$ aufweist, abtrennt, und ein 1/2-Frequenzteiler **858b** reproduziert eine Trägerfrequenz f_0 , um es an einen Demodulator **760** zu überfragen. Dieser reproduzierte Träger wird benutzt, um das Hauptsignal in dem Demodulator **760** zu demodulieren. Vorausgesetzt, dass ein Magnetaufzeichnungsband **855**, z.B. ein HDTV-Band, eine hohe S/N-Rate aufweist, sind 16 Signalpunkte unterscheidbar, und so werden sowohl D_1 als auch D_2 in dem Demodulator **760** demoduliert. Anschließend reproduziert ein Videodekodierer **402** all diese Signale. Ein HDTV VCR kann ein Fernsehsignal mit hoher Bitrate, wie etwa ein 15Mbps HDTV-Signal, reproduzieren. Je niedriger die S/N-Rate ist, desto geringer sind die Kosten eines Videobandes. Bis jetzt ist ein VHS im Markt mehr als 10dB in der S/N-Rate minderwertiger als ein die volle Skala ausnutzendes Übertragungsband. Wenn ein Videoband **855** eine niedrige S/N-Rate aufweist, wird es nicht in der Lage sein, all die 16 oder 32 mit Werten versehenen Signalpunkte zu unterscheiden. Deshalb kann der erste Datenstrom D_1 reproduziert werden, während ein 2-Bit, 3-Bit oder 4-Bit Datenstrom des zweiten Datenstroms D_2 nicht reproduziert werden kann. Nur ein 2-Bit-Datenstrom des ersten Datenstroms wird reproduziert. Wenn ein Zweipegel-HDTV-Videosignal aufgezeichnet und reproduziert wird, kann ein Band mit niedrigem S/N, das eine ungenügende Fähigkeit zur Reproduktion eines Videosignals mit hohem Frequenzband aufweist, nur ein Videosignal mit niedrigem Frequenzband des ersten Datenstroms mit geringer Rate ausgeben, speziell z.B. ein 7Mbps breites NTSC Fernsehsignal.

[0425] Wie in einem Blockdiagramm der [Fig. 114](#) gezeigt ist, können der zweite Datenstromausgang **759**, der zweite Datenstromeingang **744**. und der zweite Videodekodierer **402a** ausgeschlossen werden, um Kunden einen Aspekt von Produkten niedrigeren Grades zu beschaffen. In diesem Fall wird eine Aufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtung **851**, die einer niedrigen Bit-Rate gewidmet ist, einen Modulator, wie etwa einen modifizierten QPSK, einschließen, der nur den ersten Datenstrom moduliert und demoduliert. Diese Vorrichtung erlaubt nur die Aufzeichnung und die Reproduktion des ersten Datenstroms. Speziell kann ein Videosignal mit breitem NTSC-Grad aufgezeichnet und reproduziert werden.

[0426] Oben beschriebenes Videoband **855** mit hoher S/N-Rate, das in der Lage ist, ein Signal mit hoher Bit-Rate aufzuzeichnen, z.B. ein HDTV-Signal, wird die Benutzung in solch einer Magnetaufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtung, die einer Bit-Rate gewidmet ist, ermöglichen, wird aber nur den ersten

Datenstrom D_1 reproduzieren. D.h., das breite NTSC-Signal wird ausgegeben, während der zweite Datenstrom nicht reproduziert wird. In anderen Worten kann eine Aufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtung, die eine komplizierte Konfiguration aufweist, ein HDTV-Signal reproduzieren, und die andere Aufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtung, die eine einfache Konfiguration aufweist, kann ein breites NTSC-Signal reproduzieren, wenn ein vorgegebenes Videoband **855** dasselbe Mehrpegel-HDTV-Signal einschließt. Demgemäß werden im Falle von Zweipegel-Mehrfachzuständen vier Kombinationen mit perfekter Kompatibilität zwischen zwei Bändern, die unterschiedliche S/N-Raten und zwei Aufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtungen mit unterschiedlichen Aufzeichnungs-/Wiedergabedatenraten realisiert. Dies wird einen bemerkenswerten Effekt mit sich bringen. In diesem Fall wird eine NTSC gewidmete Vorrichtung verglichen mit einer HDTV gewidmeten Vorrichtung einfach in ihrer Konstruktion sein. Im Einzelnen wird eine Schaltskala des EDTV-Dekodierers $1/6$ der Schaltskala eines HDTV-Dekodierers betragen. Deshalb kann eine Vorrichtung mit niedriger Funktion mit ziemlich geringen Kosten realisiert werden. Die Realisierung von zwei Typen von Aufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtungen, HDTV und EDTV, mit unterschiedlicher Aufzeichnungs-/Reproduktionsfähigkeit der Bildqualität wird Produkte verschiedenen Typs schaffen, die in einem breiten Preisbereich liegen. Die Benutzer können ein Band unter einer Vielzahl von Bändern frei auswählen, von einem teuren Band mit hoher S/N-Rate bis zu einem billigeren Band mit niedriger S/N-Rate, je nachdem, wie die Gelegenheit es erfordert, um eine erforderliche Bildqualität zu erfüllen. Es wird nicht nur die Erhaltung einer perfekten Kompatibilität, sondern auch das Erreichen einer erweiterbaren Fähigkeit erzielt, und weitere Kompatibilität mit einem zukünftigen System wird sichergestellt. Folglich wird es möglich sein, langanhaltende Standards für Aufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtungen aufzustellen. Andere Aufzeichnungsverfahren werden auf dieselbe Weise benutzt werden. Beispielsweise wird eine Mehrpegelaufzeichnung durch Benutzung einer Phasenmodulation, wie sie in der ersten und dritten Ausführungsform erläutert wurde, realisiert werden. Eine Aufzeichnung unter Benutzung von ASK, wie sie in der fünften Ausführungsform erläutert wurde, wird auch möglich sein. Ein Vielfachzustand wird realisiert werden durch Umwandlung der derzeitigen Aufzeichnung von Zweipegel zu Vierpegel und durch Aufteilung in zwei Gruppen, wie in den **Fig. 59(c)** und **59(d)** gezeigt ist.

[0427] Ein Schaltungsblockdiagramm für ASK ist identisch zu dem in **Fig. 84** offenbarten. Neben bereits beschriebenen Ausführungsformen wird auch eine Mehrpegelaufzeichnung durch Benutzung mehrfacher Spuren auf einem Magnetband realisiert werden. Ferner wird eine theoretische Mehrpegelauf-

zeichnung durch Unterscheidung der Fehlerkorrekturfähigkeit derart, dass entsprechende Daten unterschieden werden, durchführbar.

[0428] Kompatibilität mit zukünftigen Standards wird unten beschrieben werden. Das Aufstellen von Standards für Aufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtungen wie ein VCR wird normalerweise unter Berücksichtigung des in der Praxis verfügbaren Bandes mit der höchsten S/N-Rate durchgeführt. Die Aufzeichnungscharakteristiken von Bändern schreiten rapide voran. Beispielsweise ist die S/N-Rate um mehr als 10dB verglichen mit dem vor 10 Jahren benutzten Band verbessert worden. Wenn angenommen wird, dass neue Standards nach 10 bis 20 Jahren aufgrund eines Fortschritts der Bändeigenschaft aufgestellt werden, wird ein herkömmliches Verfahren Schwierigkeiten haben, Kompatibilität mit älteren Standards zu erhalten. Tatsächlich sind neue und alte Standards für gewöhnlich in einer Richtung kompatibel oder nicht untereinander kompatibel. Im Gegensatz sind gemäß der vorliegenden Erfindung die Standards zunächst zur Aufzeichnung und/oder Reproduktion des ersten Datenstroms und/oder des zweiten Datenstroms auf derzeitigen Bändern aufgestellt. Danach wird, wenn die S/N-Rate zukünftig in starkem Maße verbessert wird, ein Datenstrom mit höherem Pegel, z.B. ein dritter Datenstrom, ohne irgendeine Schwierigkeit hinzugefügt werden, solange die vorliegende Erfindung in dem System aufgenommen ist. Beispielsweise wird ein super HDTV VCR, der in der Lage ist, ein Dreipegel-64 SRQAM-Signal aufzuzeichnen oder zu reproduzieren, unter Beibehaltung perfekter Kompatibilität mit den herkömmlichen Standards realisiert werden. Ein Magnetband, das als erstes dritte Datenströme gemäß neuen Standards aufzeichnet, wird natürlich auch in der Lage sein, in der älteren Zweipegel-Magnetwiedergabe-/Aufzeichnungsvorrichtung benutzt zu werden, die zur Aufzeichnung/Reproduktion nur erster und zweiter Datenströme in der Lage ist. In diesem Fall können erste und zweite Datenströme perfekt reproduziert werden, obwohl der dritte Datenstrom nicht reproduziert belassen wird. Deshalb kann ein HDTV-Signal reproduziert werden. Aus diesen Gründen wird als Verdienst die Erweiterung des Umfangs von Aufzeichnungsdaten unter Beibehaltung der Kompatibilität zwischen neuen und alten Standards erwartet.

[0429] Zurückkehrend zu der Erläuterung der Wiedergabeoperation von **Fig. 84** reproduzieren der Magnetkopf **854** und die Magnetreproduktionsschaltung **855** ein Reproduktionssignal von dem Magnetband **855** und führen es der Modulations-/Demodulationsschaltung **852** zu. Die Demodulationsoperation ist annähernd identisch mit der ersten, dritten und vierten Ausführungsform und wird nicht weiter erläutert. Der Demodulator **760** reproduziert die ersten und zweiten Datenströme D_1 und D_2 . Der zweite Daten-

strom D_2 ist fehlerkorrigiert mit hohem Codegewinn in einem Trellis-Dekodierer **759b** wie etwa einem Vitabidekodierer, um eine niedrige Fehlerrate zu haben. Der Videodekodierer **402** demoduliert D_1 und D_2 Signale, um ein HDTV-Videosignal auszugeben.

[0430] [Fig. 131](#) ist ein Blockdiagramm, das eine Dreipegel-Magnetaufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtung gemäß der vorliegenden Erfindung zeigt, die einen theoretischen Pegel zusätzlich zu zwei physikalischen Pegeln aufweist. Dieses System ist im Wesentlichen dasselbe wie das von [Fig. 84](#). Der Unterschied besteht darin, dass der erste Datenstrom weiter in zwei Hilfskanäle durch Benutzung eines TDM unterteilt ist, um eine Dreipegelkonstruktion zu realisieren.

[0431] Wie in [Fig. 131](#) gezeigt ist, ist ein HDTV-Signal als allererstes in zwei Videosignale im mittleren und niedrigen Frequenzband D_{1-1} und D_{1-2} durch einen 1-1 Videokodierer **401c** und einen 1-2 Videokodierer **401d** unterteilt und wird danach einem ersten Datenstromeingang **743** der ersten Eingangssektion **742** zugeführt. Der Datenstrom D_{1-1} , der eine Bildqualität mit MPEG-Rate aufweist, ist fehlerkorrekturkodiert mit hohem Codegewinn in einem ECC-Kodierer **743a**, während der Datenstrom D_{1-2} fehlerkorrekturkodiert mit normalen Codegewinn in einem ECC-Kodierer **743b** ist. D_{1-1} und D_{1-2} sind zusammen zeitgemultiplext in einem TDM **743c**, um einen Datenstrom D_1 zu ergeben. D_1 und D_2 sind in zwei Pegelsignale in einem C-CDM **749** moduliert und dann auf dem Magnetband **855** mittels des Magnetkopfes **854** aufgezeichnet.

[0432] Bei der Wiedergabeoperation wird ein Aufzeichnungssignal, das durch den Magnetkopf **854** reproduziert wird, in D_1 und D_2 durch einen C-CDM Demodulator **760** in der gleichen Weise wie bei der Erläuterung von [Fig. 84](#) demoduliert. Der erste Datenstrom D_1 wird in zwei Nebenkanäle D_{1-1} und D_{1-2} mittels des TDM **758c**, der in dem ersten Datenstromausgang **758** vorgesehen ist, demoduliert. Die D_{1-1} Daten werden in einem ECC-Dekodierer **758a**, der einen hohen Codegewinn aufweist, fehlerkorrigiert. Deshalb können die D_{1-1} Daten bei einer geringeren S/N-Rate verglichen mit den D_{1-2} Daten demoduliert werden. Ein 1-1 Videodekodierer **402a** dekodiert die D_{1-1} Daten und gibt ein LDTV-Signal aus. Andererseits werden die D_{1-2} Daten in einem ECC-Dekodierer **758b**, der einen normalen Codegewinn aufweist, fehlerkorrigiert. Deshalb haben die D_{1-2} Daten einen Schwellenwert hoher S/N-Rate verglichen mit den D_{1-1} Daten und werden deshalb nicht demoduliert, wenn ein Signalpegel nicht groß ist. Die D_{1-2} Daten werden dann in einem 1-2 Videodekodierer **402d** demoduliert und mit den D_{1-1} Daten summiert, um ein EDTV-Signal von breitem NTSC-Grad auszugeben.

[0433] Der zweite Datenstrom D_2 ist Vitabi demodu-

liert in einem Trellis-Dekodierer **759b** und fehlerkorrigiert in einem ECC-Dekodierer **759a**. Deshalb werden D_2 Daten in ein Videosignal im hohen Frequenzband mittels eines zweiten Videodekodierers **402b** umgewandelt und dann mit den D_{1-1} und D_{1-2} Daten summiert, um ein HDTV-Signal auszugeben. In diesem Fall wird ein Schwellenwert der S/N-Rate der D_2 Daten größer gesetzt als derjenige der S/N-Rate der D_{1-2} Daten. Demgemäß werden D_{1-1} Daten, d.h. ein LDTV-Signal, von einem Band **855**, das eine kleinere S/N-Rate aufweist, reproduziert werden. D_{1-1} und D_{1-2} Daten, d.h. ein EDTV-Signal, wird von einem Band **855**, das eine normale S/N-Rate aufweist, reproduziert werden. Und D_{1-1} , D_{1-2} und D_2 Daten, d.h. ein HDTV-Signal, werden von einem Band, das eine hohe S/N-Rate, aufweist, reproduziert werden.

[0434] Dreipegel-/Magnetaufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtungen können auf diese Weise realisiert werden. Wie in der vorstehenden Beschreibung beschrieben wurde, hat das Band **855** eine Wechselbeziehung zwischen S/N-Rate und Kosten. Die vorliegende Erfindung erlaubt Benutzern, gemäß einem Inhalt eines Fernsehprogramms, das sie aufzeichnen wollen, einen Grad eines Bandes auszuwählen, weil Videosignale, die Bildqualitäten von drei Gradstufen aufweisen, in Übereinstimmung mit Bandkosten aufgezeichnet und/oder reproduziert werden können.

[0435] Als nächstes wird ein Effekt der Mehrpegelaufzeichnung bezüglich Schnellvorschubwiedergabe beschrieben werden. Wie in einem Aufzeichnungsspurdiagramm von [Fig. 132](#) gezeigt ist, sind eine Aufzeichnungsspur **855a**, die einen Azimuthwinkel A aufweist, und eine Aufzeichnungsspur **855b**, die einen entgegengesetzten Azimuthwinkel B aufweist, wechselweise auf dem Magnetband **855** angeordnet. Die Aufzeichnungsspur **855a** hat einen Aufzeichnungsbereich **855c** bei ihrem zentralen Anteil und den Rest als D_{1-2} Aufzeichnungsbereiche **855d**, wie es in der Zeichnung bezeichnet ist. Dieses einzigartige Aufzeichnungsmuster ist auf wenigstens einer der mehrfachen Aufzeichnungsspuren vorgesehen. Der Aufzeichnungsbereich **855c** zeichnet einen Rahmen des LDTV-Signals auf. Ein Signal D_2 im hohen Frequenzband ist auf einem D_2 Aufzeichnungsbereich **855e**, der einem gesamten Aufzeichnungsbereich der Aufzeichnungsspur **855a** entspricht, aufgezeichnet. Dieses Aufzeichnungsformat bewirkt keinen neuen Effekt gegenüber einer Aufzeichnungs-/Wiedergabeoperation mit normaler Geschwindigkeit.

[0436] Eine Schnellvorschubreproduktion in umgekehrter Richtung erlaubt keinen Magnetkopfverlauf **855f** mit einem Azimuthwinkel A, mit der Magnetspur zusammenzufallen, wie es in der Zeichnung gezeigt ist. Da die vorliegende Erfindung den D_{1-1} Aufzeichnungsbereich **855c** bei einem zentralen engen Bereich des Magnetbandes vorsieht, wie es in [Fig. 132](#)

gezeigt ist, wird nur dieser Bereich sicher reproduziert, obwohl er mit einer vorbestimmten Wahrscheinlichkeit erscheint. Das in dieser Weise reproduzierte D_{1-1} Signal kann eine vollständige Bildebene derselben Zeit demodulieren, obwohl seine Bildqualität ein LDTV vom MPEG1-Pegel ist. Auf diese Weise können mehrere bis mehrere Zehner LDTV-Signale mit perfekten Bildern während der Schnellvorschubwiedergabeoperation reproduziert werden wodurch Benutzern ermöglicht wird, während der Schnellvorschuboperation auf sichere Weise Bilder zu bestätigen.

[0437] Ein Kopfverlauf **855g** entspricht einem Kopfverlauf in der umgekehrten Wiedergabeoperation, wodurch es verständlich wird, dass nur ein Teil der Magnetspur in der umgekehrten Wiedergabeoperation verfolgt wird. Das in **432** gezeigte Aufzeichnungs-/Wiedergabeformat erlaubt jedoch, sogar in solch einer umgekehrten Wiedergabeoperation den D_{1-1} Aufzeichnungsbereich zu reproduzieren, und deshalb wird eine Animation vom LDTV-Grad in Abständen ausgegeben.

[0438] Demgemäß ermöglicht es die vorliegende Erfindung, eine Bilddarstellung vom LDTV-Grad innerhalb eines engen Bereichs auf der Aufzeichnungsspur aufzuzeichnen, was in einer Reproduktion in Abständen von beinahe perfekten Standbildern mit einer Bildqualität vom LDTV-Grad während normaler und umgekehrter Schnellvorschubwiedergabeoperation resultiert. Dadurch können Benutzer leicht dargestellte Bilder sogar bei Hochgeschwindigkeitssuche bestätigen.

[0439] Als nächstes wird ein weiteres Verfahren beschrieben, um eine Schnellvorschubwiedergabeoperation mit höherer Geschwindigkeit anzusprechen. Ein D_{1-1} Aufzeichnungsbereich **855c** ist, wie unten rechts von [Fig. 132](#) gezeigt ist, vorgesehen, so dass ein Rahmen eines LDTV-Signals darin aufgezeichnet wird. Weiterhin ist ein enger D_{1-1} D_2 Aufzeichnungsbereich **855h** in einem Teil des D_{1-1} Aufzeichnungsbereichs **855c** vorgesehen. Ein Nebenkanaal D_{1-1} in diesem Bereich zeichnet einen Teil der Information auf, die sich auf den einen Rahmen des LDN-Signals bezieht. Der Rest der LDTV-Information wird in dem D_2 Aufzeichnungsbereich **855j** des D_{1-1} D_2 Aufzeichnungsbereichs **855h** in einer verdoppelten Weise aufgezeichnet. Der Hilfskanaal D_2 hat eine Datenaufzeichnungskapazität, die drei- bis fünfmal so groß ist wie die des Hilfskanals D_{1-1} . Deshalb können die Hilfskanäle D_{1-1} und D_2 eine Rahmeninformation des LDTV-Signals auf einem kleineren ($1/3-1/5$) Bereich des Aufzeichnungsbandes aufzeichnen. Da der Kopfverlauf in noch engeren Bereichen **855h**, **855j** aufgezeichnet werden kann, sind Zeit und Bereich um $1/3-1/5$ verglichen mit einer Kopfverlaufszeit T_{S1} verringert. Selbst wenn der Verlauf des Kopfes weiter durch Vergrößerung des Schnellvorschubgeschwindigkeitsumfangs geneigt wird, wird die Wahrchein-

lichkeit einer Spurverfolgung dieses Bereichs vergrößert werden. Demgemäß werden perfekte LDTV Bilddarstellungen in Abständen reproduziert, selbst wenn die Schnellvorschubgeschwindigkeit bis zu 3 bis 5 mal so stark erhöht wird wie im Fall nur des Hilfskanals D_{1-1} .

[0440] Im Falle eines Zweipegel-VCR ist dieses Verfahren bei der Reproduktion des D_2 Aufzeichnungsbereichs **855j** nutzlos, und deshalb wird dieser Bereich in einer Hochgeschwindigkeits-Schnellvorschubwiedergabeoperation nicht reproduziert. Andererseits wird ein Dreipegel-Hochleistungs-VCR Benutzern ermöglichen, eine Bilddarstellung zu bestätigen, selbst wenn eine Schnellvorschubwiedergabeoperation bei einer höheren Geschwindigkeit, die drei- bis fünfmal so hoch ist wie die des Zweipegel-VCR, ausgeführt wird. In anderen Worten wird nicht nur exzellente Bildqualität in Übereinstimmung mit Kosten erhalten, sondern eine maximale Schnellvorschubgeschwindigkeit, die die Reproduktion von Bilddarstellungen ermöglicht, kann in Übereinstimmung mit den Kosten erhöht werden.

[0441] Obwohl diese Ausführungsform ein Mehrpegelmodulationssystem benutzt, braucht nicht gesagt zu werden, dass ein normales, z.B. 16 QAM, Modulationssystem, genommen werden kann, um die Schnellvorschubwiedergabeoperation gemäß der vorliegenden Erfindung zu realisieren, soweit eine Kodierung von Bilddarstellungen von mehrfachem Typ ist.

[0442] Ein Aufzeichnungsverfahren eines herkömmlichen nicht-vielfachen digitalen VCR, in dem Bilddarstellungen stark komprimiert sind, verteilt Videodaten gleichförmig. Deshalb war es nicht möglich, in einer Schnellvorschubwiedergabeoperation all die Bilddarstellungen einer Bildebene derselben Zeit zu reproduzieren. Das reproduzierte Bild war dasjenige, das aus einer Vielzahl von Bilddarstellungsblöcken bestand, die nicht einander übereinstimmende Zeitbasen hatten. Die vorliegende Erfindung schafft jedoch ein Mehrpegel-HDTV VCR, welches Bilddarstellungsblöcke, die übereinstimmende Zeitbasen haben, auf einer gesamten Bildebene während einer Schnellvorschubwiedergabeoperation reproduzieren kann, obwohl seine Bildqualität vom LDTV-Grad ist. Die Dreipegelauzeichnung gemäß der vorliegenden Erfindung wird die Reproduktion eines hoch auflösenden Fernsehsignals, wie eines HDTV-Signals, ermöglichen, wenn das Aufzeichnungs-/Wiedergabesystem eine S/N-Rate aufweist. Inzwischen werden ein Fernsehsignal vom EDTV-Grad, z.B. ein breites NTSC-Signal, oder ein Fernsehsignal vom LDTV-Grad, z.B. ein niedrig auflösendes NTSC-Signal, reproduziert werden, wenn das Aufzeichnungs-/Wiedergabesystem eine niedrige S/N-Rate aufweist oder von minderer Funktion ist. Wie in der vorstehenden Beschreibung beschrieben

kann die Magnetaufzeichnungs-/Wiedergabevorrichtung gemäß der vorliegenden Erfindung Bild Darstellungen reproduzieren, die aus demselben Inhalt bestehen, selbst wenn die S/N-Rate gering ist oder eine Fehlerrate hoch ist, obwohl die Auflösung oder die Bildqualität relativ niedrig sind.

Ausführungsform 7

[0443] Eine siebte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird zur Ausführung einer vier-Pegel-Videosignalübertragung beschrieben. Eine Kombination der vier-Pegel-Signalübertragung und der vier-Pegel-Videodatenkonstruktion erzeugt einen vier-Pegel Signalversorgungsbereich, wie es in [Fig. 91](#) gezeigt ist. Der vier-Pegel Versorgungsbereich besteht von innen her aus einem ersten **890a**, einem zweiten **890b**, einem dritten **890c** und einem vierten Signalempfangsbereich **890d**. Das Verfahren zum Entwickeln eines solchen vier-Pegel-Sendebereichs wird mehr im einzelnen erläutert.

[0444] Die vier-Pegel-Anordnung kann ausgeführt werden, indem vier physikalische, unterschiedliche Pegel verwendet werden, die durch Modulation bestimmt sind, oder vier logische Pegel, die durch Datenunterscheidung bei der Fehlerkorrekturfähigkeit definiert sind. Die erstere liefert einen großen Unterschied der S/N Rate zwischen zwei benachbarten Pegeln und die S/N Rate muß vergrößert werden, um alle vier Pegel voneinander zu unterscheiden. Der letzteren liegt die Wirkung der Demodulation zugrunde, und eine Differenz bei der S/N Rate zwischen benachbarten Pegeln sollte bei einem Minimum bleiben. Daher wird die vier-Pegel-Anordnung am besten konstruiert, indem eine Kombination von zwei physikalischen Pegeln und zwei logischen Pegeln verwendet wird. Die Unterteilung eines Videosignals in vier Signalpegel wird erläutert.

[0445] [Fig. 93](#) ist ein Blockdiagramm einer Teilerschaltung **3**, die eine Videoteilerschaltung **895** und vier Komprimierer **405a**, **405b**, **405c**, **405d** umfaßt. Die Videoteilerschaltung **895** enthält drei Teilerschaltungen **404a**, **404b**, **404c**, die identisch mit der Teilerschaltung **404** des ersten Videocodierers **401** ausgebildet sind, der in [Fig. 30](#) gezeigt ist, und die nicht mehr erläutert werden. Ein Eingangsvideosignal wird durch die Teilerschaltung in vier Komponenten unterteilt, $H_L V_L$ für Daten geringer Auflösung, $H_H V_H$ für Daten hoher Auflösung und $H_L V_H$ und $H_H V_L$ für Daten mittlerer Auflösung. Die Auflösung von $H_L V_L$ ist die Hälfte derjenigen, des ursprünglichen Eingangssignals.

[0446] Das Eingangsvideosignal wird zuerst durch die Teilerschaltung **404a** in zwei, eine hohe und eine niedrige, Frequenzbandkomponente unterteilt, von denen jede in einen horizontalen und einen vertikalen Abschnitt unterteilt wird. Die Zwischenstelle zwi-

schen dem hohen und dem niedrigen Frequenzbereich ist ein Unterteilungspunkt gemäß der Ausführungsform. Daher hat $H_L V_L$, wenn das Eingangsvideosignal ein Hochauflösungs-Fernsehsignal mit einer vertikalen Auflösung von 1000 Zeilen ist, eine vertikale Auflösung von 500 Zeilen und eine horizontale Auflösung mit dem halben Wert.

[0447] Jede der zwei Daten, horizontal und vertikal, der niedrigen Frequenzkomponente $H_L V_L$ wird weiter durch die Teilerschaltung **404c** in zwei Frequenzbandabschnitt unterteilt. Daher hat ein $H_L V_L$ Abschnittsausgang **250** Zeilen an vertikaler Auflösung und 1/4 der ursprünglichen, horizontalen Auflösung. Dieser Ausgang der Teilerschaltung **404c**, der als ein LL Signal bezeichnet wird, wird dann durch den Komprimierer **405a** zu einem $D_{1,1}$ Signal komprimiert.

[0448] Die anderen drei höheren Frequenzabschnitte von $H_L V_L$ werden durch einen Mischer **772c** zu einem LH Signal gemischt, das darin durch den Komprimierer **405b** zu einem $D_{1,2}$ Signal komprimiert wird. Der Komprimierer **405b** kann durch drei Komprimierer ersetzt werden, die zwischen der Teilerschaltung **404c** und dem Mischer **772c** vorgesehen sind.

[0449] $H_L V_H$, $H_H V_L$ und $H_H V_H$ von der Teilerschaltung **404a** werden durch einen Mischer **772a** zu einem $H_H V_H$ -H Signal gemischt. Wenn das Eingangssignal so hoch wie 1000 Zeilen bei der horizontalen und der vertikalen Auflösung ist, hat $H_H V_H$ -H 500 bis 1000 Zeilen an horizontaler und vertikaler Auflösung. $H_H V_H$ -H wird der Teilerschaltung **404b** zugeführt, wo es erneut in vier Komponenten geteilt wird.

[0450] Ähnlich hat $H_L V_L$ von der Teilerschaltung **404b** 500 bis 750 Zeilen an horizontaler und vertikaler Auflösung und wird als ein HL Signal zu dem Komprimierer **405c** übertragen.

[0451] Die anderen drei Komponenten $H_L V_H$, $H_H V_L$ und $H_H V_H$ von der Teilerschaltung **404b** haben 750 bis 1000 Zeilen an horizontaler und vertikaler Auflösung und werden durch einen Mischer **772b** zu einem HH Signal gemischt, das dann durch den Komprimierer **405** kontrolliert wird und als $D_{2,2}$ Signal geliefert wird. Nach der Komprimierung wird das HL Signal als ein $D_{2,1}$ Signal geliefert. Als Ergebnis trägt LL oder $D_{1,1}$ eine Frequenzdate von 0 bis 250 Zeilen, LH oder $D_{1,2}$ trägt eine Frequenzdate von mehr als 250 Zeilen bis zu 500 Zeilen, HL oder $D_{2,1}$ trägt eine Frequenzdate von mehr als 500 Zeilen bis zu 750 Zeilen und HH oder $D_{2,2}$ trägt eine Frequenzdate von mehr als 750 Zeilen bis 1000 Zeilen, so daß die Teilerschaltung **3** ein vier-Pegel-Signal erzeugen kann. Demgemäß wird, wenn die Teilerschaltung **3** des Senders **1**, die in [Fig. 87](#) gezeigt ist, durch die Teilerschaltung der [Fig. 93](#) ersetzt wird, die Übertragung eines vier-Pegel-Signals ausgeführt.

[0452] Die Kombination von Mehr-Pegel-Daten und einer Mehr-Pegel-Übertragung ermöglicht, daß ein Videosignal stufenweise bezüglich der Bildqualität proportional zu der S/N Rate während der Übertragung verschlechtert wird, so daß zu der Vergrößerung des Fernsehversorgungsbereichs beigetragen wird. Auf der Empfängerseite ist die Arbeitsweise der Demodulation und Rückgewinnung identisch mit der des zweiten Empfängers der zweiten Ausführungsform, der in [Fig. 88](#) gezeigt ist und nicht mehr erklärt wird. Insbesondere ist der Mischer **37** zur Videosignalübertragung statt zur Datenkommunikation abgeändert und wird nun mehr im einzelnen erklärt.

[0453] Wie es beider zweiten Ausführungsform beschrieben worden ist, wird ein empfangenes Signal, nachdem es demoduliert und fehlerkorrigiert worden ist, als eine Gruppe von vier Komponenten D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} dem Mischer **37** des zweiten Empfängers **33** der [Fig. 88](#) zugeführt.

[0454] [Fig. 94](#) ist ein Blockdiagramm eines abgeänderten Mischers **33**, in dem D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} durch ihre entsprechenden Expander **523a**, **523b**, **523c**, **523** jeweils zu einem LL, einem LH, einem HL und einem HH Signal expandiert werden, die zu jenen äquivalenten sind, die zusammen mit [Fig. 93](#) beschrieben worden sind. Wenn die Bandbreite des Eingangssignals **1** ist, hat LL eine Bandbreite von $1/4$, LL + LH hat eine Bandbreite von $1/2$, LL + LH + HL hat eine Bandbreite von $3/4$ und LL + LH + HL + HH hat eine Bandbreite von 1 . Das LH Signal wird dann durch eine Teilerschaltung **531a** unterteilt und durch einen Videomischer **548a** mit dem LL Signal gemischt. Ein Ausgang des Videomischers **548a** wird zu einem $H_L V_L$ Anschluß eines Videomischers **548c** übertragen. Der Videomischer **531a** ist identisch mit dem des zweiten Decodierers **527** der [Fig. 32](#) und wird nicht mehr erklärt. Auch wird das HH Signal durch eine Teilerschaltung **531b** unterteilt und einem Videomischer **548b** zugeführt. Bei dem Videomischer **548b** wird das HH Signal mit dem HL Signal zu einem $H_H V_H$ -H Signal gemischt, das dann durch eine Teilerschaltung **531c** geteilt und zu dem Videomischer **548c** geschickt wird. Bei dem Videomischer **548c** wird $H_H V_H$ -H mit dem Summensignal von LH und LL zu einem Videoausgang kombiniert. Der Videoausgang des Mischers **33** wird dann zu der Ausgangseinheit **36** des zweiten Empfängers übertragen, der in [Fig. 88](#) gezeigt ist, wo er in ein Fernsehsignal zur Abgabe umgewandelt wird. Wenn das Originalsignal 1050 Zeilen vertikale Auflösung hat oder ein Hochauflösungs-Fernsehsignal mit einer Auflösung von ungefähr 1000 Zeilen ist, können seine vier unterschiedlichen Signalpegelkomponenten in ihren entsprechenden Signalempfangsbereichen empfangen werden, wie es in [Fig. 91](#) gezeigt ist.

[0455] Die Bildqualität der vier unterschiedlichen Komponenten wird mehr im einzelnen beschrieben.

Die Darstellung der [Fig. 92](#) gibt eine Kombination der [Fig. 86](#) und [Fig. 91](#) wieder. Wie es offensichtlich ist, wird, wenn die S/N Rate zunimmt, der Gesamtsignalpegel oder die Größe der Date von **862d** auf **862a** in Schritten von vier Signalpegeln D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} erhöht.

[0456] Auch werden, wie es in [Fig. 95](#) gezeigt ist, die vier verschiedenen Pegelkomponenten LL, LH, HL und HH proportional zu der S/N Rate angesammelt. Genauer gesagt wird die Qualität eines wiedergegebenen Bildes erhöht, wenn der Abstand von einer Senderantenne klein wird. Wenn $L = L_d$, wird die LL Komponente wiedergegeben. Wenn $L = L_c$, wird das LL + LH Signal wiedergegeben. Wenn $L = L_b$, wird das LL + LH + HL Signal wiedergegeben. Wenn $L = L_a$, wird das LL + LH + HL + HH Signal wiedergegeben. Als Ergebnis wird, wenn die Bandbreite des ursprünglichen Signals **1** ist, die Bildqualität bei $1/4$ Schritten der Bandbreite von $1/4$ bis 1 in Abhängigkeit von dem Empfangsgebiet verstärkt. Wenn das Originalsignal ein Hochauflösungsfernsehen mit 1000 Linien vertikaler Auflösung ist, hat das wiedergegebene Fernsehsignal **250**, **500**, **750** und **1000** Linien Auflösung in seinen entsprechenden Empfangsgebieten. Die Bildqualität wird somit in Schritten in Abhängigkeit von dem Pegel eines Signals verändert. [Fig. 96](#) zeigt die Signalausbreitung eines herkömmlichen digitalen Hochauflösungs-Fernsehsignalübertragungssystems, bei dem keine Signalwiedergabe möglich ist, wenn die S/N Rate kleiner als V_0 ist. Auch wird der Signalempfang kaum in den Signalstörungsbereichen, den Schattenbereichen und anderen signalabschwächenden Bereichen, die mit dem Zeichen x bezeichnet sind, des Versorgungsgebietes garantiert. [Fig. 97](#) zeigt die Signalausbreitung eines Hochauflösungs-Fernsehsignalübertragungssystems der vorliegenden Erfindung. Wie es gezeigt ist, hat die Bildqualität eine volle 1000 Zeilenqualität in der Entfernung L_a , wo $S/N = a$, eine 750 Zeilenqualität in der Entfernung L_b , wo $S/N = b$, eine 500 Zeilenqualität in der Entfernung L_c , wo $S/N = c$, und eine 250 Zeilenqualität in der Entfernung L_d , wo $S/N = d$. Innerhalb des Abstandes L_a gibt es einige ungünstige Bereiche, wo die CN Rate stark abfällt und kein Hochauflösungsfernseh-Qualitätsbild wiedergegeben wird. Es versteht sich, daß ein Signal mit geringerer Bildqualität jedoch gemäß dem Mehr-Pegel-Signalübertragungssystem der vorliegenden Erfindung empfangen und wiedergegeben werden kann. Zum Beispiel ist die Bildqualität eine 750 Zeilenqualität an dem Punkt B in einem Gebäudeschattenbereich, eine 250 Zeilenqualität an dem Punkt D in einem fahrenden Zug, eine 750 Zeilenqualität an dem Punkt F in einem Geisterzeugungsbereich, eine 250 Zeilenqualität an dem Punkt G in einem fahrenden Auto und eine 250 Zeilenqualität an dem Punkt L in dem Störungsbereich eines Nachbarsignals. Wie es oben angegeben worden ist, ermöglicht das Signalübertragungssystem der vorliegenden Erfindung, daß

ein Fernsehsignal erfolgreich mit einer Qualität in dem Bereich empfangen wird, wo das herkömmliche System schlecht qualifiziert ist, so daß sein Versorgungsbereich vergrößert wird. [Fig. 98](#) zeigt ein Beispiel der gleichzeitigen Aussendung von vier verschiedenen Fernseh Programmen, bei dem drei Qualitätsprogramme C, B, A auf ihren entsprechenden Kanälen D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} übertragen werden, während ein Programm D, das identisch mit dem einer lokalen, analogen Fernsehstation ist, auf dem D_{1-1} Kanal ausgebreitet wird. Demgemäß können, während das Programm D mit einem gleichzeitig ausgesendeten Dienst verfügbar gehalten wird, die anderen drei Programme auch in der Luft verbreitet werden, um einen mehrfachen Programmsendedienst anzubieten.

Ausführungsform 8

[0457] Nachfolgend wird eine achte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung unter Bezugnahme auf die Zeichnungen erläutert. Die achte Ausführungsform wendet ein Mehrpegel-Signalübertragungssystem der vorliegenden Erfindung zur Übertragung/zum Empfangen in einem drahtlosen Telefonsystem an.

[0458] [Fig. 115](#) ist ein Blockdiagramm, das einen Sender/Empfänger eines tragbaren Telefons zeigt, in dem ein Telefonkonversationston, der über ein Mikrofon **762** eingegeben ist, in einem Kompressor **405** in Mehrpegeldaten D_1 , D_2 und D_3 wie vorstehend beschrieben komprimiert und kodiert wird. Diese D_1 , D_2 , und D_3 Daten werden zeitlich unterteilt in einer Zeiteiterschaltung **765** in vorbestimmte Zeitschlitze und werden danach in einem Modulator **4** in ein Mehrpegelsignal, z.B. SRQAM, wie vorstehend beschrieben, moduliert. Danach senden eine Antennenteilungseinheit **764** und eine Antenne **22** eine Trägerwelle, die ein moduliertes Signal trägt, welches von einer Basisstation, die später beschrieben wird, empfangen wird und zu anderen Basisstationen oder einem zentralen Telefonaustauscher weitergesendet wird, um mit anderen Telefonen zu kommunizieren.

[0459] Im Gegensatz dazu empfängt die Antenne **22** Sendfunkwellen von anderen Basisstationen als Kommunikationssignale von anderen Telefonen. Ein empfangenes Signal wird in einem Demodulator **45** vom Mehrpegel-Typ, z.B. SRQAM, in D_1 , D_2 und D_3 Daten demoduliert. Eine Zeitgebungsschaltung **767** detektiert Zeitgebungssignale auf der Basis von demodulierten Signalen. Diese Zeitgebungssignale werden der Zeiteiterschaltung **765** zugeführt. Demodulierte Signale D_1 , D_2 und D_3 werden einem Expander **503** zugeführt und in ein Tonsignal gespreizt, welches dann zu einem Lautsprecher **763** übermittelt und in Ton umgewandelt wird.

[0460] [Fig. 116](#) zeigt ein Blockdiagramm, das exemplarisch eine Anordnung von Basisstationen zeigt,

in denen drei Basisstationen **771**, **772** und **773** im Zentrum von entsprechenden Empfangszellen **768**, **769** und **770** eines Sechsecks oder Kreises platziert sind. Diese Basisstationen **771**, **772** bzw. **773** weisen eine Vielzahl von Sende-/Empfangseinheiten **76a–76j** auf, die jeweils ähnlich sind zu der von [Fig. 115](#), um Datenkommunikationskanäle entsprechend der Anzahl dieser Sende-/Empfangseinheiten zu haben. Eine Basisstationsteuerung **774** ist mit allen Basisstationen verbunden und überwacht immer einen Kommunikationsverkehrsumfang jeder Basisstation. Basierend auf dem Überwachungsergebnis führt die Basisstationssteuerung **774** eine umfassende Systemsteuerung durch einschließlich der Zuweisung von Kanalfrequenzen zu entsprechenden Basisstationen oder der Steuerung von Empfangszellen von entsprechenden Basisstationen.

[0461] [Fig. 117](#) ist eine Ansicht, die eine Verkehrsverteilung des Kommunikationsumfangs in einem herkömmlichen, z.B. QPSK, System zeigt. Ein Diagramm $d = A$ zeigt Daten **774a** und **774b**, die eine Frequenznutzungseffizienz von 2 Bit/Hz aufweisen, und ein Diagramm $d = B$ zeigt Daten eine Frequenznutzungseffizienz von 2 Bit/Hz aufweisen, und ein Diagramm $d = B$ zeigt Daten **774c**, die eine Frequenznutzungseffizienz von 2 Bit/Hz aufweisen. Eine Summierung dieser Daten **774a**, **774b** und **774c** ergibt Daten **774d**, die einen Übertragungsumfang von Ach darstellen, die aus Empfangszellen **768** und **770** bestehen. Die Frequenznutzungseffizienz von 2 Bit/Hz ist gleichmäßig verteilt. Jedoch ist die Bevölkerungsdichte in einem tatsächlichen Stadtgebiet lokal groß in mehreren überfüllten Bereichen **775a**, **775b** und **775c**, welche konzentrierte Gebäude einschließen. Daten **774**, die einen Kommunikationsverkehrsumfang darstellen, zeigen mehrere Spitzen an Positionen, die genau diesen überfüllten Bereichen **775a**, **775b** und **775c** entsprechen im Gegensatz zu anderen Bereichen, die einen geringen Kommunikationsumfang aufweisen. Eine Kapazität eines herkömmlichen drahtlosen Telefons wurde gleichmäßig auf 2 Bit/Hz Frequenzeffizienz der gesamten Region gesetzt, wie durch die Daten **774d** gezeigt ist, ungeachtet eines tatsächlichen Verkehrsumfangs T_f , der durch die Daten **774e** gezeigt ist. Es ist nicht effektiv, dieselbe Frequenzeffizienz ungeachtet des tatsächlichen Verkehrsumfangs zu geben. Um diese Ineffizienz zu kompensieren, haben die herkömmlichen Systeme viele Frequenzen den Regionen, die einen großen Verkehrsumfang haben, zugewiesen, haben die Kanalzahl erhöht oder die Empfangszelle derselben verringert. Eine Erhöhung der Kanalzahl ist jedoch durch das Frequenzspektrum begrenzt. Weiterhin erhöhen herkömmliche Mehrpegelmodusübertragungssysteme, z.B. 16 QAM oder 64 QAM, die Sendeleistung. Eine Verringerung von Empfangszellen wird eine Erhöhung in der Zahl der Basisstationen herbeiführen, was die Einrichtungskosten erhöhen wird.

[0462] Es ist für die Verbesserung der Gesamtsystemeffizienz ideal, die Frequenzeffizienz der Region zu erhöhen, die einen größeren Verkehrsumfang aufweist, und die Frequenzeffizienz der Region zu erniedrigen, die einen kleineren Verkehrsumfang aufweist. Ein Mehrpegelsignalübertragungssystem gemäß der vorliegenden Erfindung realisiert diese ideale Modifikation. Dies wird unter Bezugnahme auf [Fig. 118](#) erläutert werden, die einen Kommunikationsumfang und eine Verkehrsverteilung gemäß der achten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt.

[0463] Genauer zeigt [Fig. 118](#) Kommunikationsumfänge entsprechender Empfangszellen **770b**, **768**, **769**, **770** und **770a** genommen entlang einer Linie A-A. Die Empfangszellen **768** und **770** benutzen Frequenzen einer Kanalgruppe A, während die Empfangszellen **770b**, **769** und **770a** Frequenzen einer Kanalgruppe B benutzen, die nicht mit der Kanalgruppe A überlappt. Die Basisstationssteuerung **774**, die in [Fig. 116](#) gezeigt ist, erhöht oder erniedrigt die Kanalzahl dieser Kanäle in Übereinstimmung mit dem Verkehrsumfang entsprechender Empfangszellen. In [Fig. 118](#) stellt ein Diagramm $d = A$ eine Verteilung eines Kommunikationsumfangs des A Kanals dar. Ein Diagramm $d = B$ stellt eine Verteilung eines Kommunikationsumfangs des B Kanals dar. Ein Diagramm $d = A + B$ stellt eine Verteilung eines Kommunikationsumfangs aller Kanäle dar. Ein Diagramm T_f stellt einen Kommunikationsverkehrsumfang dar, und ein Diagramm P zeigt eine Verteilung von Gebäuden und Bevölkerung.

[0464] Die Empfangszellen **768**, **769** und **770** wenden das Mehrpegelsignalübertragungssystem, z.B. SRQAM, an. Deshalb ist es möglich, eine Frequenznutzungseffizienz von 6 Bit/Hz, drei mal so groß wie 2 Bit/Hz von QPSK, in der Nähe der Basisstationen zu erhalten, wie durch Daten **776a**, **776b** und **776c** bezeichnet ist. Inzwischen verringert sich die Frequenznutzungseffizienz in Schritten von 6 Bit/Hz zu 4 Bit/Hz, und von 4 Bit/Hz zu 2 Bit/Hz, wenn man in den Vorstadtbereich geht. Wenn die Übertragungsleistung nicht ausreichend ist, werden 2 Bit/Hz-Bereiche enger als die Empfangszellen von QPSK, bezeichnet durch gepunktete Linien **77a**, **77b**, **77c**. Eine äquivalente Empfangszelle wird jedoch leicht durch geringfügige Erhöhung der Übertragungsleistung der Basisstationen erhalten.

[0465] Die Übertragungs-/Empfangsoperation einer mobilen Station, die in der Lage ist, auf ein 64 SRQAM-Signal zu antworten, wird durch Benutzung einer modifizierten QPSK ausgeführt, die durch Setzen eines Verschiebungsumfanges von SRQAM auf $S = 1$ an einem fern von der Basisstation entfernten Ort erhalten wird, durch Benutzung eines 16 SRQAM an einem nicht so weit von derselben entfernten Ort und einer 64 SRQAM an dem nächsten Ort. Entspre-

chend erhöht sich die maximale Sendeleistung verglichen mit QPSK nicht.

[0466] Weiterhin sind Sender/Empfänger vom 4 SRQAM Typ, deren Schaltungskonfiguration vereinfacht in einem Blockdiagramm von [Fig. 121](#) gezeigt ist, in der Lage, mit anderen Telefonen zu kommunizieren unter Beibehaltung der Kompatibilität. Dies wird auch der Fall sein in einem Sender/Empfänger vom SRQAM Typ, wie er in einem Blockdiagramm von [Fig. 122](#) gezeigt ist. Als Ergebnis werden drei Telefone unterschiedlichen Typs bereitgestellt, die unterschiedliche Modulationssysteme aufweisen. Eine kleine Größe und ein geringes Gewicht sind wichtig für tragbare Telefone. In dieser Beziehung werden die 4 SRQAM Systeme, die eine einfache Schaltungskonfiguration aufweisen, für die Benutzer geeignet sein, die ein kleines und leichtes Telefon wollen, obwohl seine Frequenznutzungseffizienz gering ist und deshalb die Kosten eines Anrufs steigen können. Auf diese Weise kann das erfindungsgemäße System für eine breite Vielfalt von Nutzungen geeignet sein.

[0467] Wie oben erläutert, wird das Übertragungssystem, das eine Verteilung wie $d = A + B$ von [Fig. 118](#) aufweist, dessen Kapazität lokal geändert wird, verwirklicht. Deshalb wird eine Gesamtfrequenznutzungseffizienz effektiv stark verbessert, wenn das Layout von Basisstationen bestimmt wird, für den tatsächlichen, durch T_f bezeichneten Verkehrsumfang geeignet zu sein. Der Effekt der vorliegenden Erfindung wird besonders groß in einem Mikrozellensystem sein, dessen Empfangszellen kleiner sind und deshalb eine Vielzahl von Hilfsbasisstationen erfordert, da eine Großzahl von Hilfsbasisstationen leicht an einem Ort, der einen großen Verkehrsumfang aufweist, installiert werden kann.

[0468] Als nächstes wird die Datenzuordnung jedes Zeitschlitzes unter Bezugnahme auf [Fig. 119](#) erläutert, wobei [Fig. 119\(a\)](#) einen herkömmlichen Zeitschlitz und [Fig. 119\(b\)](#) einen Zeitschlitz gemäß der achten Ausführungsform zeigen. Das herkömmliche System führt eine Abwärtsübertragung, d.h. von einer Basisstation zu einer mobilen Station, wie in [Fig. 119\(a\)](#) gezeigt ist, durch, in der ein Synchronisationssignal S durch einen Zeitschlitz **718(a)** und Sendesignale zu entsprechenden tragbaren Telefonen von A, B, C Kanälen durch Zeitschlitz **780(b)**, **780(c)** bzw. **780(d)** bei einer Frequenz A übertragen werden. Andererseits wird eine Aufwärtsübertragung, d.h. von der mobilen Station zu der Basisstation, derart durchgeführt, dass ein Synchronisationssignal und Sendesignale von a, b, c Kanälen durch Zeitschlitz **781(a)**, **781(b)**, **781(c)**, **781(d)** bei einer Frequenz B übertragen werden.

[0469] Die vorliegende Erfindung, die durch ein Mehrpegelsignalübertragungssystem, z.B. 64

SRQAM, gekennzeichnet ist, ermöglicht es, Dreipegel-Daten, bestehend aus D_1 , D_2 , D_3 von 2 Bit/Hz, wie in **Fig. 119(b)** gezeigt ist, zu haben. Da beide der A_1 und A_2 Daten durch 16 SRQAM übertragen werden, weisen ihre Zeitschlitze eine zwei mal so hohe Datenrate auf wie durch Schlitze **782(b)**, **782(c)** und **783(b)**, **783(c)** gezeigt ist. Dies bedeutet, dass Ton gleicher Qualität in der halben Zeit übertragen werden kann. Entsprechend wird eine Zeitbreite von entsprechenden Zeitschlitzen **782(b)**, **782(c)** halb so groß. Auf diese Weise kann eine zweifache Übertragungskapazität bei dem Zweipegel-Bereich **776**, der in **Fig. 118** gezeigt ist, d.h. in der Nähe der Basisstation, erreicht werden.

[0470] Auf dieselbe Art führen Zeitschlitze **782(g)**, **783(g)** die Übertragung/den Empfang von E_1 Daten unter Benutzung eines 64 SRQAM Signals durch. Da die Übertragungskapazität drei mal so groß ist, kann ein Zeitschlitz für drei Kanäle von E_1 , E_2 , E_3 benutzt werden. Dies würde für eine Region benutzt werden, die noch näher zur Basisstation liegt. Dadurch kann eine bis zu drei mal so große Kommunikationskapazität im selben Frequenzband erreicht werden. Eine tatsächliche Übertragungseffizienz würde jedoch auf 90% verringert werden. Zur Steigerung des Effekts der vorliegenden Erfindung ist es wünschenswert, dass die Sendeumfangsverteilung gemäß der vorliegenden Erfindung mit der regionalen Verteilung des tatsächlichen Verkehrsumfanges so perfekt wie möglich übereinstimmt.

[0471] In der Tat besteht ein tatsächlicher städtischer Bereich aus einem überfüllten Gebäudebezirk und einer Grüngürtelzone, die diesen Gebäudebereich umgibt. Sogar ein tatsächlicher Vorstadtbereich besteht aus einem Wohnbezirk und Feldern oder einem Wald, der diesen Wohnbezirk umgibt. Diese städtischen und vorstädtischen Bereiche ähneln sich in der Verteilung der Tf Diagramme. Dadurch wird die Anwendung der vorliegenden Erfindung effektiv.

[0472] **Fig. 120** ist ein Diagramm, das Zeitschlitze durch das TDMA Verfahren zeigt, wobei **Fig. 120(a)** ein herkömmliches Verfahren und **Fig. 120(b)** die vorliegende Erfindung zeigt. Das herkömmliche Verfahren benutzt Zeitschlitze **786(a)**, **786(b)** zur Übertragung an tragbare Telefone von A, B Kanälen bei derselben Frequenz und Zeitschlitze **787(a)**, **787(b)** zur Übertragung von denselben, wie in **Fig. 120(a)** gezeigt ist. Im Gegensatz dazu benutzt der 16 SRQAM Modus der vorliegenden Erfindung einen Zeitschlitz **788(a)** zum Empfang von einem A_1 Kanal und einen Zeitschlitz **788(c)** zum Senden zu einem A_1 Kanal, wie in **Fig. 120(b)** gezeigt ist. Eine Breite des Zeitschlitzes wird näherungsweise 1/2. Im Falle eines 64 SRQAM Modus wird ein Zeitschlitz **788(i)** zum Empfang von einem D_1 Kanal und ein Zeitschlitz **788(i)** zum Senden an einen D_1 Kanal benutzt. Eine Breite des Zeitschlitzes wird näherungsweise 1/3.

[0473] Um elektrische Leistung zu sparen, wird ein Senden vom E_1 Kanal durch Benutzung eines normalen 4 SRQAM Zeitschlitzes **788(r)** durchgeführt, während ein Empfang von einem E_1 Kanal durch Benutzung eines 16 SRQAM Zeitschlitzes **788(b)**, der ein 1/2 Zeitschlitz ist, durchgeführt wird.

[0474] Die Übertragungsleistung wird sicher unterdrückt, obwohl Kommunikationskosten aufgrund einer langen Belegungszeit steigen können. Dies wird für ein kleines und leichtes tragbares Telefon, das mit einer kleinen Batterie ausgestattet ist, oder wenn die Batterie beinahe leer ist, effektiv sein.

[0475] Wie in der vorstehenden Beschreibung beschrieben ist, ermöglicht es die vorliegende Erfindung, die Verteilung der Sendekapazität so zu bestimmen, dass sie mit der tatsächlichen Verkehrsverteilung übereinstimmt, um dadurch die Sendekapazität wesentlich zu erhöhen. Weiterhin erlaubt die vorliegende Erfindung Basisstationen oder mobilen Stationen, eine von zwei oder drei Übertragungskapazitäten frei auszuwählen. Wenn die Frequenznutzungseffizienz geringer gewählt wird, wird der Leistungsverbrauch erniedrigt. Wenn die Frequenznutzungseffizienz höher gewählt wird, werden Kommunikationskosten gespart. Darüber hinaus wird der Einsatz eines 4 SRQAM Modus, der eine kleinere Kapazität hat, die Schaltung vereinfachen und die Größe und Kosten des Telefons reduzieren. Wie in den vorstehenden Ausführungsformen erläutert wurde, besteht ein Kennzeichen der vorliegenden Erfindung darin, dass Kompatibilität zwischen all den beteiligten Stationen erhalten bleibt. Auf diese Weise erhöht die vorliegende Erfindung nicht nur die Sendekapazität, sondern erlaubt es, Kunden mit einer breiten Vielfalt von Serien von einem Superminitelefon bis zu einem Hochleistungstelefon zu versorgen.

Ausführungsform 9

[0476] Nachfolgend wird eine neunte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung unter Bezugnahme auf die Zeichnungen beschrieben. Die neunte Ausführungsform wendet diese Erfindung in einem OFDM Übertragungssystem an. **Fig. 123** ist ein Blockdiagramm eines OFDM Senders/Empfängers, und **Fig. 124** ist ein Diagramm, das ein Prinzip einer OFDM Aktion zeigt. Ein OFDM ist eines von FDM und hat eine bessere Effizienz bezüglich Frequenznutzung verglichen mit einer allgemeinen FDM, da ein FDM zwei benachbarte Träger derart setzt, dass sie um 90° zueinander verschoben sind. Weiterhin kann ein FDM Mehrwegstörung wie etwa ein Störbild (ghost) ertragen und kann deshalb für die digitale Musikübertragung oder die digitale Fernsehübertragung angewendet werden.

[0477] Wie in dem Prinzipdiagramm von **Fig. 124** gezeigt ist, wandelt ein OFDM ein Eingangssignal

durch einen Serien-Parallel-Wandler **791** in Daten, die auf einer Frequenzachse **793** an Intervallen von $1/t_s$ verteilt sind, so dass Nebenkanäle **794a–794e** erzeugt werden. Dieses Signal ist invers-FFT-gewandelt durch einen Modulator **4**, welcher eine inverse FFT **40** aufweist, in ein Signal auf der Zeitachse **799**, um ein Sendesignal **795** zu erzeugen. Dieses inverse FFT Signal wird während eines effektiven Zeichenanteils **796** der Zeitspanne t_s gesendet. Ein Schutzintervall **797**, das einen Betrag t_g aufweist, ist zwischen entsprechenden Zeichenanteilen geschaffen.

[0478] Eine Sende-/Empfangsaktion eines HDTV-Signals gemäß dieser neunten Ausführungsform wird unter Bezugnahme auf das Blockdiagramm von [Fig. 123](#) erläutert, welches ein Hybrid OFDM-CCDM System zeigt. Ein eingegebenes HDTV-Signal wird von einem Videokodierer **401** in Dreipegel-Videosignale, ein Videosignal im niedrigen Frequenzband $D_{1,1}$, ein Videosignal im mittleren-niedrigen Frequenzband $D_{1,2}$ und ein Videosignal im hohen-mittlerenniedrigen Frequenzband D_2 , getrennt und einer Eingangssektion **742** zugeführt.

[0479] In einem ersten Datenstromeingang **743** wird ein $D_{1,1}$ Signal mit hohem Codegewinn ECC-kodiert, und ein $D_{1,2}$ Signal wird mit normalem Codegewinn ECC-kodiert. Ein TDM **743** führt Zeit-Divisions-Multiplex von $D_{1,1}$ und $D_{1,2}$ Signalen durch, um ein D_1 Signal zu erzeugen, welches dann einem D_1 Serien-Parallel-Wandler **791d** in einem Modulator **852a** zugeführt wird. Das D_1 Signal besteht aus n Teilen von parallelen Daten, welche in erste Eingänge von n Teilen eines C-CDM Modulators **4a** bzw. **4b** eingegeben werden.

[0480] Andererseits wird das Signal D_2 im hohen Frequenzband einem zweiten Datenstromeingang **744** der Eingangssektion **742** zugeführt, in der das D_2 Signal in einem ECC **744a** ECC-kodiert (Fehlerkorrekturcodekodiert) und dann in einem Trellis-Kodierer **744b** Trellis-kodiert wird. Danach wird das D_1 Signal an einen D_2 Serien-Parallel-Wandler **791b** des Modulators **852a** geliefert und in n Teile von parallelen Daten gewandelt, die in zweite Eingänge der n Teile des C-CDM Modulators **4a** bzw. **4b** eingegeben werden.

[0481] Die C-CDM Modulatoren **4a**, **4b** bzw. **4c** erzeugen 16 SRQAM Signale auf Basis der D_1 Daten des ersten Datenstromeingangs und der D_2 Daten des zweiten Datenstromeingangs. Diese n Teile des C-CDM Modulators haben voneinander verschiedene Träger. Wie in [Fig. 124](#) gezeigt ist, sind die Träger **794a**, **794b**, **794c** auf der Frequenzachse **793** derart angeordnet, dass zwei benachbarte Träger um 90° phasenverschoben zueinander liegen. Derart C-CDM modulierte n Teile des modulierten Signals werden der inversen FFT-Schaltung **40** zugeführt und von der Frequenzachsdimension **793** auf die Zeitachsdimension **790** abgebildet. Dadurch werden

Zeitsignale **796a**, **796b**, die eine effektive Zeichenlänge t_s aufweisen, erzeugt. Zwischen den effektiven Zeichenzeitzeonen **796a** und **796b** wird eine Schutzintervallzone **797a** von T_g Sekunden geschaffen, um Mehrwegstörungen zu vermindern. [Fig. 129](#) ist ein Graph, der einen Zusammenhang zwischen Zeitachse und Signalpegel zeigt. Die Schutzzeit T_g des Schutzintervallbandes **797a** wird dadurch bestimmt, dass Mehrwegbeeinflussung und Signalnutzung berücksichtigt wird. Dadurch, dass die Schutzzeit T_g länger einstellt wird als die Mehrwegbeeinflussungszeit, z.B. ein Fernsehstörungssignal, werden modulierte Signale der inversen FFT-Schaltung **40** durch einen Parallel-Serien-Wandler **4e** in ein Signal gewandelt und dann von einer Sendeschaltung **5** als ein HF-Signal gesendet.

[0482] Als nächstes wird die Wirkungsweise eines Empfängers **43** beschrieben. Ein empfangenes Signal, das als zeitbasiertes Zeichensignal **796e** der [Fig. 124](#) gezeigt ist, wird einer Eingangsschaltung **24** von [Fig. 123](#) zugeführt. Das empfangene Signal wird dann in ein digitales Signal in einem Demodulator **852b** gewandelt und weiter in Fourierkoeffizienten in einem FFT **40a** geändert. Dadurch wird das Signal von der Zeitachse **799** auf die Frequenzachse **793** wie in [Fig. 124](#) gezeigt abgebildet. Das heißt, das zeitbasierte Zeichensignal wird in frequenzbasierte Träger **794a**, **794b** gewandelt. Da diese Träger in um 90° phasenverschobener Beziehung zueinander stehen, ist es möglich, entsprechend modulierte Signale abzutrennen. [Fig. 125\(b\)](#) zeigt ein derart demoduliertes 16 SRQAM Signal, welches dann entsprechenden C-CDM Demodulatoren **45a**, **45b** eines C-CDM Demodulators **45** zugeführt wird, in dem das demodulierte 16 SRQAM Signal in Mehrpegel-Nebensignale D_1 , D_2 demoduliert wird. Diese Nebensignale D_1 und D_2 werden weiter demoduliert durch einen D_1 Parallel-Serien-Wandler **852a** und einen D_2 Parallel-Serien-Wandler **852b** in die originalen D_1 und D_2 Signale.

[0483] Da das Signalübertragungssystem vom C-CDM Mehrpegel-Typ, gezeigt in [Fig. 125\(b\)](#), ist, werden beide D_1 und D_2 Signale unter besseren Empfangsbedingungen demoduliert, aber nur das D_1 Signal wird unter schlechteren Empfangsbedingungen, z.B. bei niedriger S/N-Rate, demoduliert werden. Das demodulierte D_1 Signal wird in einer Ausgangssektion **757** demoduliert. Da das $D_{1,1}$ Signal einen höheren ECC-Codegewinn verglichen mit dem $D_{1,2}$ Signal aufweist, wird ein Fehlersignal des $D_{1,1}$ Signals sogar unter einer schlechteren Empfangsbedingung reproduziert.

[0484] Das $D_{1,1}$ Signal wird von einem 1-1 Videokodierer **402c** in ein Signal im niedrigen Frequenzband gewandelt und als ein LDTV ausgegeben, und das $D_{1,2}$ Signal wird von einem 1-2 Videokodierer **402d** in ein Signal im mittleren Frequenzband gewan-

delt und als EDTV ausgegeben.

[0485] Das D_2 Signal wird von einem Trellis-Dekodierer **759b** Trellis-dekodiert und von einem zweiten Videodekodierer **402b** in ein Signal im hohen Frequenzband gewandelt und als ein HDTV Signal ausgegeben. Ein LDTV Signal wird nämlich nur im Falle des Signals im niedrigen Frequenzband ausgegeben. Ein EDTV Signal von breitem NTSC-Grad wird ausgegeben, wenn das Signal im mittleren Frequenzband zu dem Signal im niedrigen Frequenzband addiert wird, und ein HDTV Signal wird erzeugt durch Addieren von Signalen im niedrigen, mittleren und hohen Frequenzband. Genauso wie bei der vorherigen Ausführungsform kann ein Fernsehsignal, welches eine Bildqualität aufweist, die von einer Empfangs-S/N-Rate abhängt, empfangen werden. Dadurch realisiert die neunte Ausführungsform ein neues Mehrpegel-Signalübertragungssystem durch Kombination eines OFDM und eines C-CDM, welches nicht durch das OFDM alleine erhalten wurde.

[0486] Ein OFDM ist sicherlich stark gegen Mehrweg wie etwa Fernsehstörungssignale, da die Schutzzeit T_g ein Interferenzsignal des Mehrwegs absorbieren kann. Entsprechend ist das OFDM auf die digitale Fernsehübertragung für Kraftfahrzeugfernsehempfänger anwendbar. Inzwischen wird kein OFDM Signal empfangen, wenn die S/N-Rate geringer als ein vorbestimmter Wert ist, da sein Signalübertragungsmuster nicht vom Mehrpegel-Typ ist.

[0487] Die vorliegende Erfindung kann jedoch diesen Nachteil durch Kombination des OFDM mit dem C-CDM lösen, wobei dadurch eine allmähliche Abnahme, abhängig von der S/N-Rate in einem Videosignalempfang, realisiert wird, ohne durch Mehrwegübertragung gestört zu werden.

[0488] Wenn ein Fernsehsignal in einem abgeteilten Raum eines Fahrzeugs empfangen wird, wird nicht nur der Empfang durch Mehrwegübertragung gestört, sondern es wird auch die S/N-Rate verschlechtert. Deshalb wird der Übertragungsversorgungsbereich einer Fernsehübertragungsstation nicht wie erwartet erweitert werden, wenn die Gegenmaßnahme nur für Mehrwegübertragung vorgesehen ist.

[0489] Andererseits wird ein Empfang eines Fernsehsignals wenigstens vom LDTV-Grad durch die Kombination mit dem Mehrpegel-Übertragungs-C-CDM sichergestellt, selbst wenn die S/N-Rate deutlich verringert ist. Da die Größe der Bildfläche eines Fahrzeugfernsehgeräts normalerweise geringer als 100 Inch ist, wird ein Fernsehsignal von LDTV-Grad eine ausreichende Bildqualität bereitstellen. Dadurch wird der Versorgungsbereich vom LDTV-Grad des Kraftfahrzeugfernsehens stark erweitert. Wenn ein OFDM in einem gesamten Frequenzband eines HDTV Signals benutzt wird, kön-

nen die derzeitigen Halbleitertechnologien nicht verhindern, dass die Schaltungsskala so weit ansteigt.

[0490] Nun wird ein OFDM Verfahren zum Senden nur eines D_{1-1} eines Fernsehsignals im niedrigen Frequenzband unten beschrieben. Wie in einem Blockdiagramm in [Fig. 138](#) gezeigt ist, werden eine Komponente D_{1-2} im mittleren Frequenzband und eine Komponente D_2 im hohen Frequenzband eines HDTV Signals in einem C-CDM Modulator **4a** gemultiplext und dann durch ein FDM **40d** bei einem Frequenzband A gesendet.

[0491] Andererseits wird ein von einem Empfänger **43** empfangenes Signal zu allererst von einem FDM **40e** Frequenz geteilt und dann von einem C-CDM Demodulator **4b** der vorliegenden Erfindung demoduliert. Danach wird das derart C-CDM demodulierte Signal in mittlere und hohe Frequenzkomponenten des HDTV in gleicher Weise wie in [Fig. 123](#) reproduziert. Eine Operation eines Videodekoders **402** ist identisch zu der der Ausführungsformen 1, 2 und 3 und wird nicht weiter erläutert.

[0492] Inzwischen wird das D_{1-1} Signal, ein Signal im niedrigen Frequenzband vom MPEG1-Grad des HDTV, durch einen Serien-Parallel-Wandler **791** in ein paralleles Signal gewandelt und einem OFDM Modulator **852c** zugeführt, der eine QPSK oder 16 QAM Modulation ausführt. Nachfolgend wird das D_{1-1} Signal von einem inversen FFT **40** in ein zeitbasiertes Signal gewandelt und bei einem Frequenzband B durch den FDM **40d** gesendet.

[0493] Andererseits wird ein von dem Empfänger **43** empfangenes Signal in dem FDM **40e** frequenzgeteilt und dann in eine Anzahl von frequenzbasierten Signalen in einem FFT **40a** des OFDM Modulators **852d** gewandelt. Danach werden frequenzbasierte Signale in entsprechenden Demodulatoren **4a**, **4b** demoduliert und einem Parallel-Serien-Wandler **882a** zugeführt, worin ein D_{1-1} Signal demoduliert wird. Dadurch wird ein D_{1-1} Signal vom LDTV-Grad von dem Empfänger **43** ausgegeben.

[0494] Auf diese Weise wird nur ein LDTV Signal OFDM-moduliert in der Mehrpegel-Signalübertragung. Das System von [Fig. 138](#) ermöglicht es, eine komplizierte OFDM Schaltung nur für ein LDTV Signal zu schaffen. Eine Bitrate des LDTV Signals ist 1/20 von der eines HDTV. Deshalb wird der Schaltungsmaßstab des OFDM auf 1/20 verringert, was in einer herausragenden Verringerung des gesamten Schaltmaßstabes resultiert.

[0495] Ein OFDM Signalübertragungssystem ist stark gegen Mehrwegübertragung und wird bald auf eine mobile Station angewendet werden, wie etwa ein tragbares Fernsehgerät, ein Fahrzeugfernsehgerät oder einen digitalen Musikkundfunkempfänger,

der stärker und variabler Mehrwegübertragungsstörung ausgesetzt ist. Für derartige Nutzungen ist eine kleine Bildgröße von weniger als 10 Inch, 4 bis 8 Inch, die Hauptrichtung. Es wird deshalb geschätzt, dass die OFDM Modulation eines hochauflösenden Fernsehsignals wie etwa HDTV oder EDTV einen geringeren Effekt bringen wird. In anderen Worten würde der Empfang eines Fernsehsignals vom LDTV-Grad für Fahrzeugfernsehen ausreichend sein.

[0496] Im Gegensatz dazu ist bei einer festen Station wie etwa einem Heimfernsehgerät Mehrwegübertragung konstant. Deshalb ist eine Gegenmaßnahme gegen Mehrwegübertragung relativ einfach. Ein geringerer Effekt wird für solch eine feste Station durch OFDM gebracht, außer in einem Störbildbereich. Die Benutzung von OFDM für Komponenten im mittleren und hohen Frequenzband von HDTV ist nicht vorteilhaft angesichts des gegenwärtigen Schaltungsmaßstabes von OFDM, der noch groß ist.

[0497] Entsprechend kann das Verfahren der vorliegenden Erfindung, in der OFDM nur für ein Fernsehsignal im niedrigen Frequenzband benutzt wird, wie in [Fig. 138](#) gezeigt ist, den Schaltungsmaßstab des OFDM auf weniger als 1/10 verringern, ohne einen inhärenten OFDM Effekt zu verlieren, welcher in der Lage ist, Mehrwegübertragungsstörung von LDTV stark beim Empfang an einer mobilen Station wie etwa einem Kraftfahrzeug zu verringern.

[0498] Obwohl die OFDM Modulation von [Fig. 138](#) nur für ein D_{1-1} Signal durchgeführt wird, ist es auch möglich, D_{1-1} und D_{1-1} durch OFDM zu modulieren. In solch einem Fall wird eine CCDM Zweipegel-Signalübertragung zur Übertragung von D_{1-1} und D_{1-2} benutzt. Dadurch wird eine Mehrpegel-Rundfunkübertragung für ein Fahrzeug wie etwa ein Kraftfahrzeug realisiert, die stark gegen Mehrwegübertragung ist. Sogar in einem Fahrzeug wird der allmähliche Anstieg in einer derartigen Weise realisiert, dass LDTV und SDTV Signale mit Bildqualitäten empfangen werden, die von dem Empfangssignalpegel oder der Antennenempfindlichkeit abhängen.

[0499] Die Mehrpegel-Signalübertragung gemäß der vorliegenden Erfindung ist auf diese Weise durchführbar und erzeugt verschiedene Effekte, wie vorstehend beschrieben wurde. Wenn die Mehrpegel-Signalübertragung der vorliegenden Erfindung bei einem OFDM eingebaut wird, wird es ferner möglich werden, ein System zu schaffen, das stark gegen Mehrwegübertragung ist, und den Datenübertragungsgrad entsprechend einer Änderung des empfangbaren Signalpegels zu ändern.

[0500] Das Mehr-Pegel Signalübertragungsverfahren der vorliegenden Erfindung soll die Verwendung von Frequenzen erhöhen, mag aber nicht für alle die Übertragungssysteme geeignet sein, da es bei eini-

gen Empfängerarten bewirkt, daß die Energieverwendung geschwächt wird. Es ist eine gute Idee zur Verwendung mit einem Satellitenkommunikationssystem für ausgewählte Teilnehmer, äußerst fortschrittliche Sender und Empfänger zu verwenden, die zur besten Verwendung der anwendbaren Frequenzen und der Energie konstruiert sind. Ein Signalübertragungssystem für einen solchen bestimmten Zweck ist nicht an die vorliegende Erfindung gebunden.

[0501] Die vorliegende Erfindung ist vorteilhaft zur Verwendung mit einem Satelliten- oder terrestrischen Fernsehdienst, der im wesentlichen bei den gleichen Normen seit bereits 50 Jahren betrieben wird. Während der Dienstdauer müssen die Sendenamen nicht geändert werden, aber Verbesserungen werden von Zeit zu Zeit entsprechend aktualisierten, technologischen Errungenschaften vorgesehen. Insbesondere wird die Energie zur Signalübertragung sicherlich bei irgendeinem Satelliten erhöht. Jede Fernsehstation sollte einen kompatiblen Dienst liefern, um einen Fernseh Programmsignalempfang mit irgendeiner Art Empfänger zu garantieren, der von den heutigen allgemeinen bis zu den modernsten in der Zukunft reicht. Das Signalübertragungssystem der vorliegenden Erfindung kann einen kompatiblen Fernsehdienst für beide bestehenden NTSC und Hochauflösungs-Fernsehsysteme liefern, und auch eine zukünftige Erweiterung sicherstellen, um sich einer Massendatenübertragung anzupassen.

[0502] Die vorliegende Erfindung betrifft vielmehr die Frequenzverwendung als die Energienutzung. Die Signalempfangsempfindlichkeit von jedem Empfänger ist unterschiedlich in Abhängigkeit von einem Signalzustandspegel ausgestaltet, der empfangen wird, so daß die Übertragungsleistung eines Senders nicht stark erhöht werden muß. Daher können bestehende Satelliten, die eine kleine Energie zum Empfang und zur Übertragung eines Signals anbieten, am besten mit dem System der vorliegenden Erfindung verwendet werden. Das System ist auch ausgebildet, die gleichen Normen entsprechend einer Zunahme bei der Übertragungsenergie in der Zukunft auszuführen und die Kompatibilität zwischen Empfängern alten und neuen Typs anzubieten. Des weiteren ist die vorliegende Erfindung vorteilhafter zur Verwendung mit den Satellitenfernsehnormen.

[0503] Das Mehr-Pegel Signalübertragungsverfahren der vorliegenden Erfindung wird bevorzugter für einen terrestrischen Fernsehdienst verwendet, bei dem die Energieverwendung nicht kritisch verglichen mit dem Satellitenfernsehdienst ist. Die Ergebnisse sind derart, daß die Signalabschwächungsbereiche in einem Versorgungsbereich, der einem herkömmlichen, digitalen Hochauflösungsfernsehsystem zugeordnet ist, beträchtlich in der Ausdehnung verringert sind, und es wird auch die Kompatibilität eines Hoch-

auflösungsfernsehempfängers oder einer Anzeigeeinrichtung mit dem bestehenden NTSC System erhalten. Des weiteren wird der Versorgungsbereich wesentlich vergrößert, so daß Programmanbieter und Sponsoren mehr Zuschauer vorfinden können. Obgleich sich die Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung auf 16 und 32 QAM Verfahren beziehen, werden andere Modulationstechniken einschließlich 64, 128 und 256 QAM mit gleichem Erfolg verwendet. Auch Mehrfach-PSK, ASK und FSK Techniken sind anwendbar, wie es bei den Ausführungsformen beschrieben worden ist.

[0504] Ein Kombination von TDM mit SRQAM der vorliegenden Erfindung ist oben beschrieben worden. Jedoch kann die SRQAM der vorliegenden Erfindung auch mit irgendeinem von FDM, CDMA und Frequenzverteilungskommunikationssystemen verwendet werden.

Patentansprüche

1. Signalübertragungsvorrichtung (1) zum Übertragen eines ersten Datenstroms und eines zweiten Datenstroms, umfassend:

- einen Modulator (4) zum Modulieren des ersten Datenstroms gemäß einer PSK der Stufe m oder einer QAM der Stufe m und zum Modulieren des zweiten Datenstroms gemäß einer PSK der Stufe n oder QAM der Stufe n, um modulierte Signale zu erzeugen, wobei m und n ganze Zahlen sind,
- einen inversen Fast-Fourier-Transformator (IFFT; 40) zum Konvertieren der modulierten Signale in ein IFFT-konvertiertes Signal, und
- einen Sender (5) zum Übertragen der modulierten Signale, wobei der erste Datenstrom eine den Wert von n repräsentierende Information enthält.

2. Signalübertragungsvorrichtung gemäß Anspruch 1, wobei m gleich oder kleiner als 4 ist.

3. Signalübertragungsvorrichtung gemäß Anspruch 1 oder Anspruch 2, wobei n gleich oder größer als 4 ist.

4. Signalempfangsvorrichtung (43) umfassend:
 – einen Fast-Fourier-Transformator (FFT; 40a) zum Konvertieren eines Eingangssignals in ein FFT-konvertiertes Signal, wobei das Eingangssignal eine Information eines ersten Datenstroms und eines zweiten Datenstroms aufweist, wobei der erste Datenstrom gemäß einer PSK der Stufe m oder einer QAM der Stufe m moduliert ist, wobei der zweite Datenstrom gemäß einer PSK der Stufe n oder einer QAM der Stufe n moduliert ist, wobei m und n ganze Zahlen sind, und wobei der erste Datenstrom eine den Wert von n repräsentierende Information enthält,
 – einen Demodulator (45) zum Demodulieren des FFT-konvertierten Signals, um den ersten Daten-

strom und den zweiten Datenstrom zu erzeugen, wobei der zweite Datenstrom gemäß der den Wert von n repräsentierenden Information erzeugt wird.

5. Signalempfangsvorrichtung gemäß Anspruch 4, wobei m gleich oder kleiner als 4 ist.

6. Signalempfangsvorrichtung gemäß Anspruch 4 oder Anspruch 5, wobei n gleich oder größer als 4 ist.

7. Signalübertragungssystem umfassend eine Signalübertragungsvorrichtung (1) gemäß einem der Ansprüche 1 bis 3 und eine Signalempfangsvorrichtung (43) gemäß einem der Ansprüche 4 bis 6.

8. Signalübertragungsverfahren zum Übertragen eines ersten Datenstroms und eines zweiten Datenstroms, umfassend:

- Modulieren des ersten Datenstroms gemäß einer PSK der Stufe m oder einer QAM der Stufe m und Modulieren des zweiten Datenstroms gemäß einer PSK der Stufe n oder QAM der Stufe n, um modulierte Signale zu erzeugen, wobei m und n ganze Zahlen sind,
- Konvertieren des modulierten Signals in ein IFFT-konvertiertes Signal, und
- Übertragen der modulierten Signale, wobei der erste Datenstrom eine den Wert von n repräsentierende Information enthält.

9. Signalübertragungsverfahren gemäß Anspruch 8, wobei m gleich oder kleiner als 4 ist.

10. Signalübertragungsverfahren gemäß Anspruch 8 oder Anspruch 9, wobei n gleich oder größer als 4 ist.

11. Signalempfangsverfahren umfassend:
 – Konvertieren eines Eingangssignals in ein FFT-konvertiertes Signal, wobei das Eingangssignal eine Information eines ersten Datenstroms und eines zweiten Datenstroms aufweist, wobei der erste Datenstrom gemäß einer PSK der Stufe m oder einer QAM der Stufe m moduliert ist, wobei der zweite Datenstrom gemäß einer PSK der Stufe n oder einer QAM der Stufe n moduliert ist, wobei m und n ganze Zahlen sind, und wobei der erste Datenstrom eine den Wert von n repräsentierende Information enthält,
 – Demodulieren des FFT-konvertierten Signals, um den ersten Datenstrom und den zweiten Datenstrom zu erzeugen, wobei der zweite Datenstrom gemäß der den Wert von n repräsentierenden Information erzeugt wird.

12. Signalempfangsverfahren gemäß Anspruch 11, wobei m gleich oder kleiner als 4 ist.

13. Signalempfangsverfahren gemäß Anspruch 11 oder Anspruch 12, wobei n gleich oder größer als

4 ist.

14. Signalübertragungs- und -empfangsverfahren umfassend ein Signalübertragungsverfahren gemäß einem der Ansprüche 8 bis 10 und ein Signalempfangsverfahren gemäß einem der Ansprüche 11 bis 13.

Es folgen 138 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

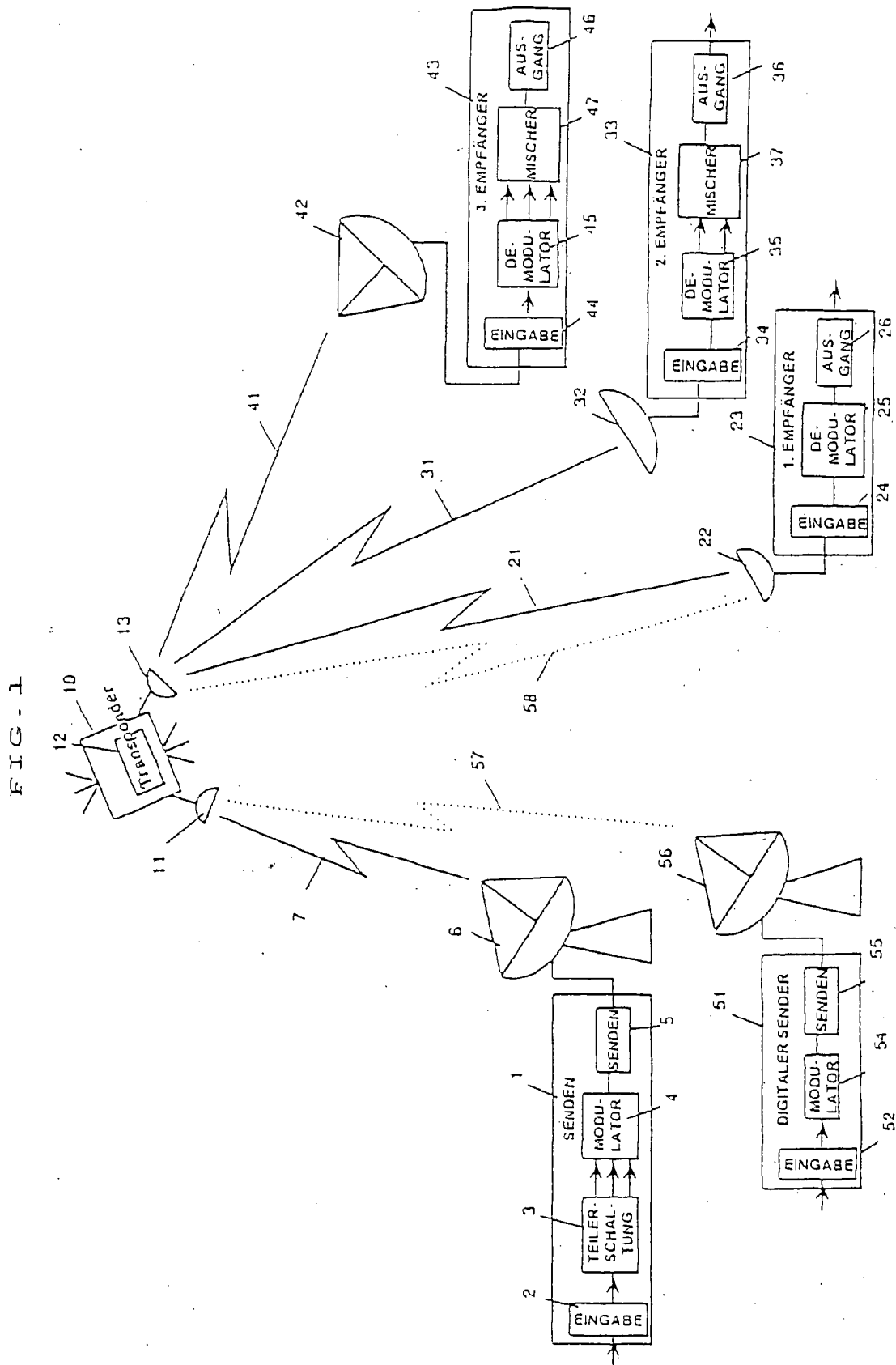


FIG.2

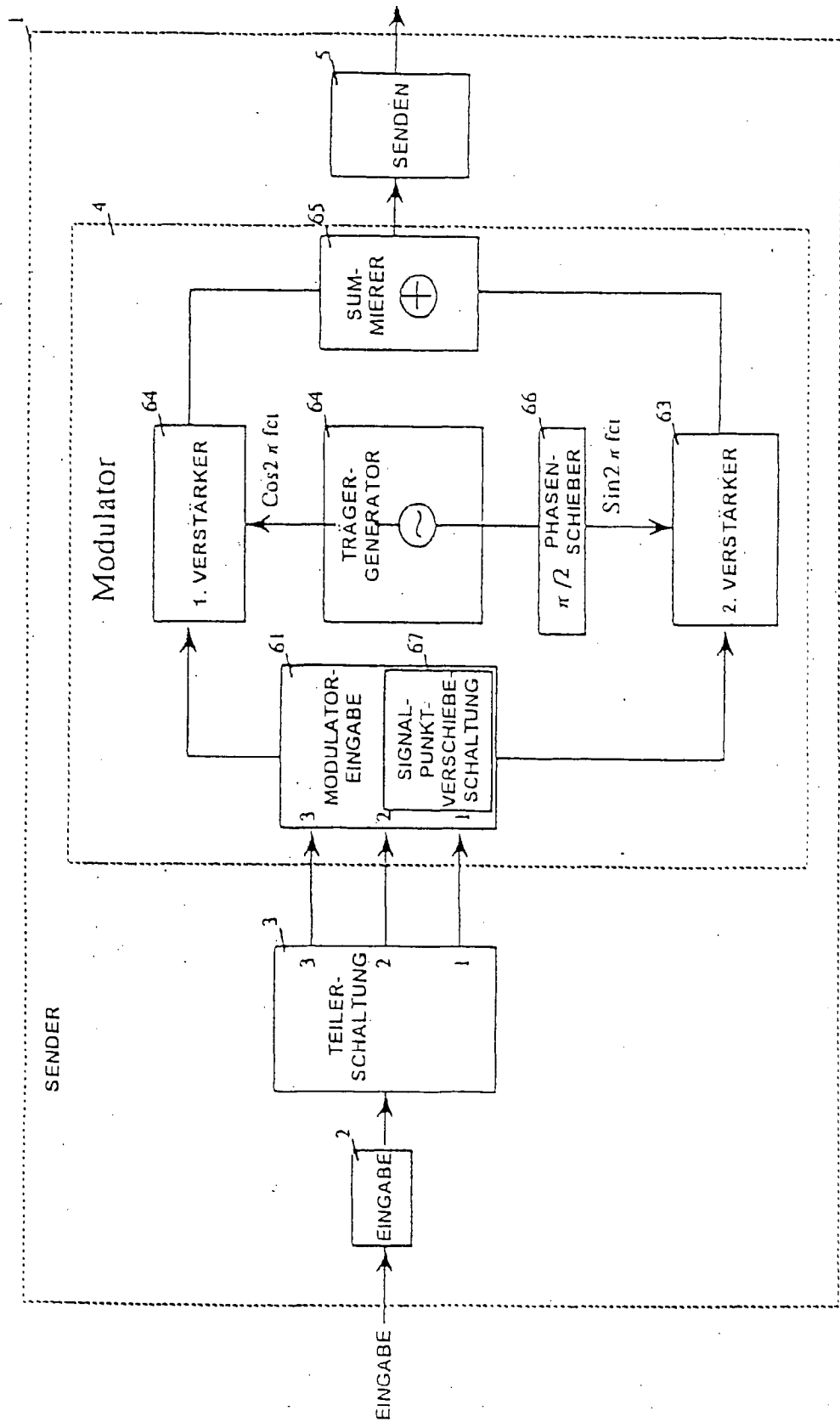


FIG. 3 (Sin2 π fct)

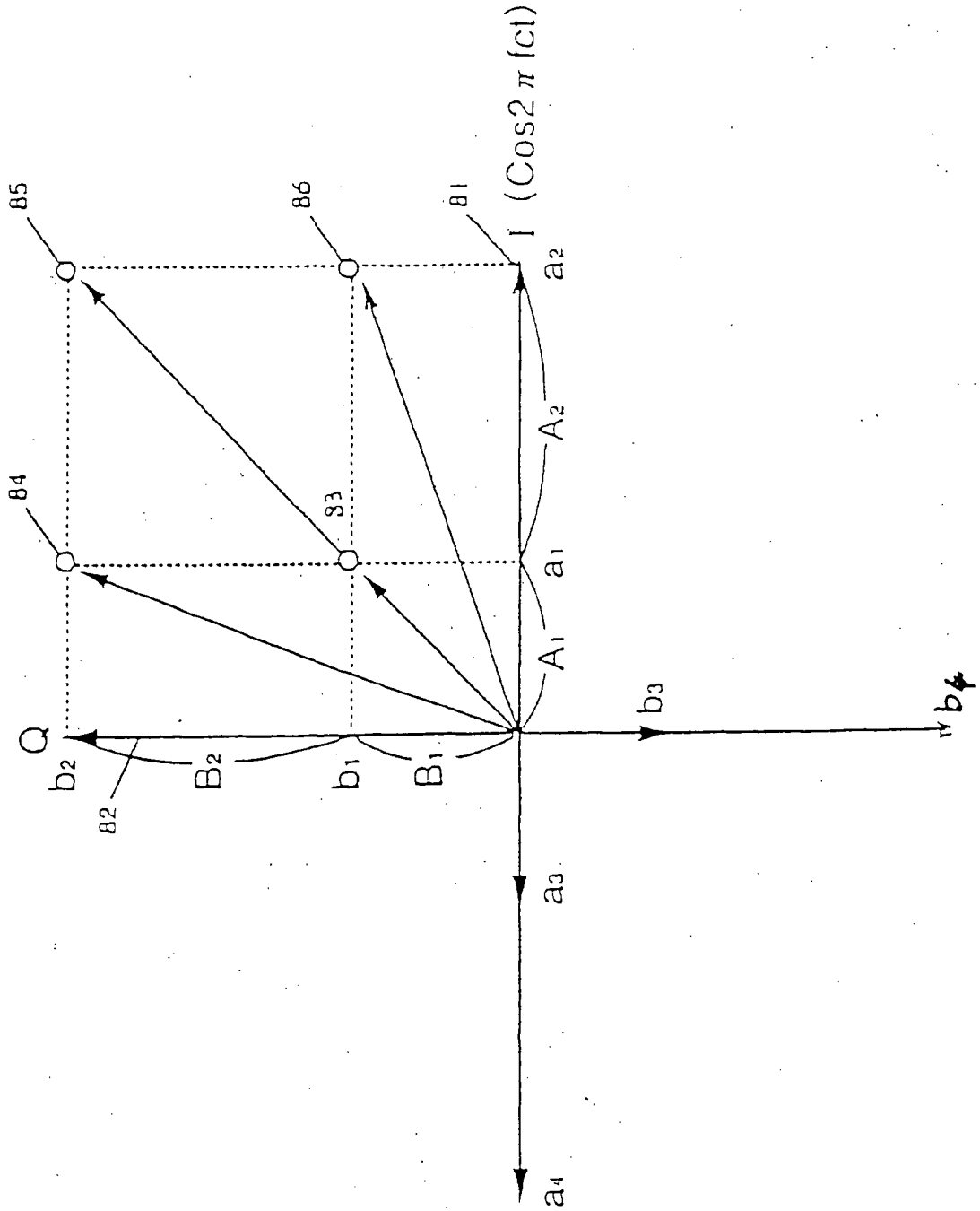
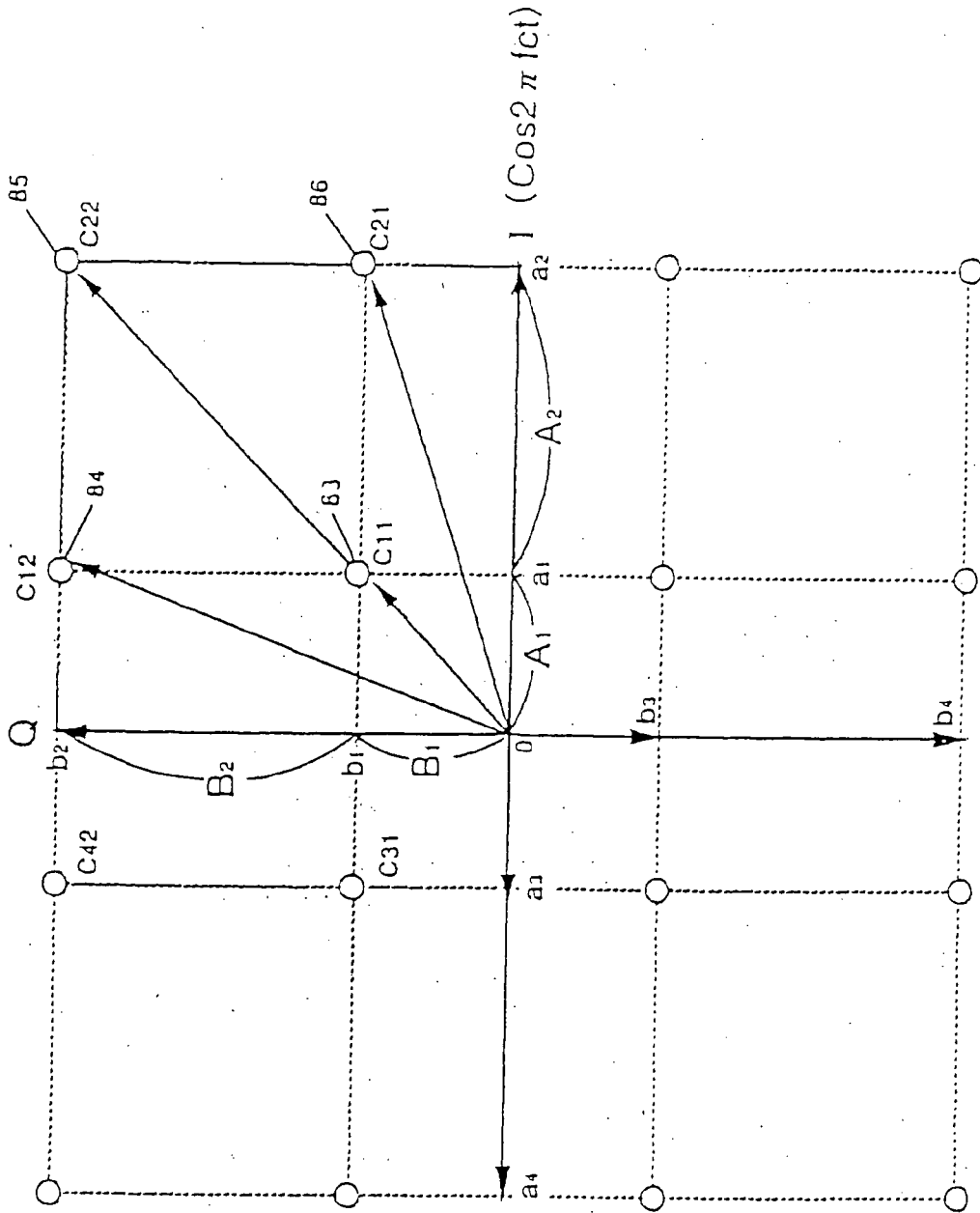


FIG. 4 (Sin2 π fct)



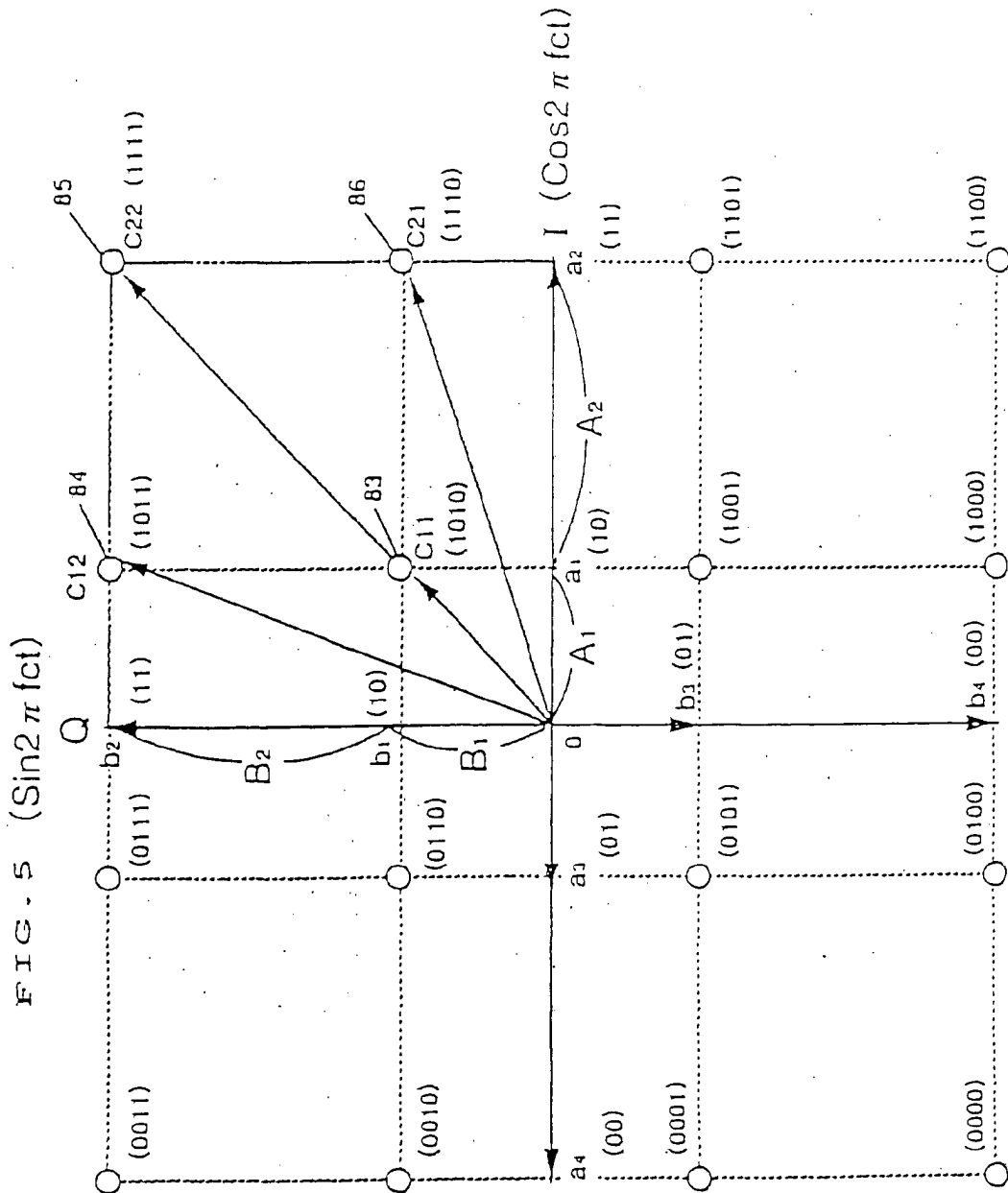


FIG. 6

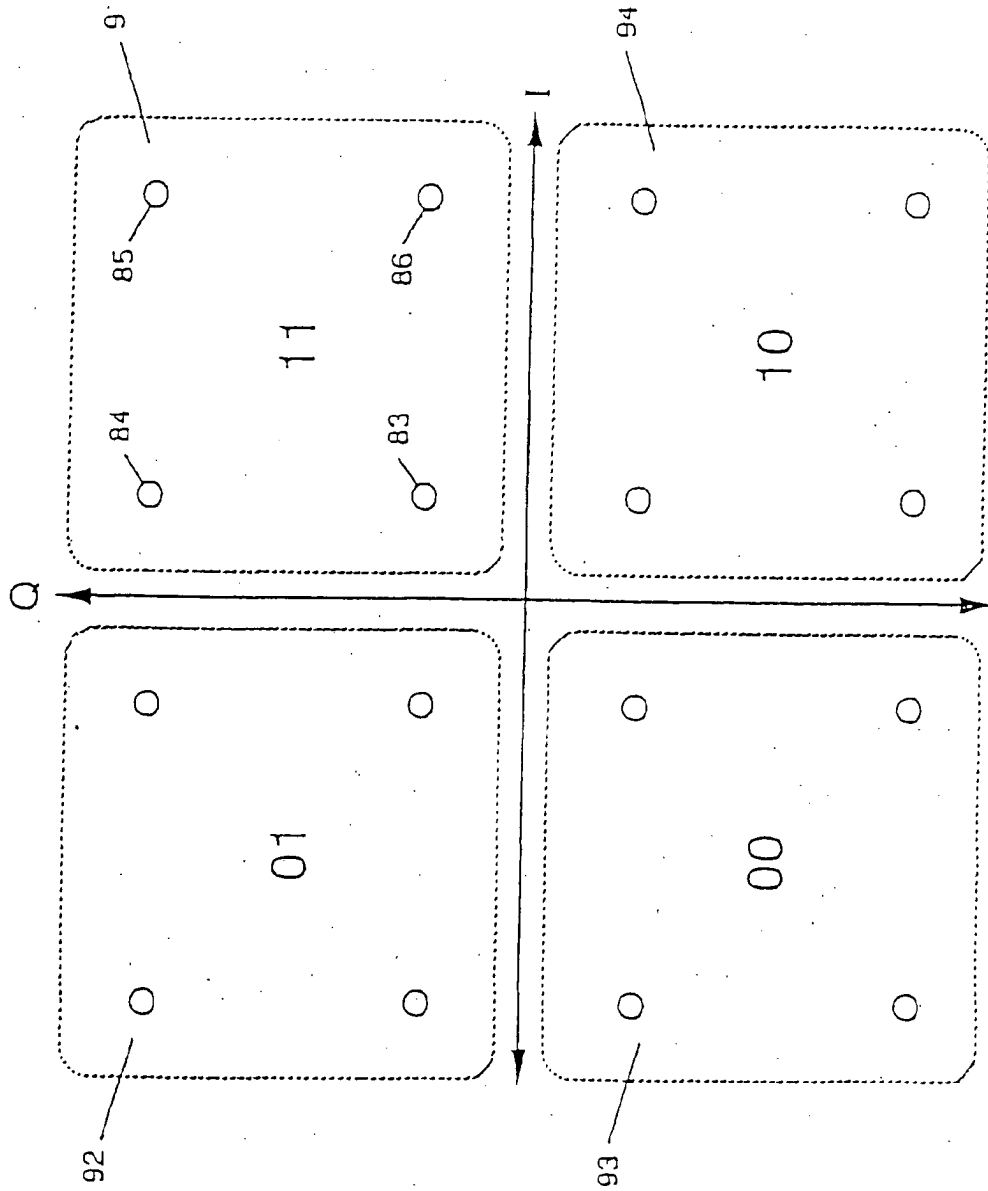


FIG. 7

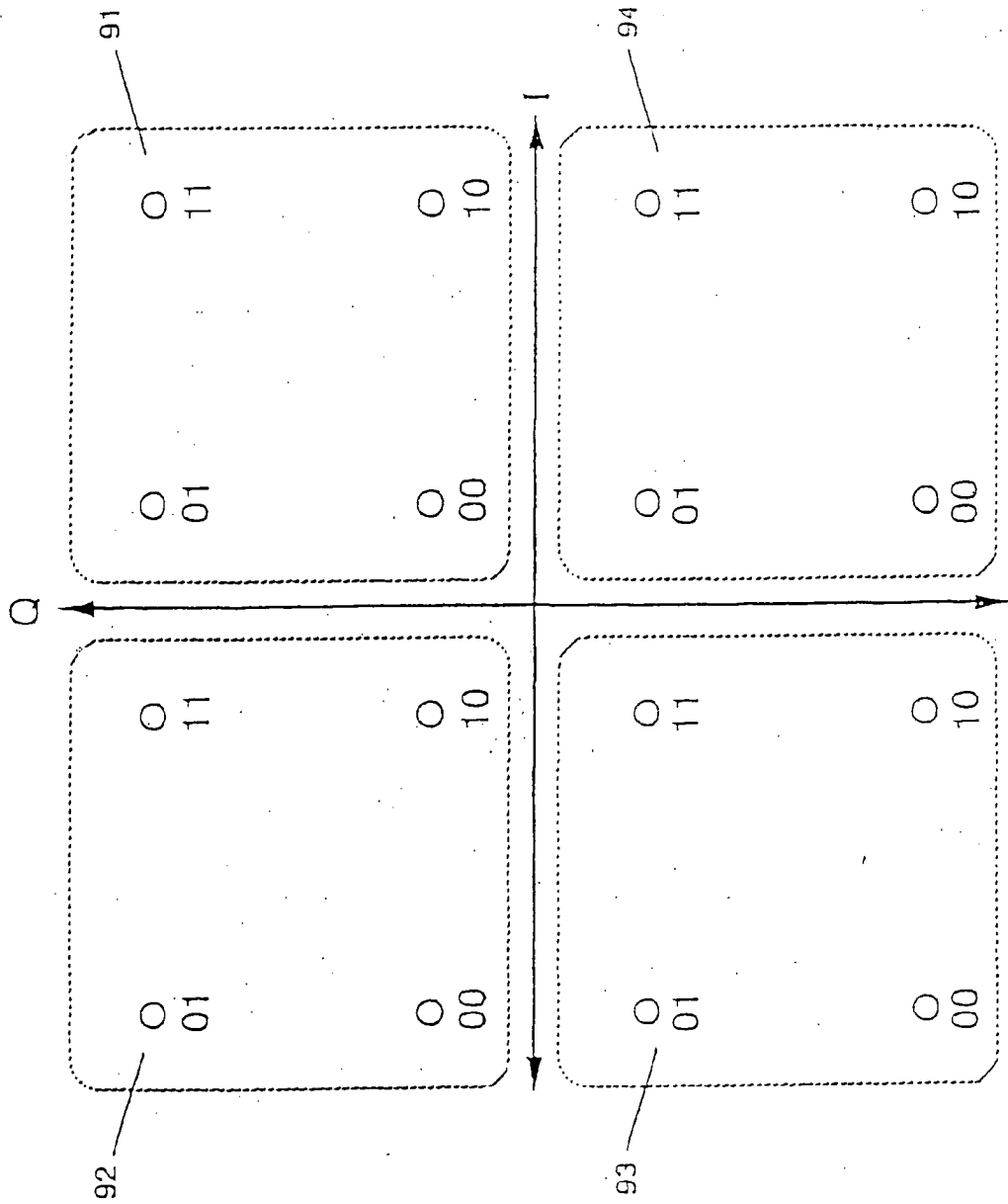


FIG. 8

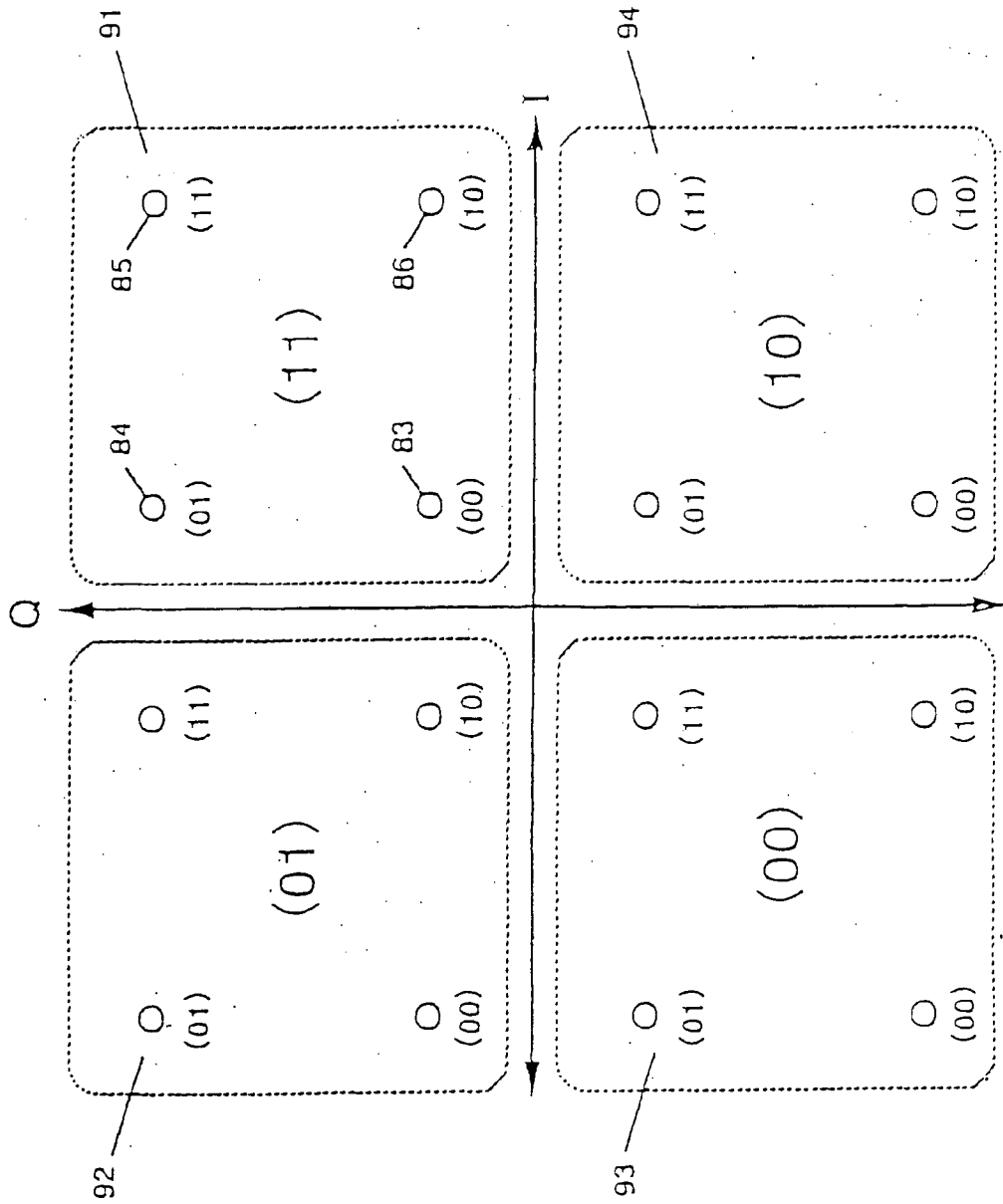


FIG. 9

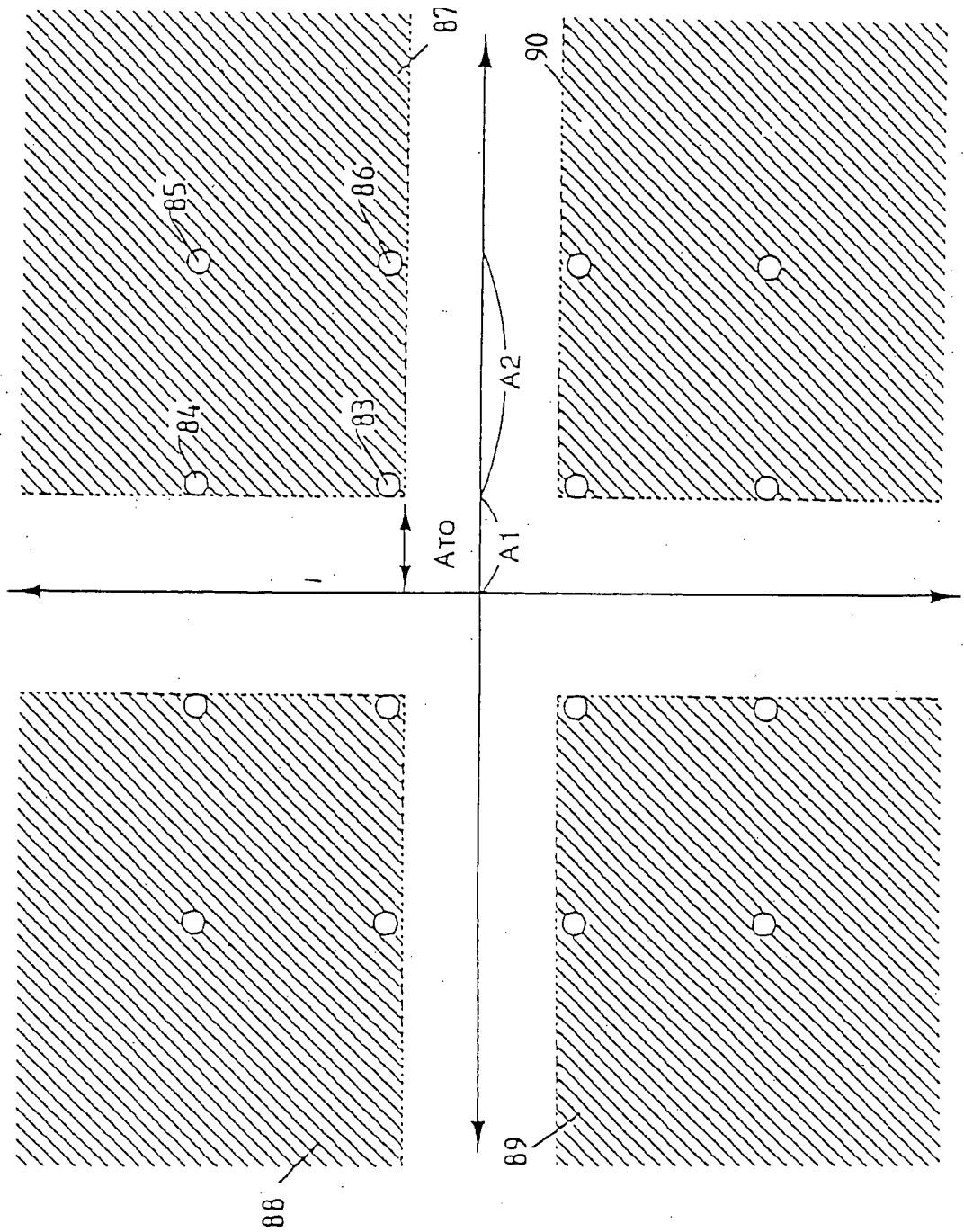


FIG. 10

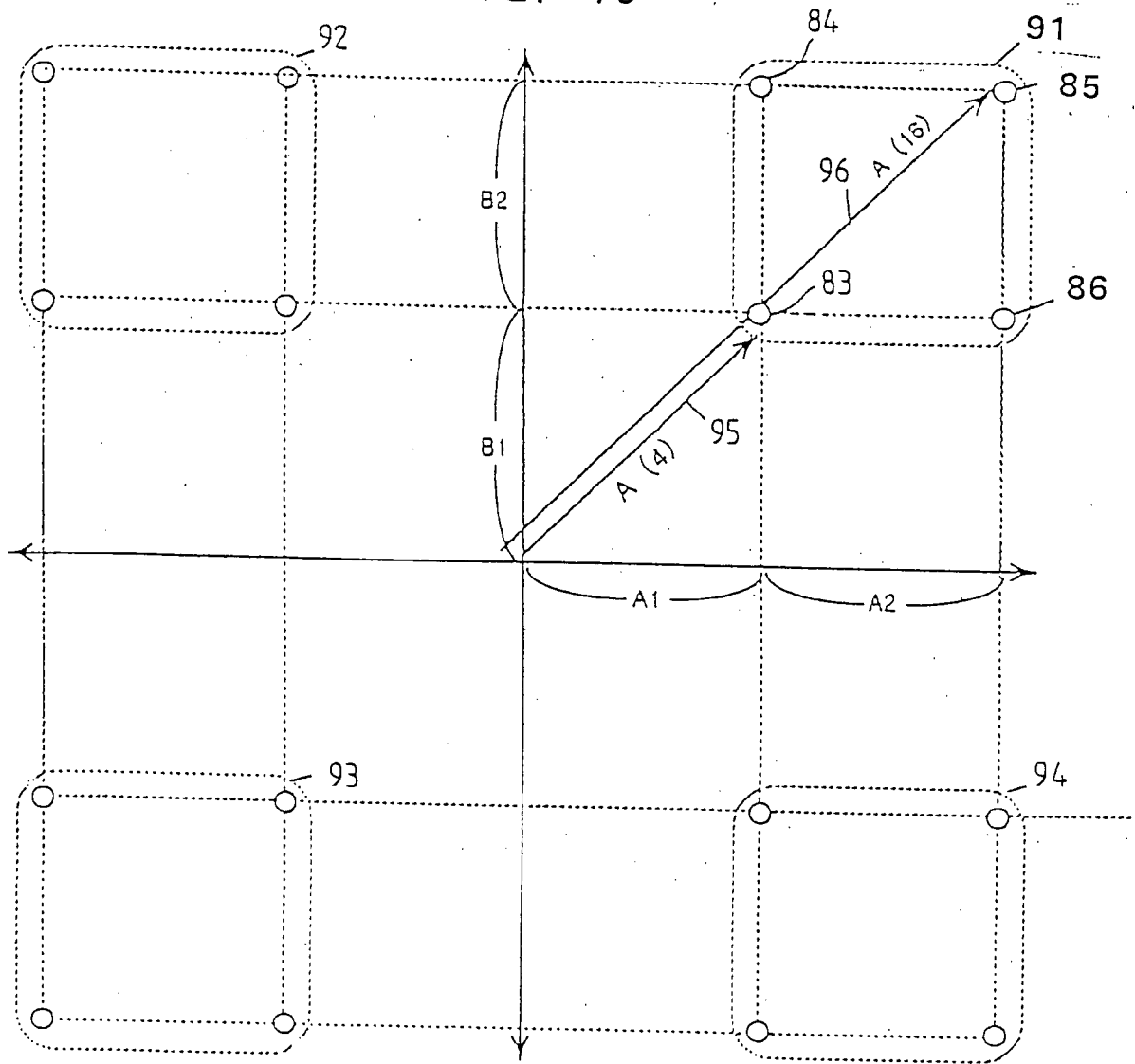


FIG. 11

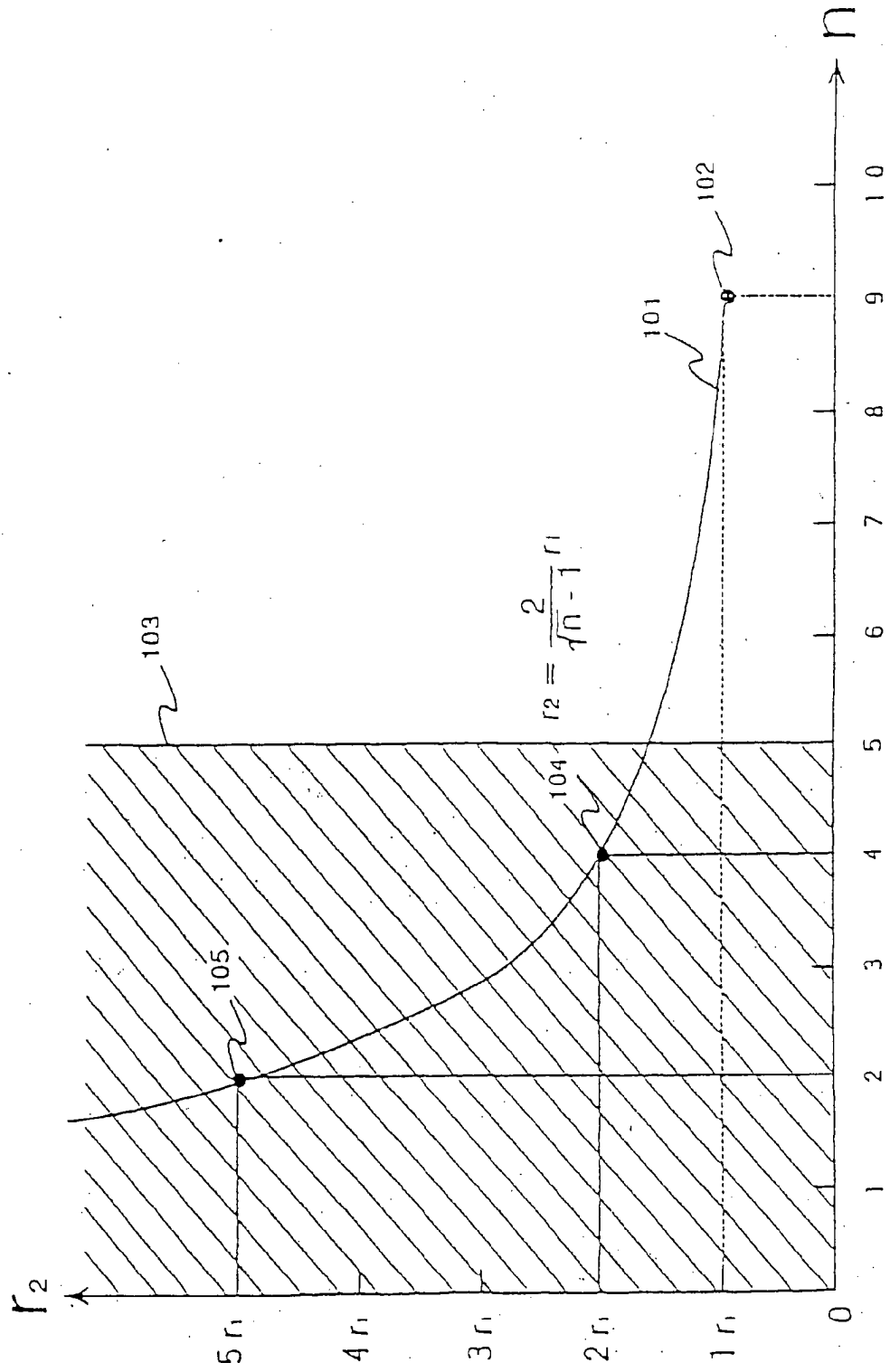


FIG. 12

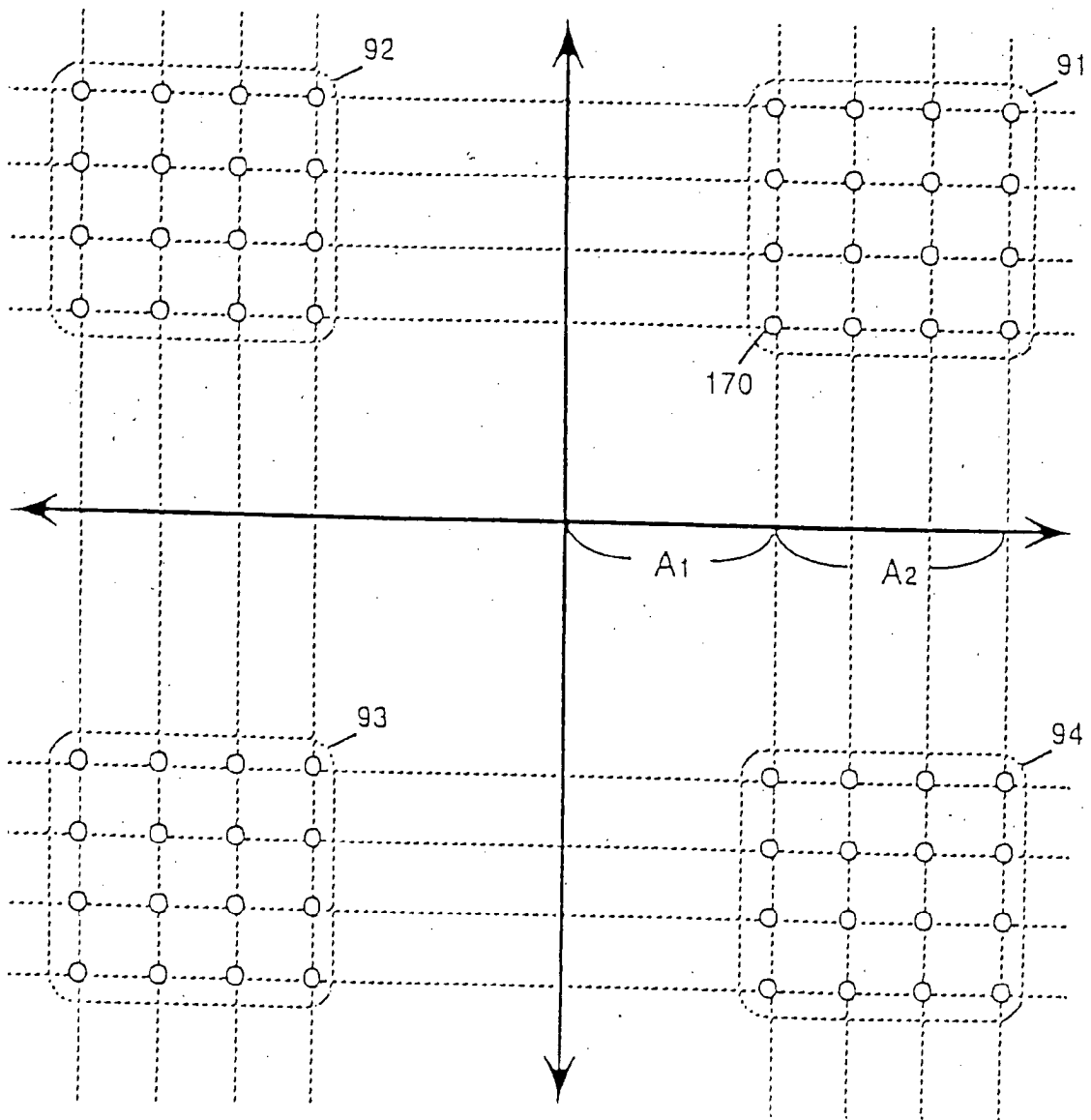


FIG. 13

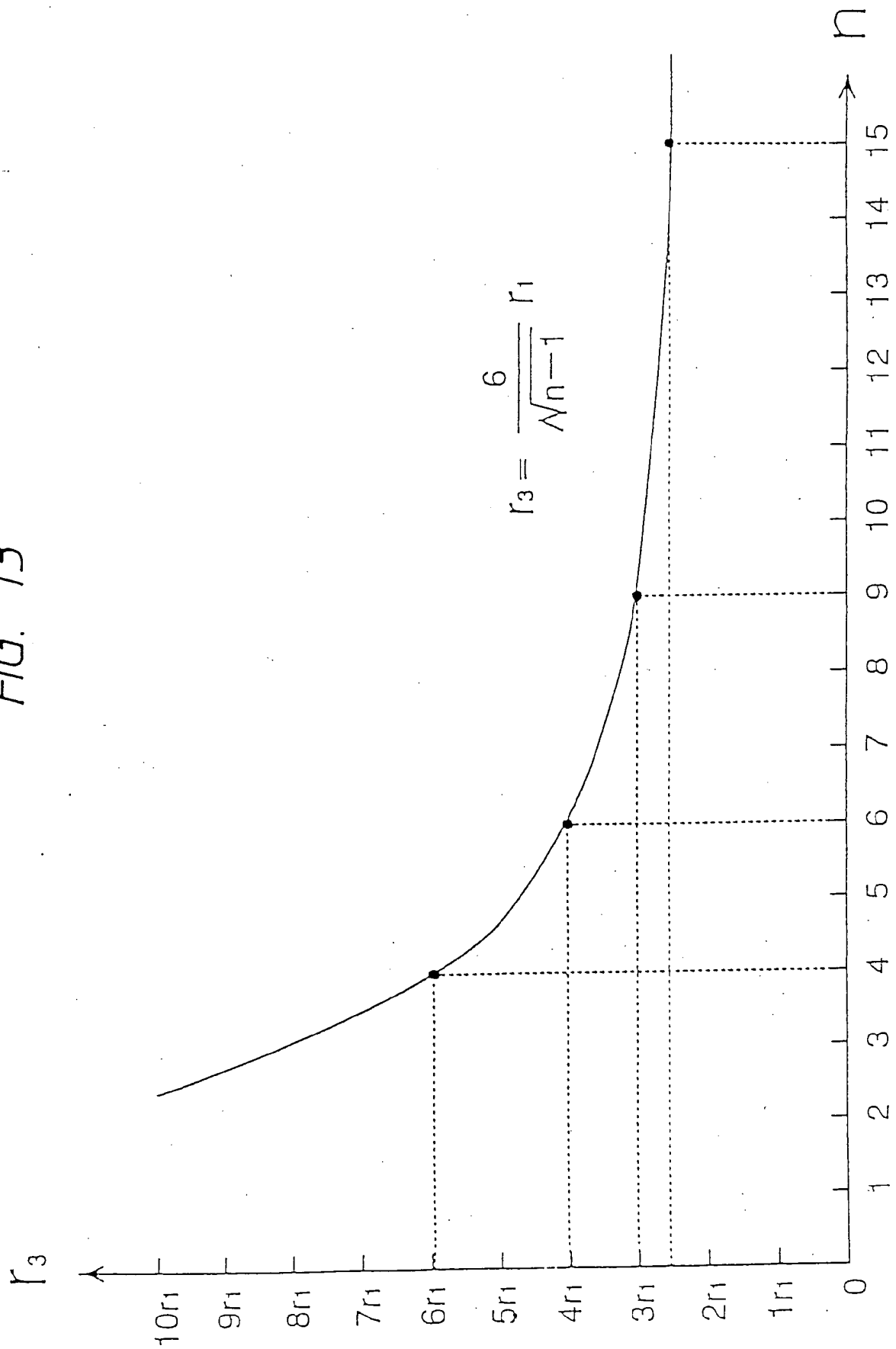


FIG. 14

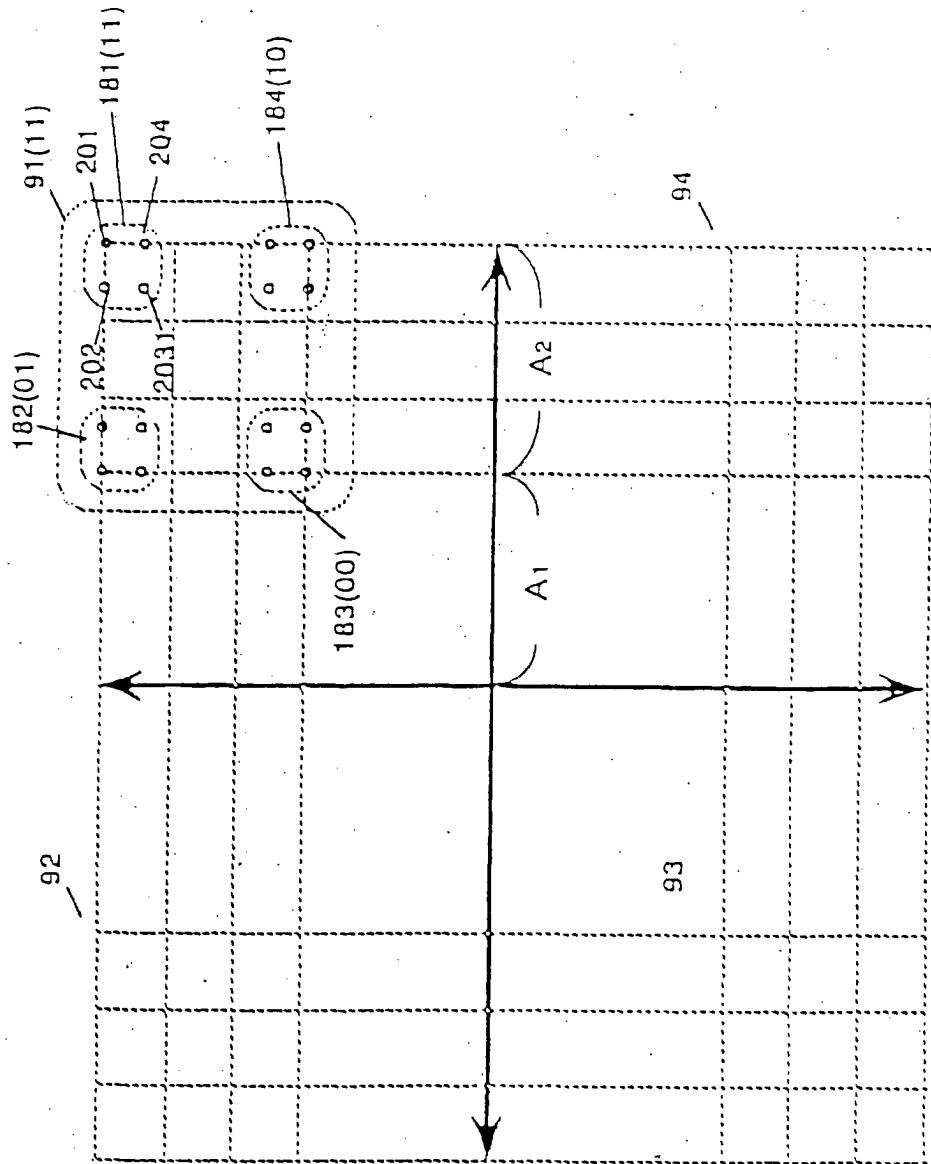


FIG. 15

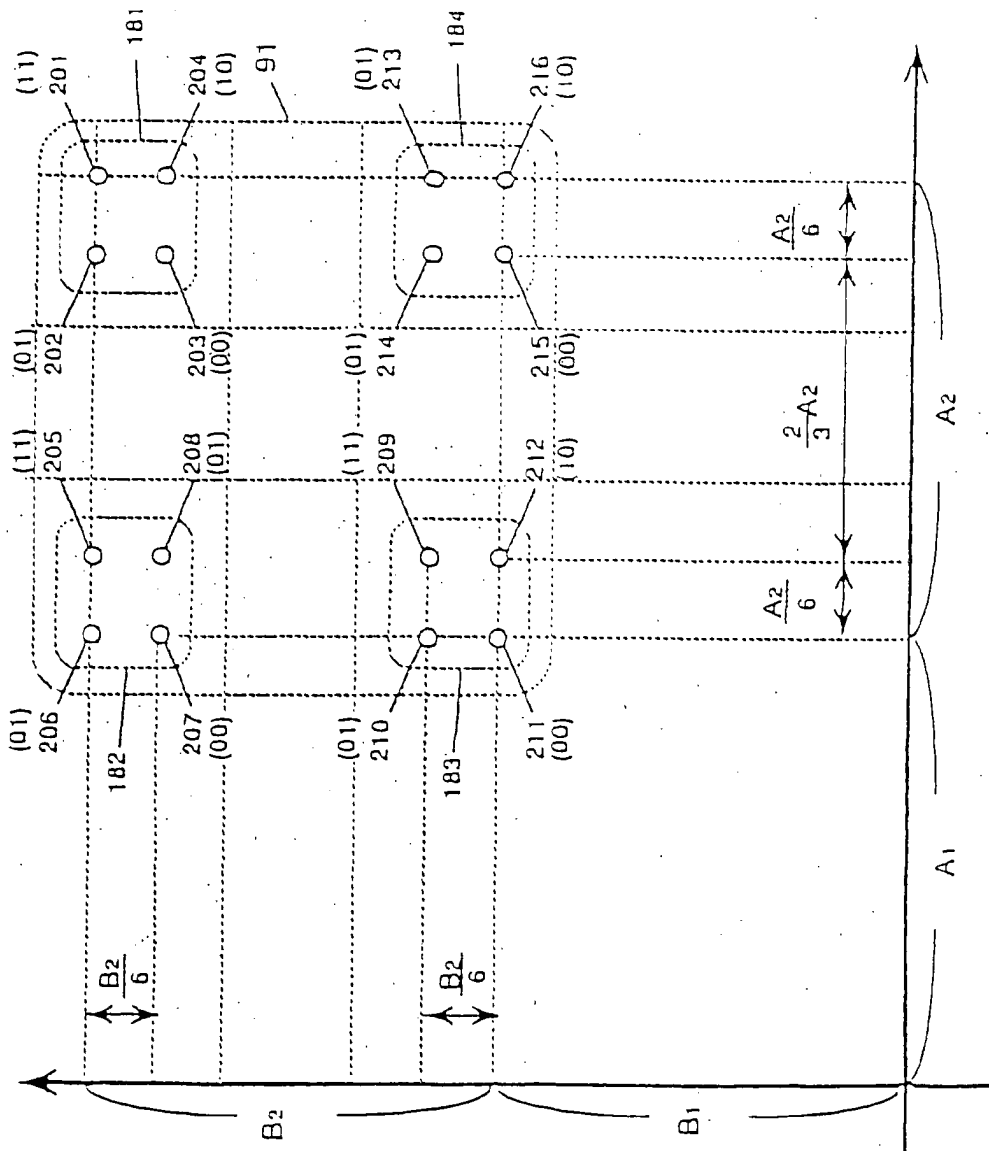


FIG. 16

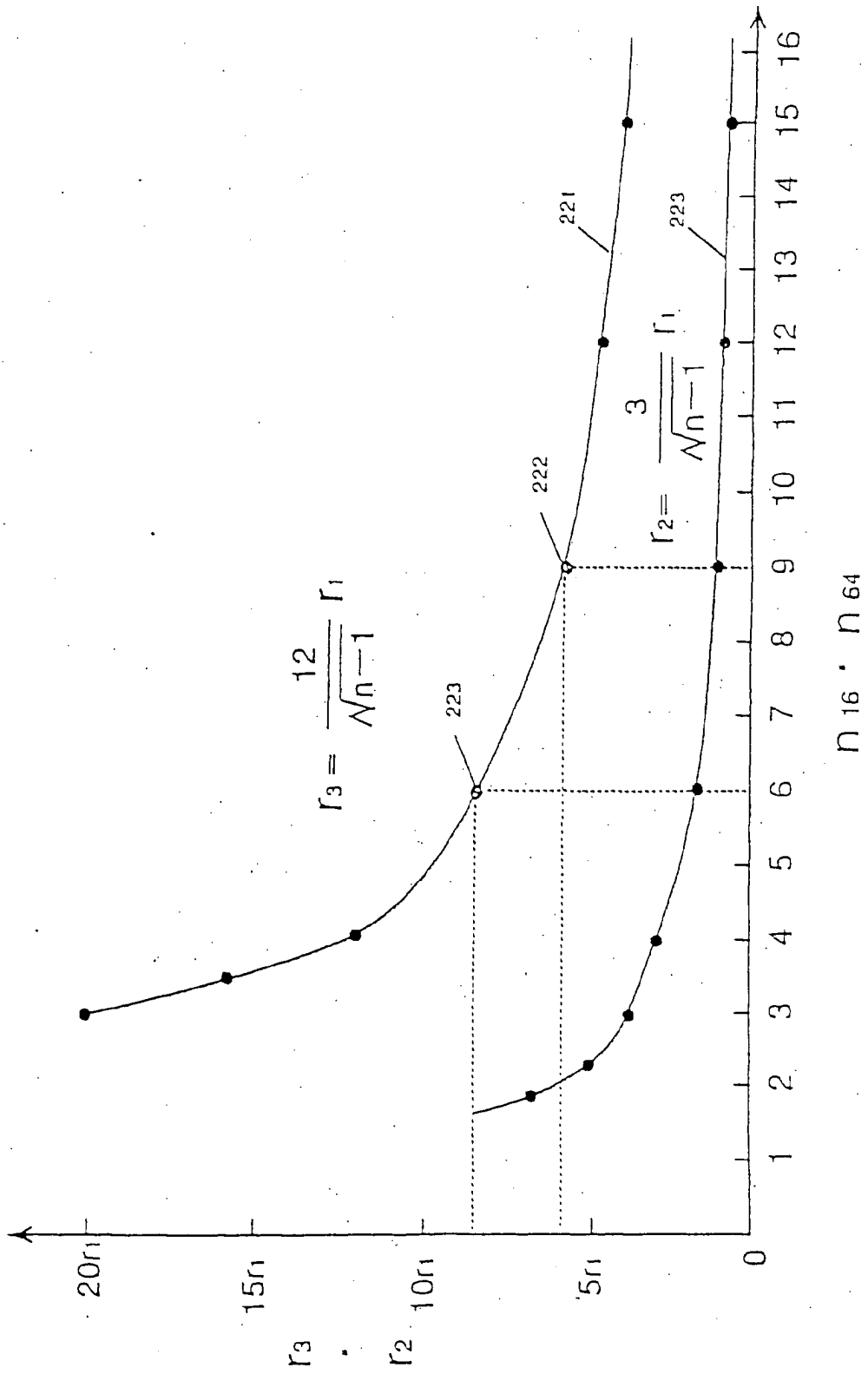


FIG. 17

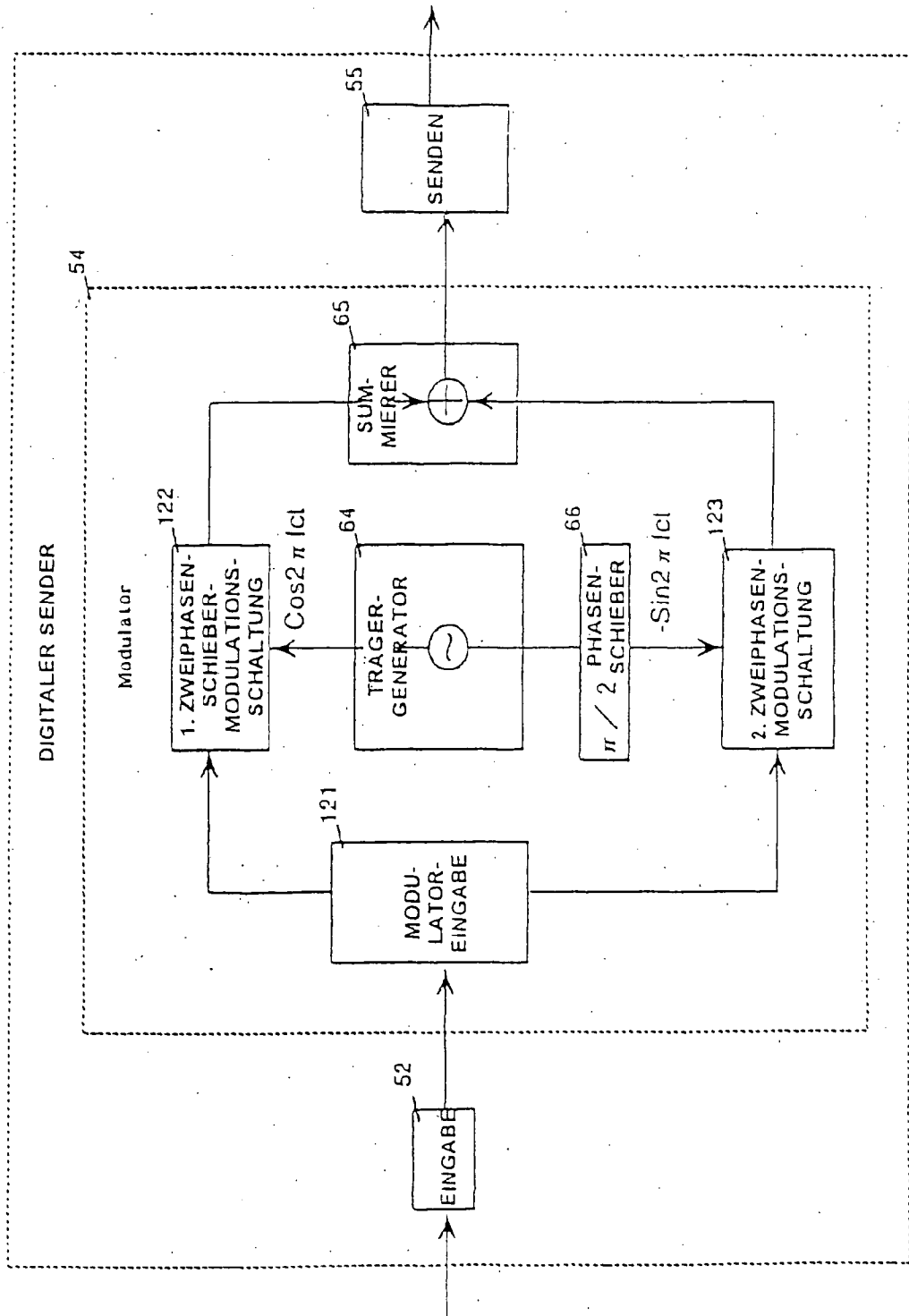


Fig.18

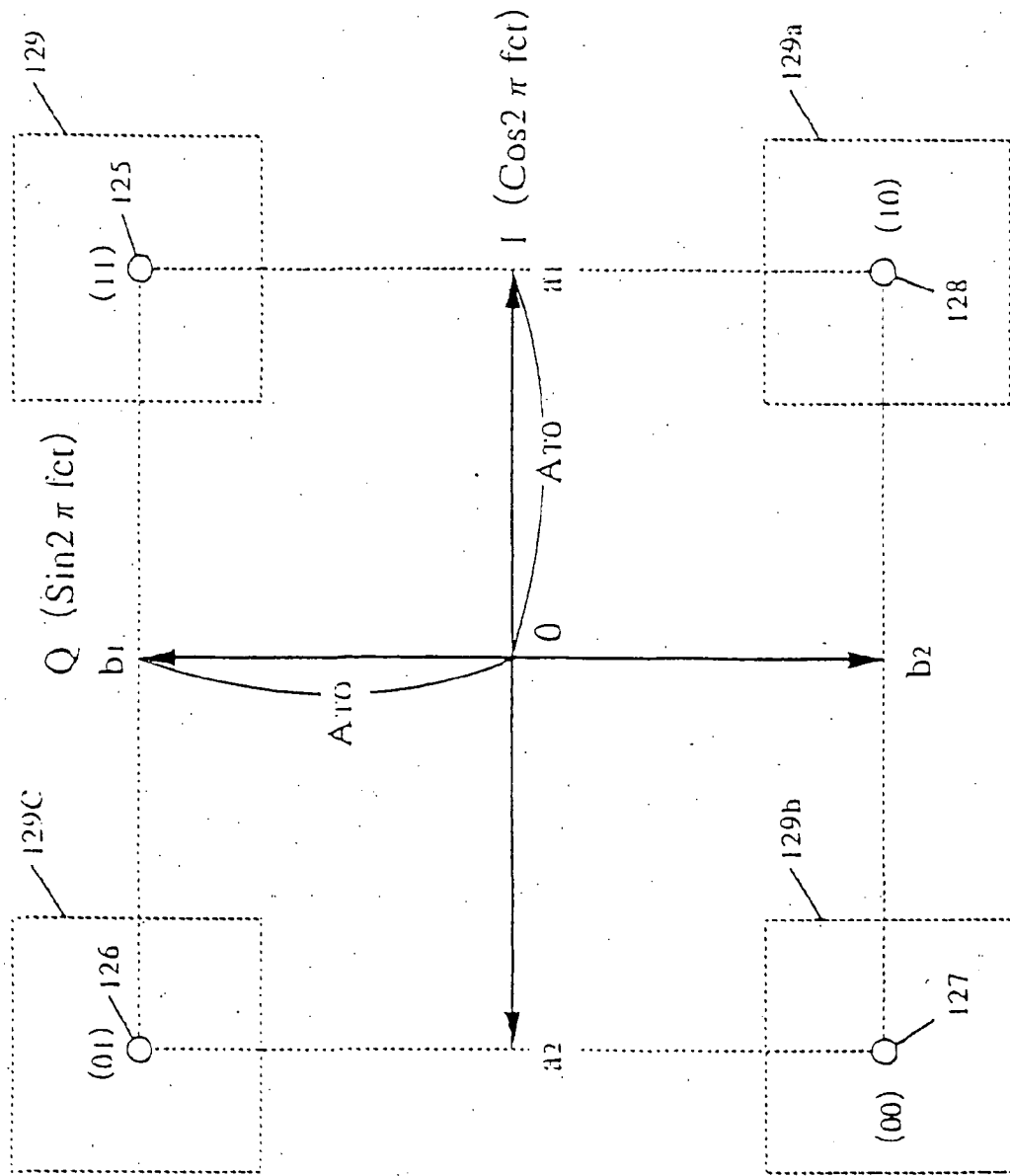
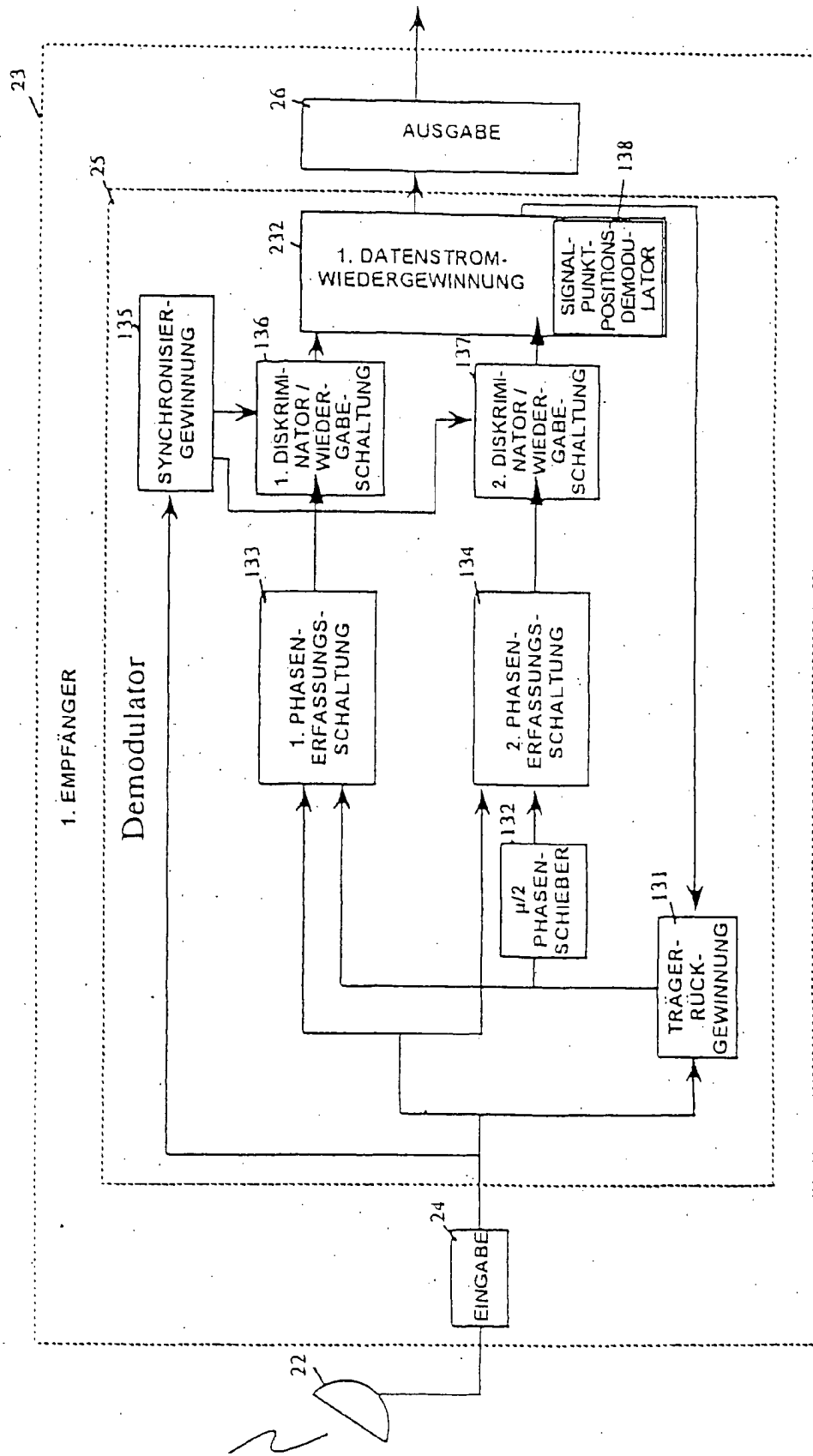


FIG.19



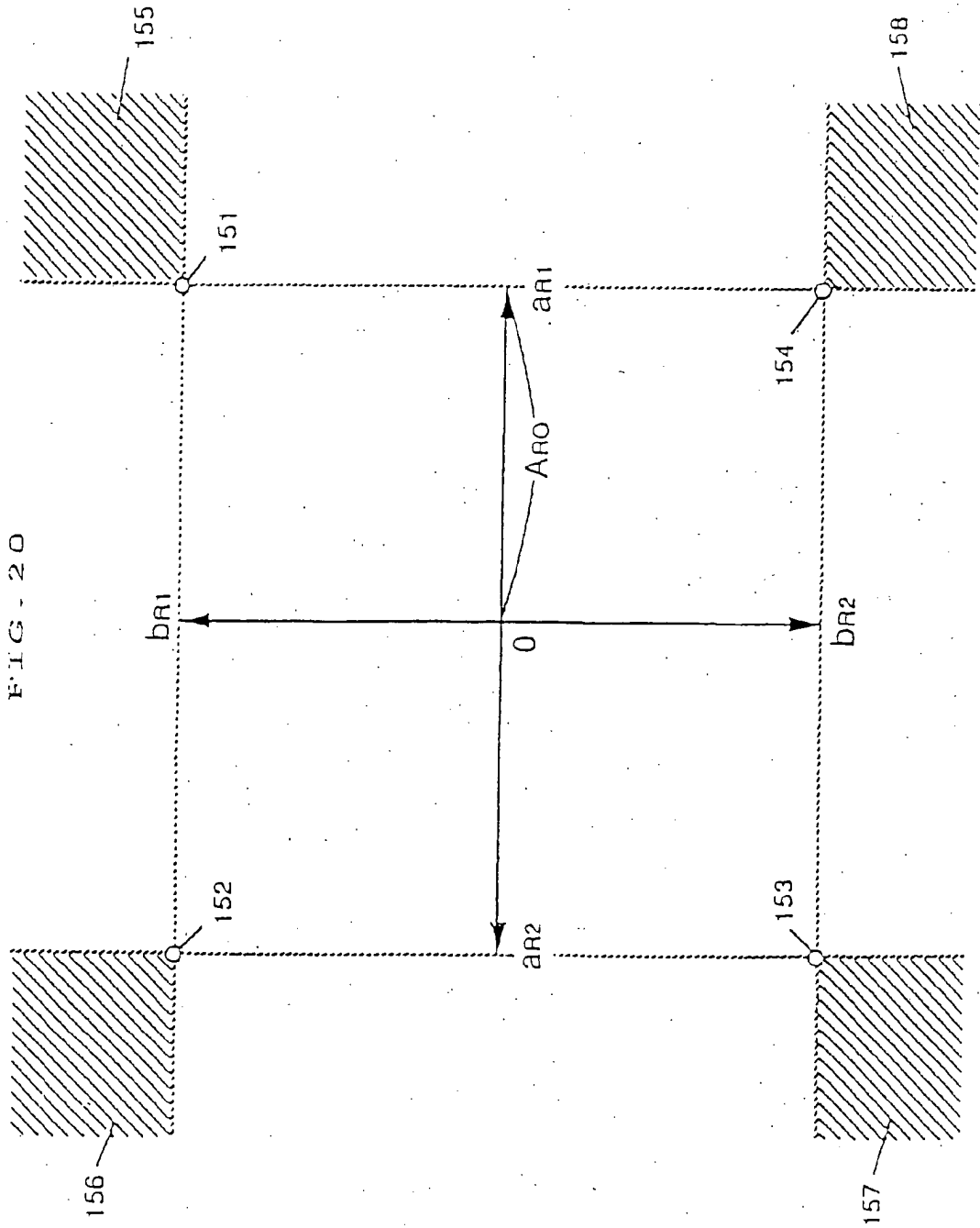
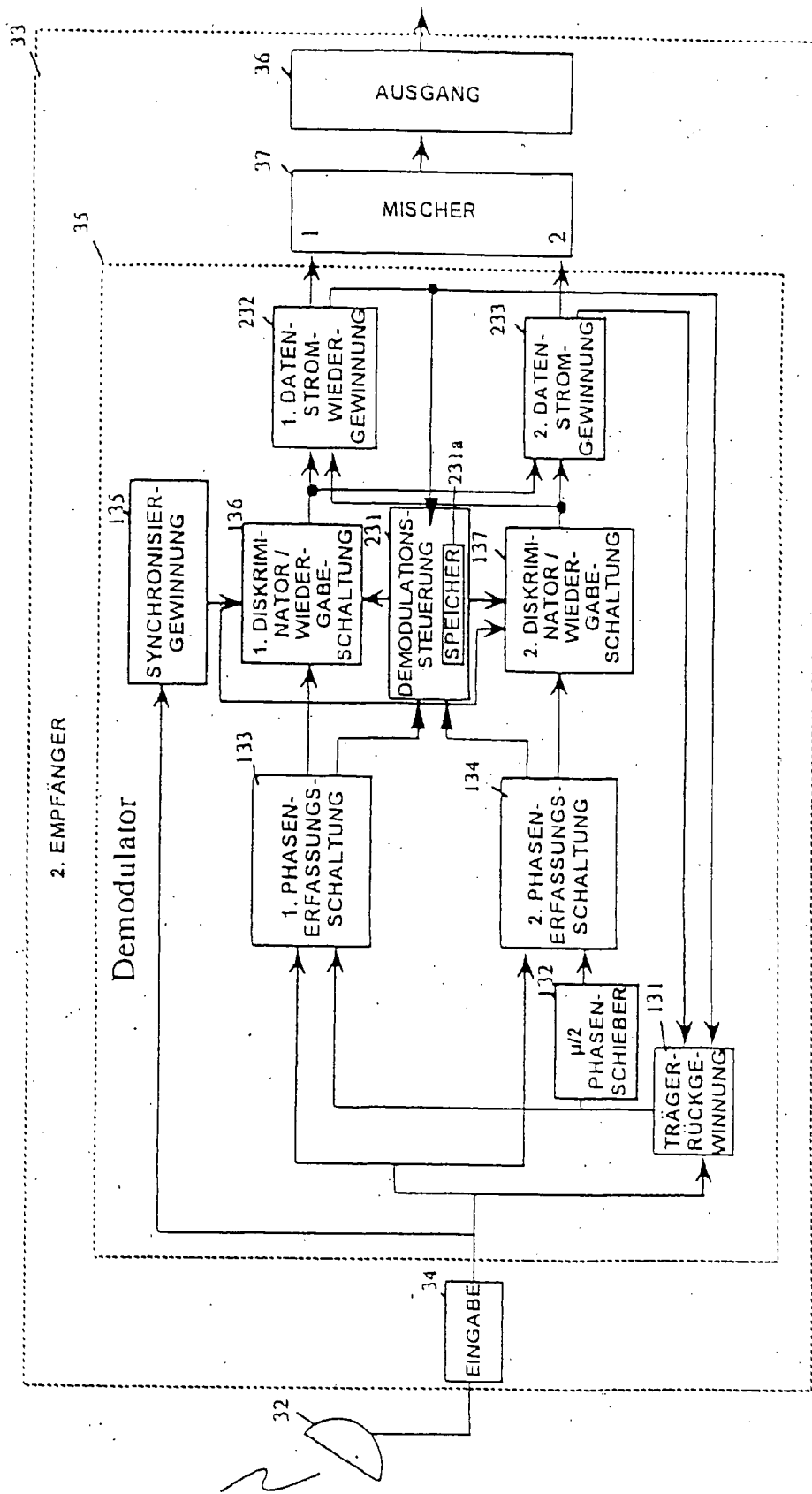


FIG.21



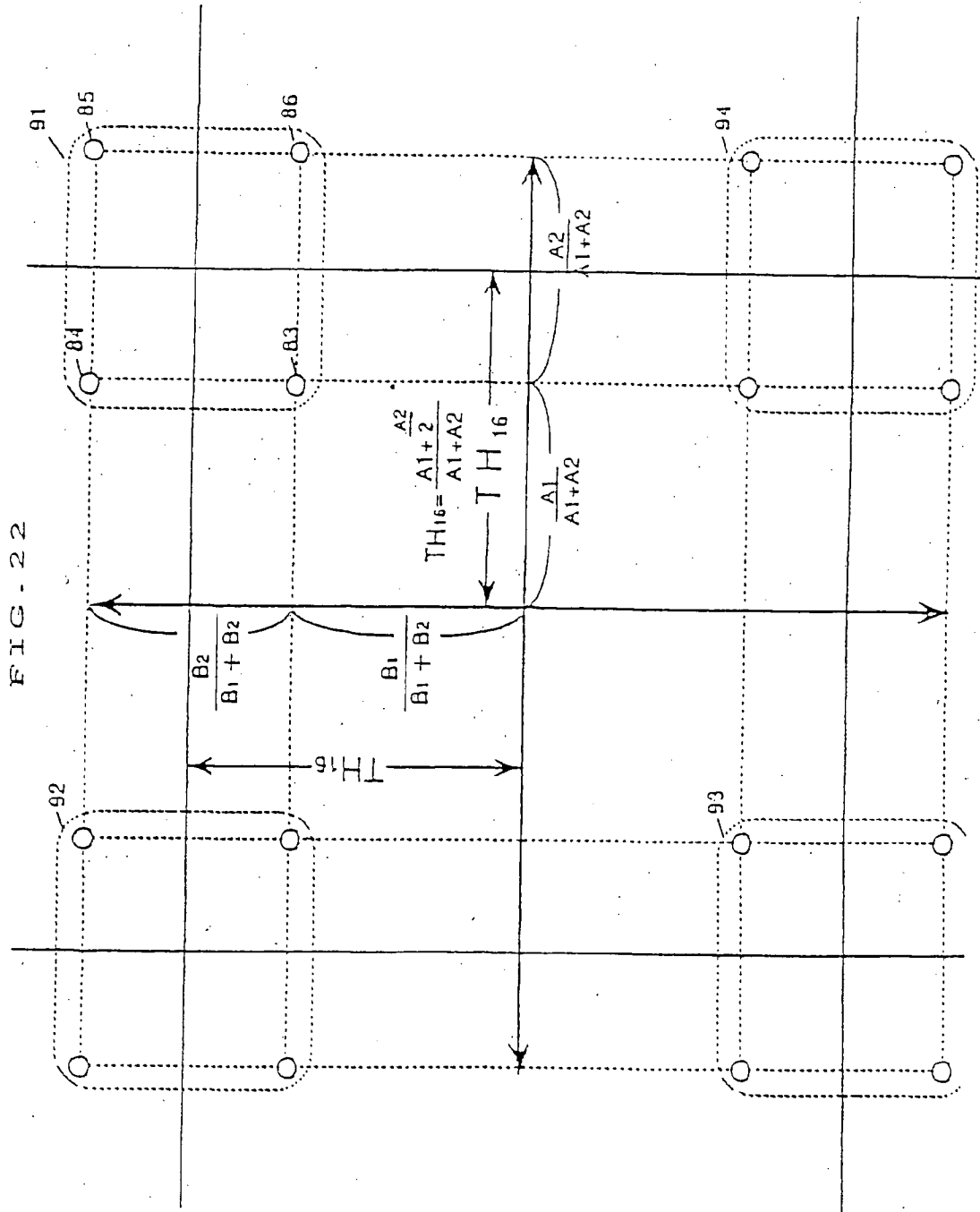


FIG. 23

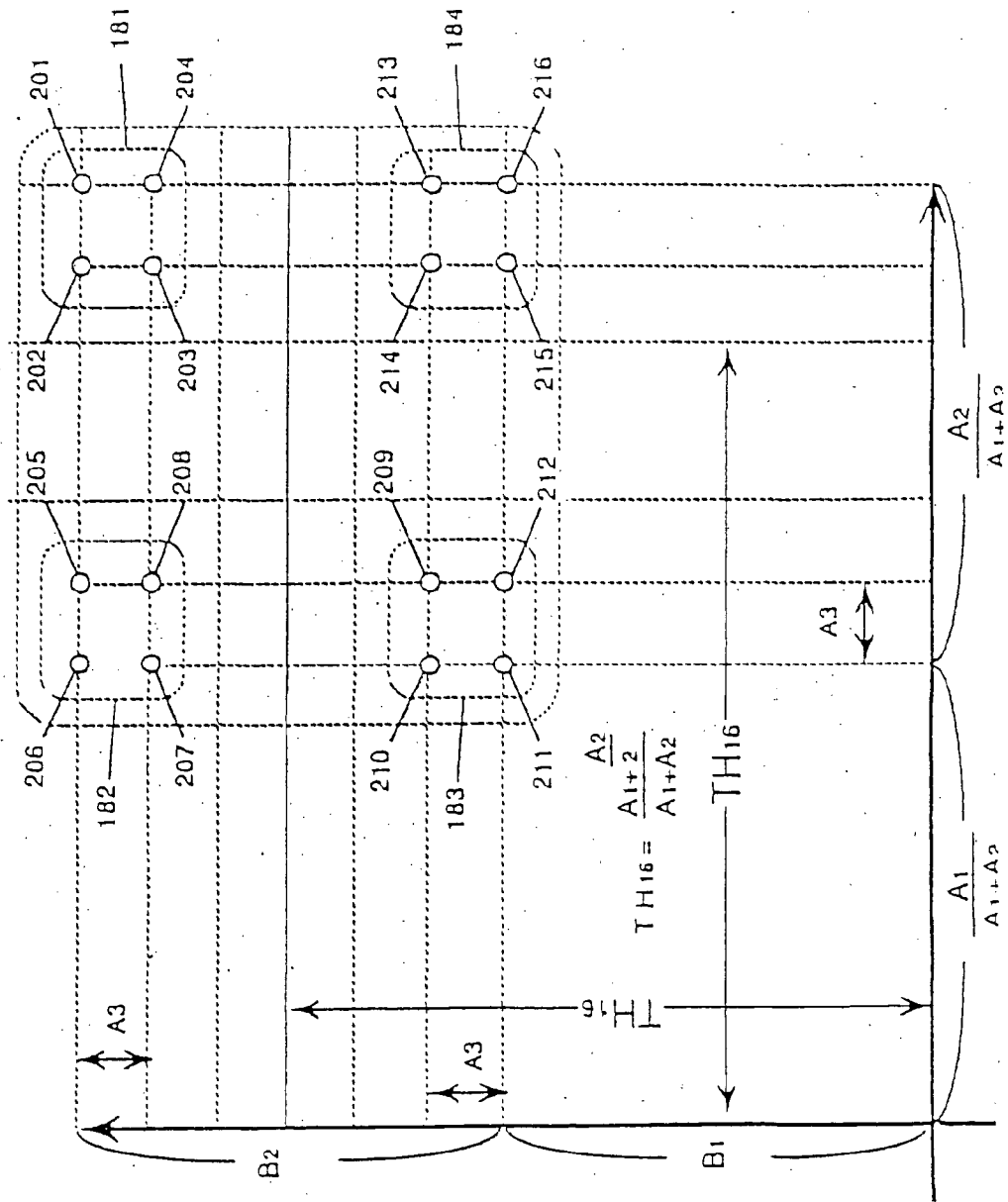


FIG. 24

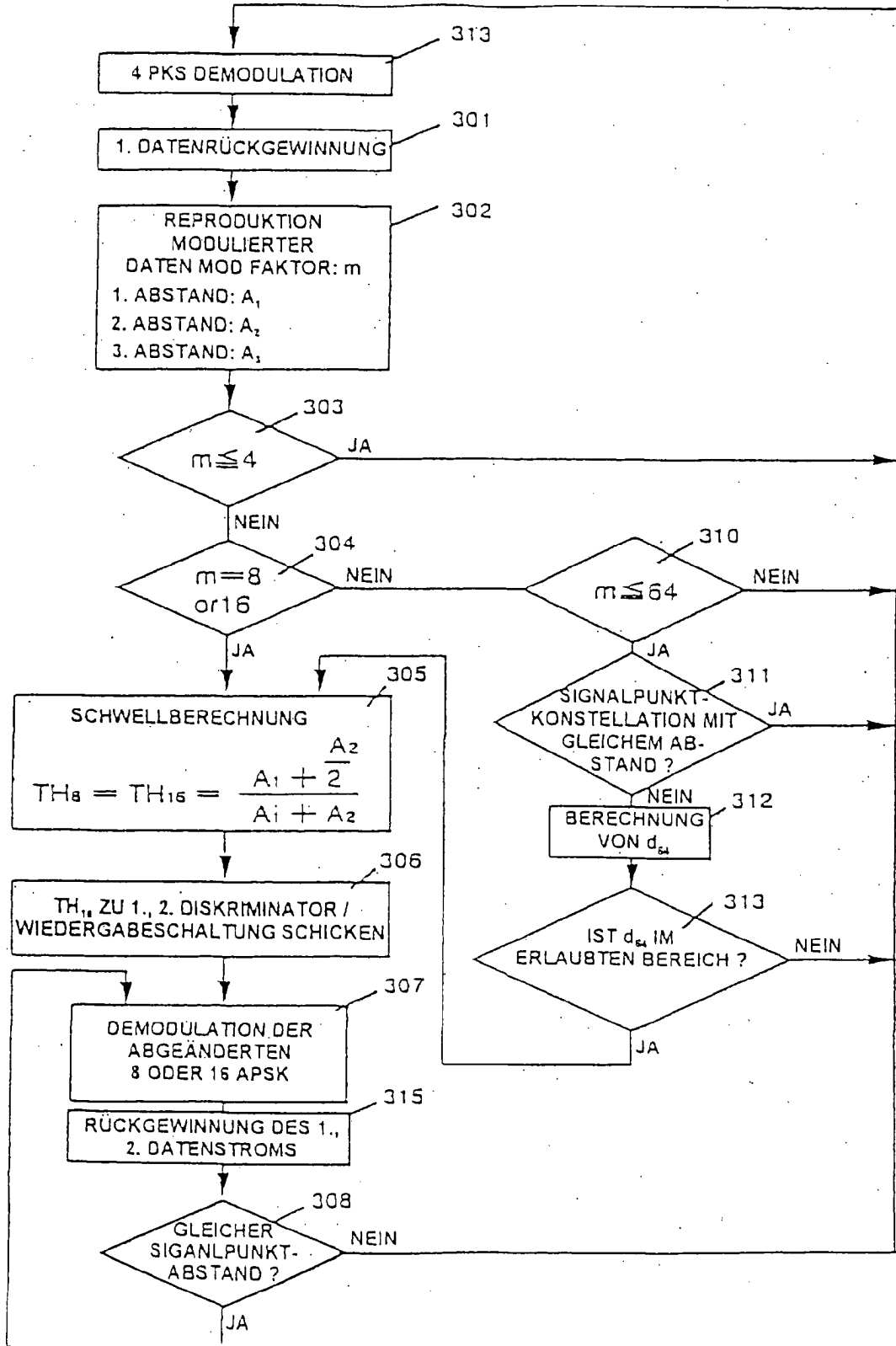


FIG. 25

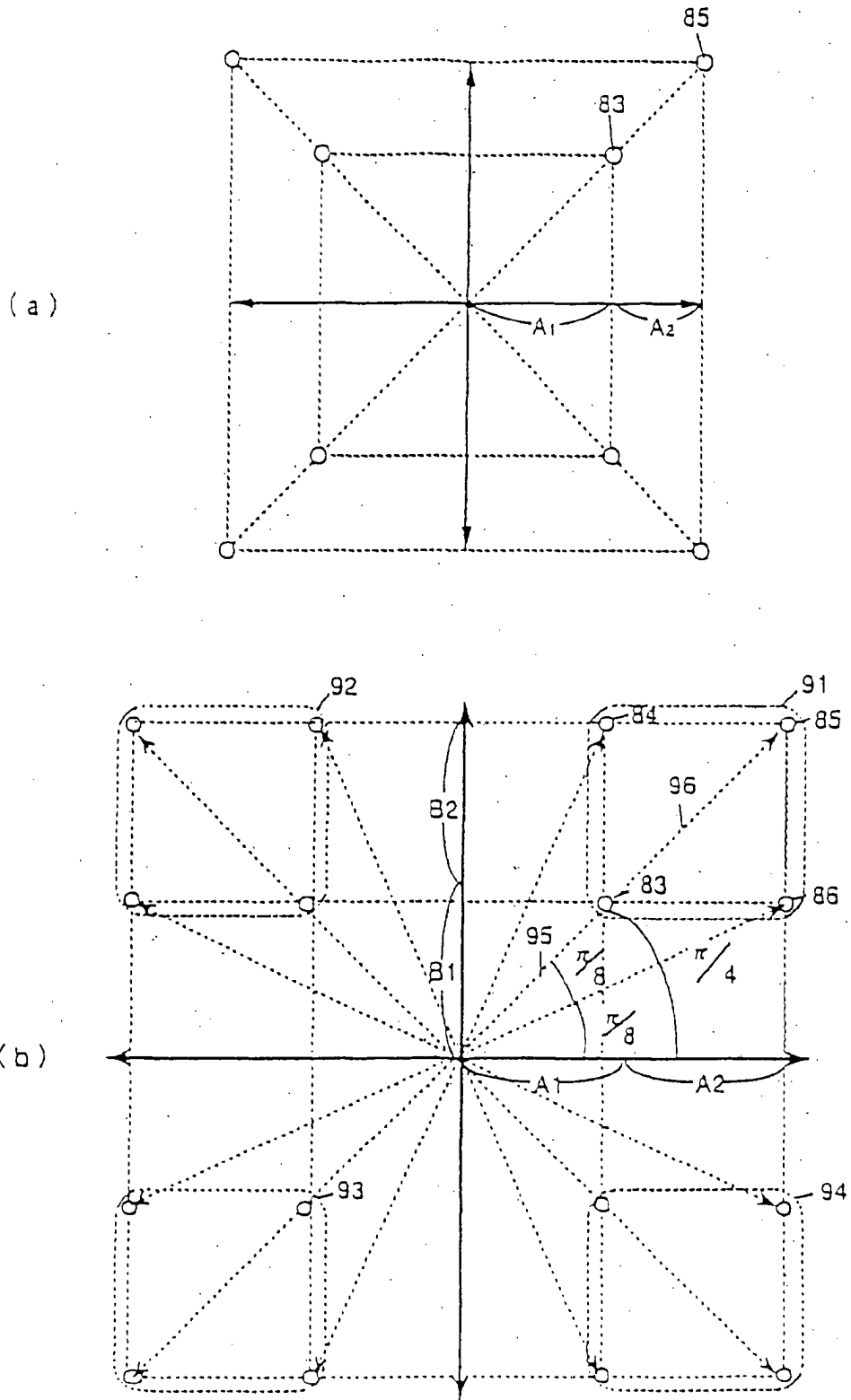


FIG.26

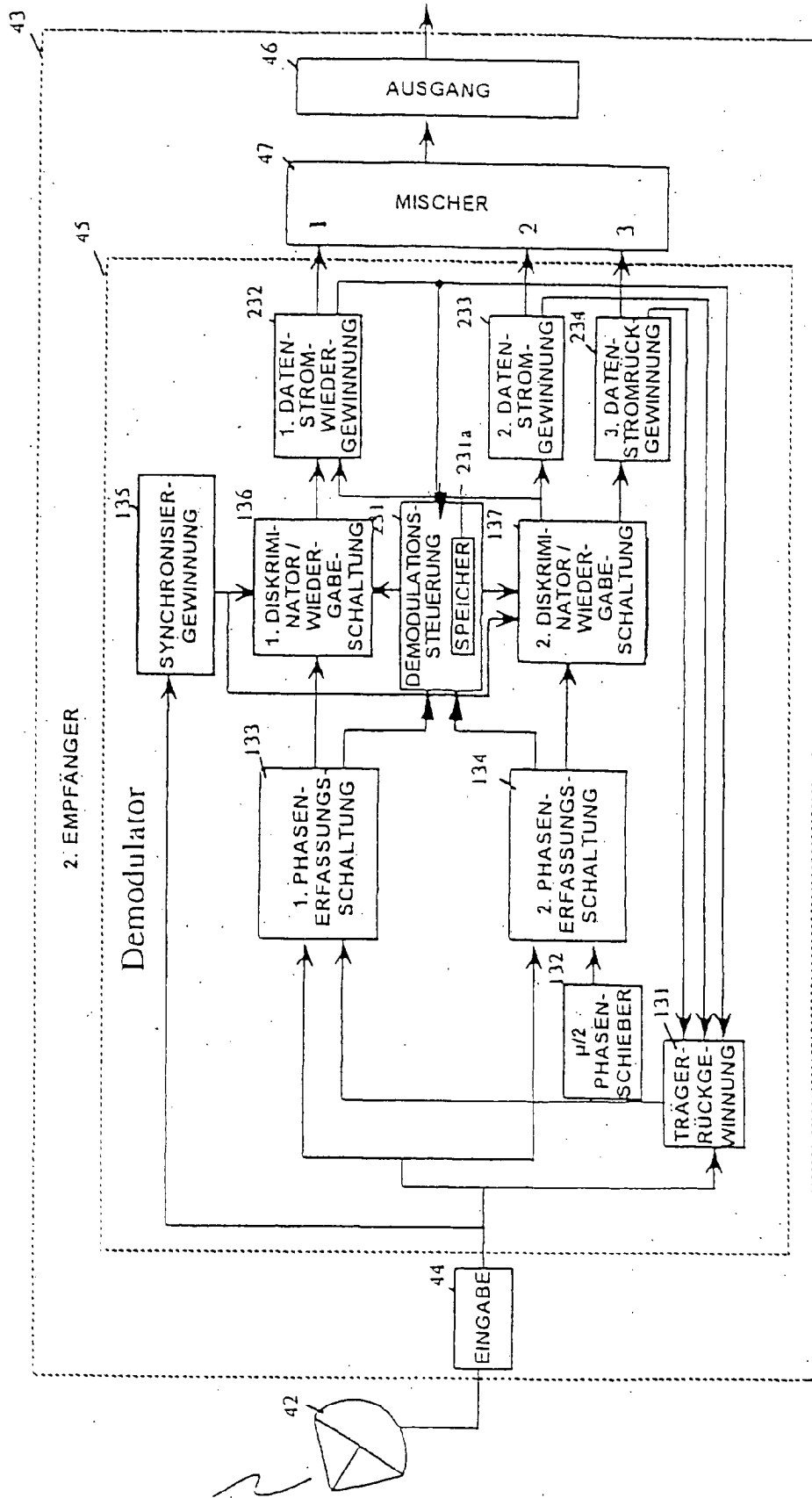


FIG. 27

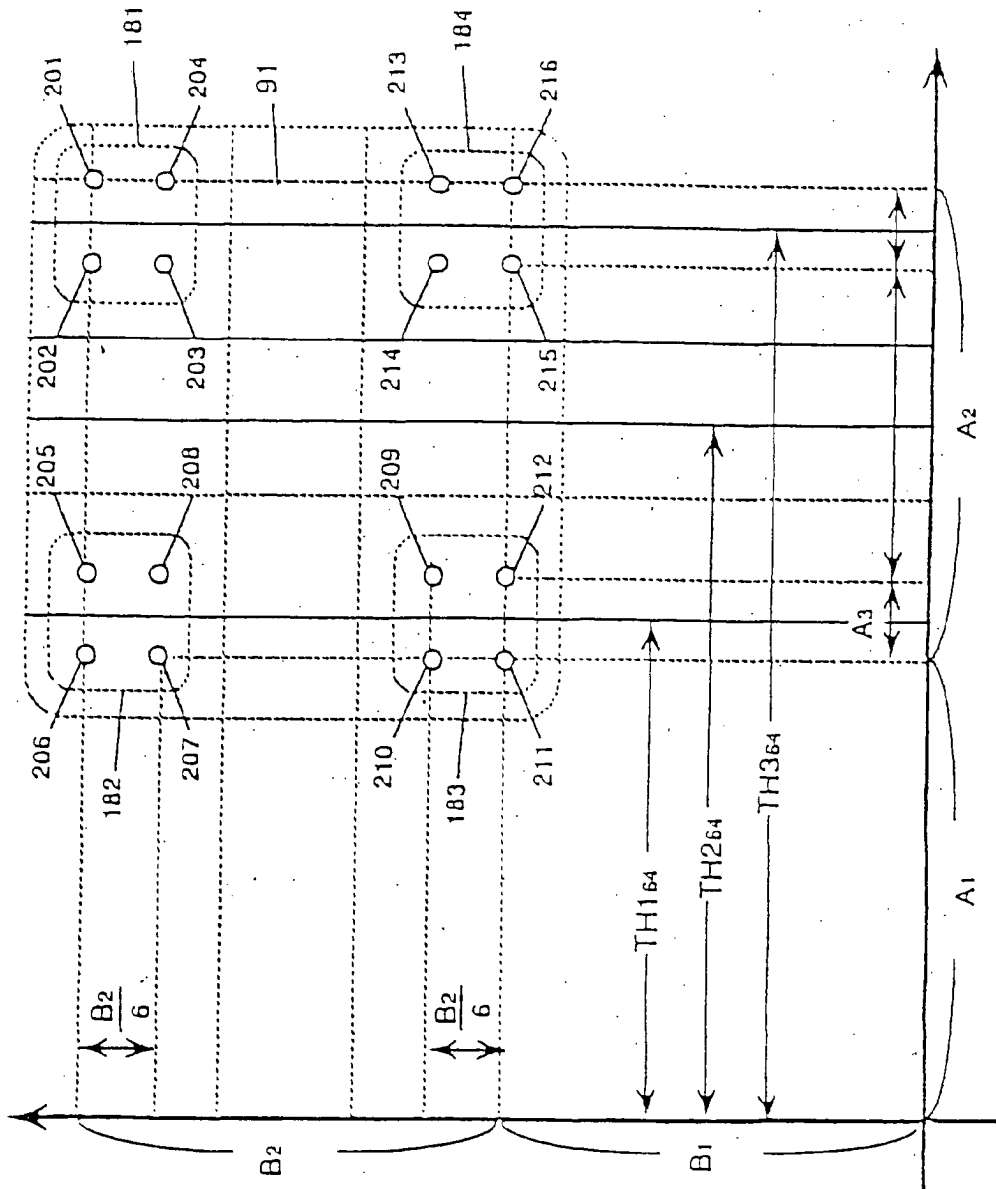


FIG. 28

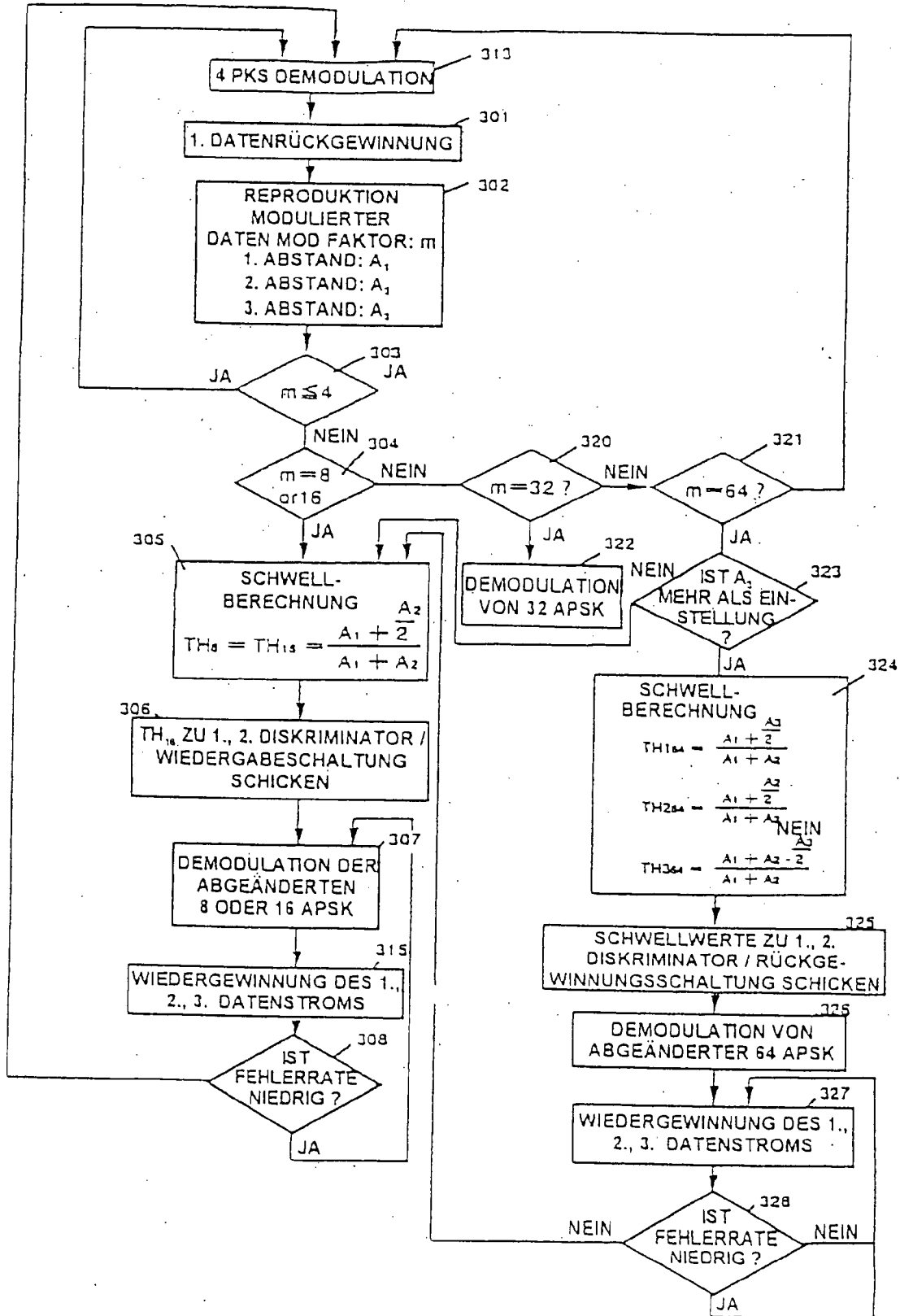


FIG - 29

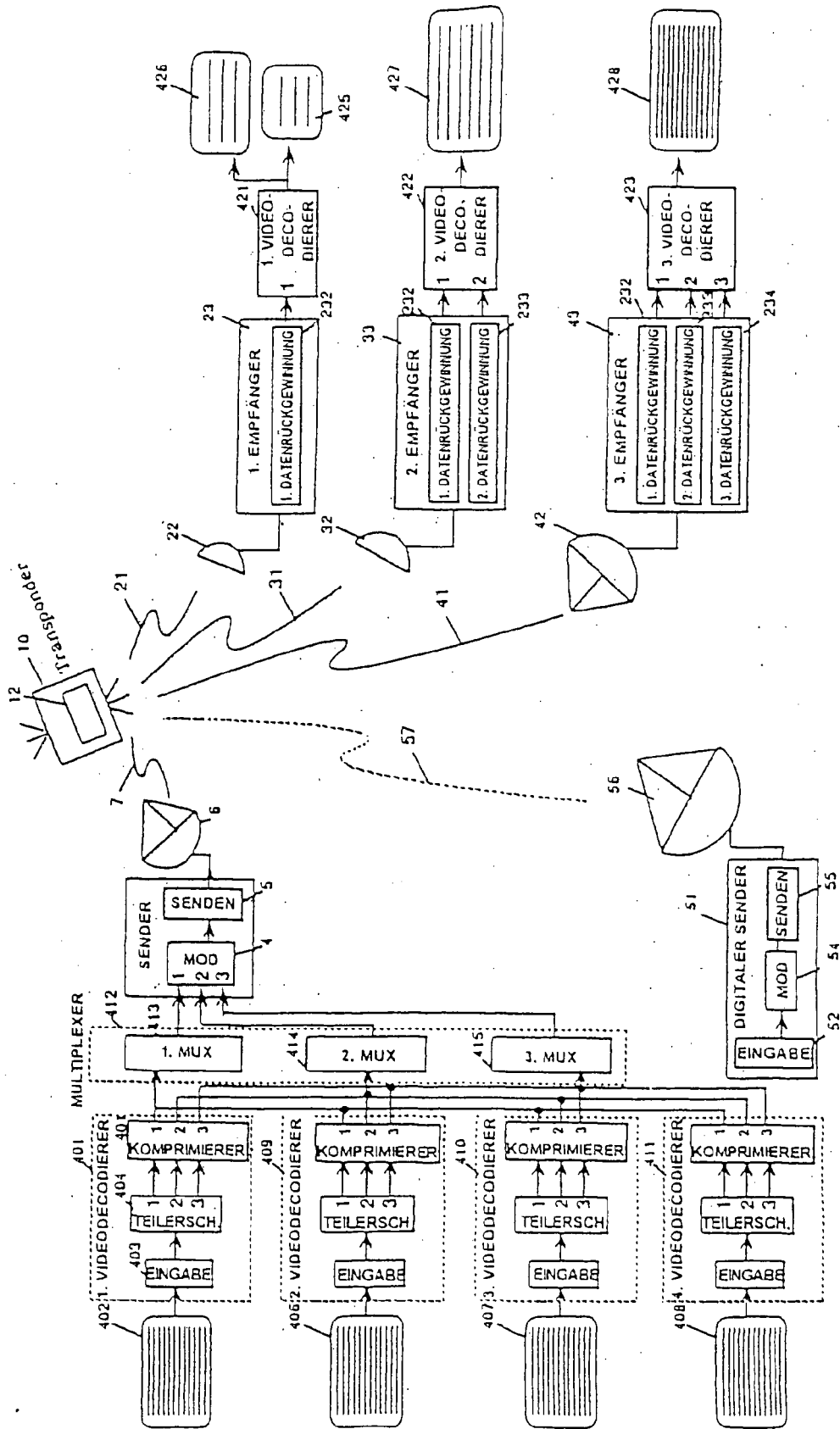


FIG. 30

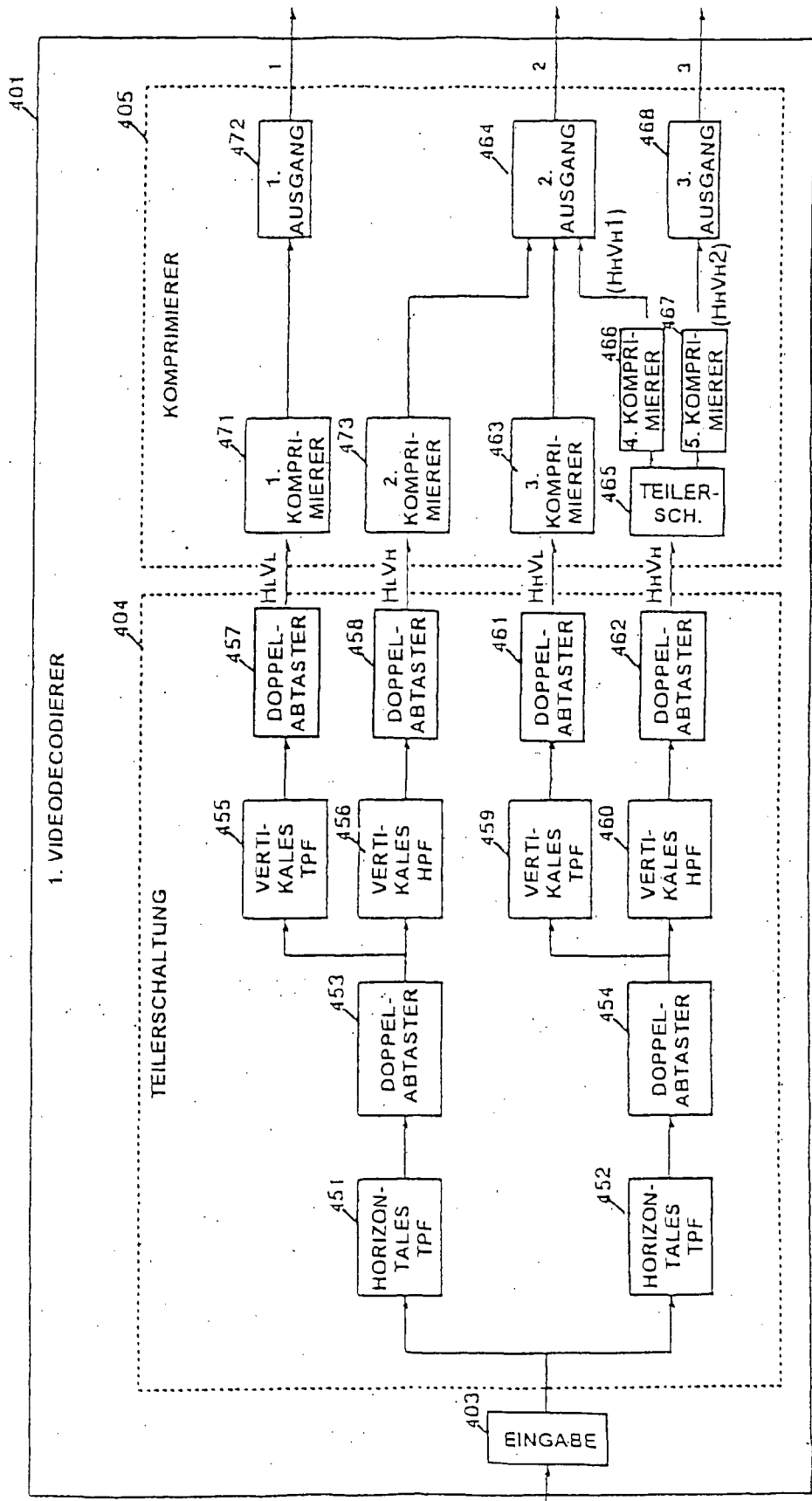


FIG. 31

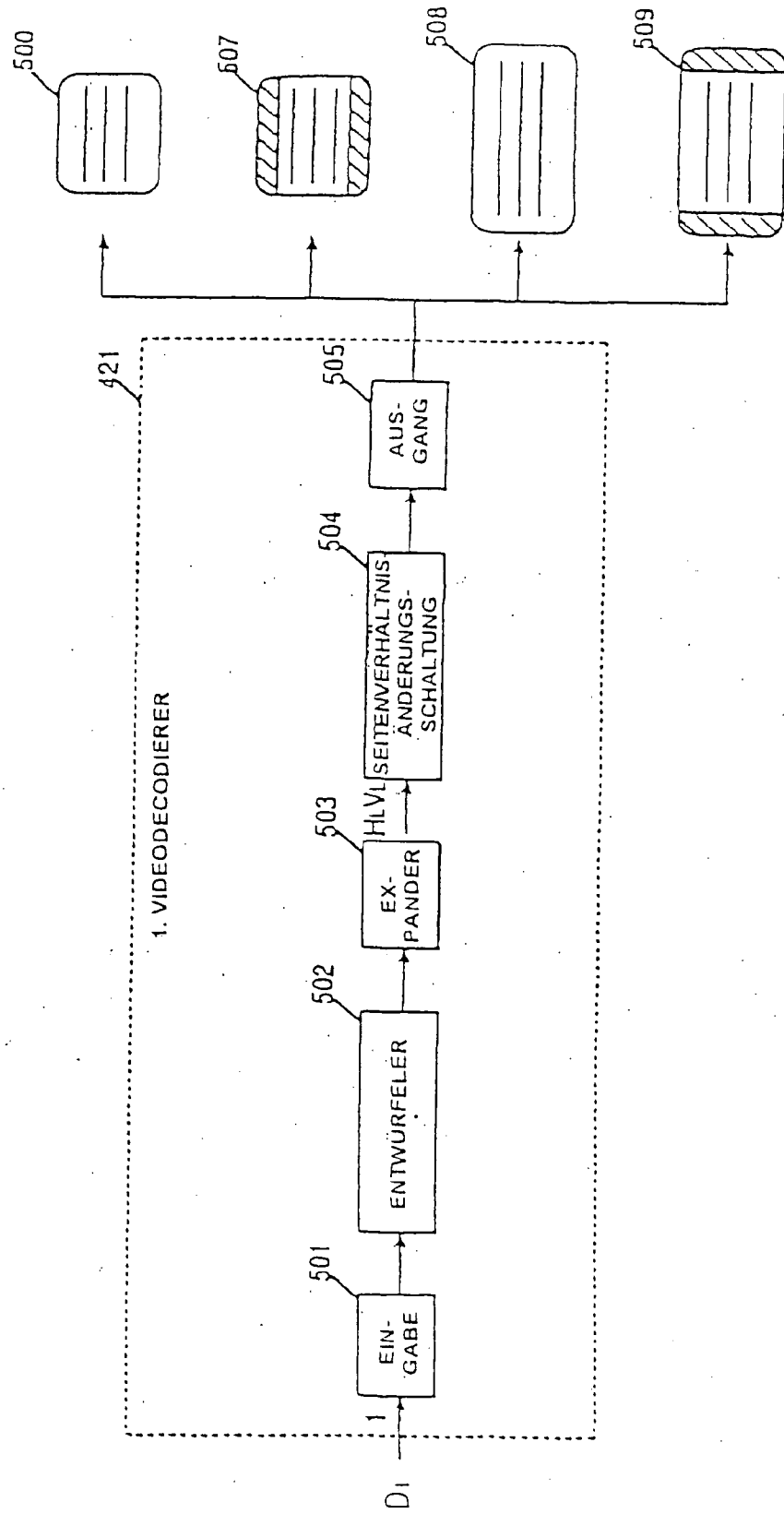


FIG. 32

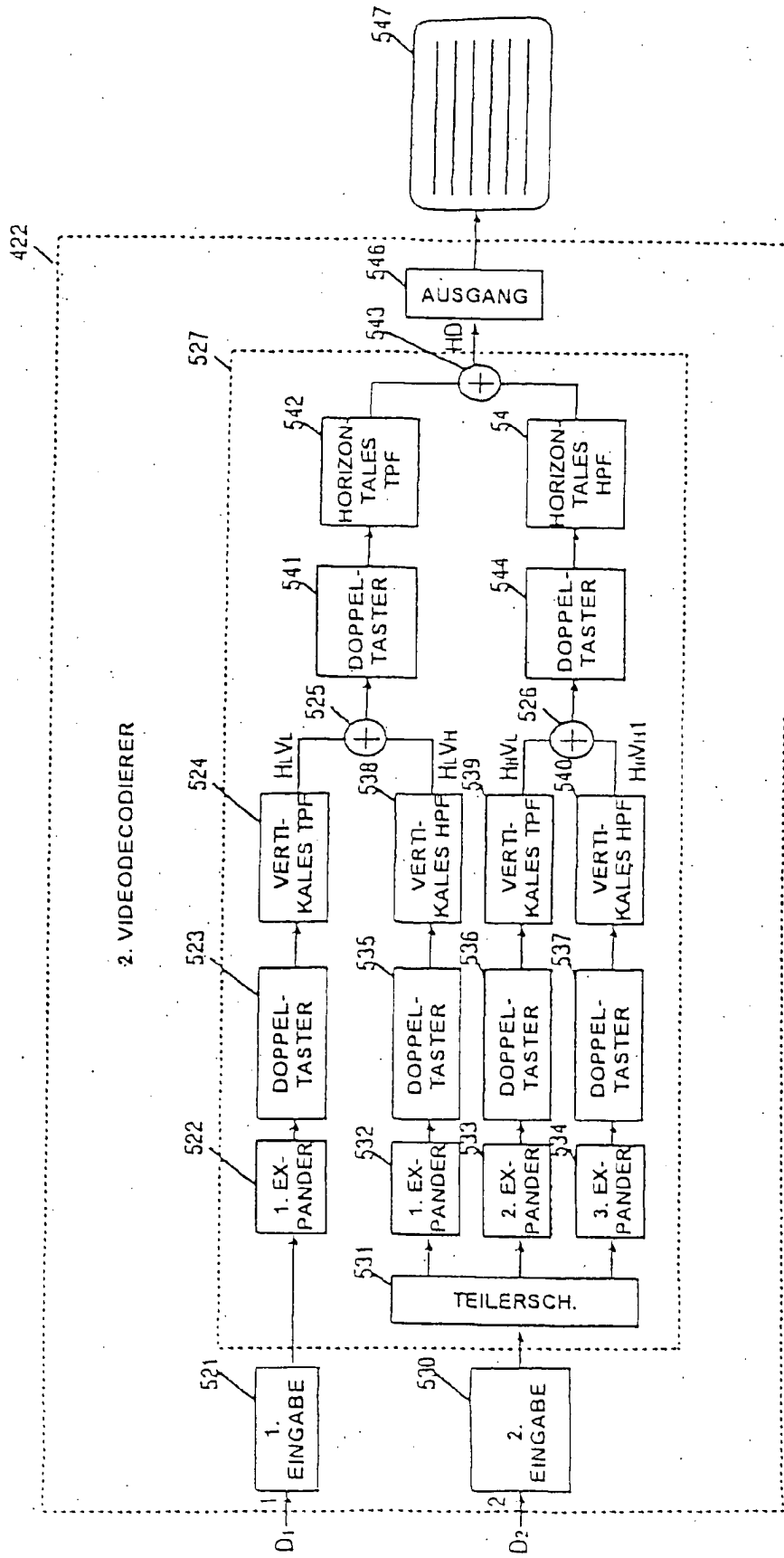


FIG. 33

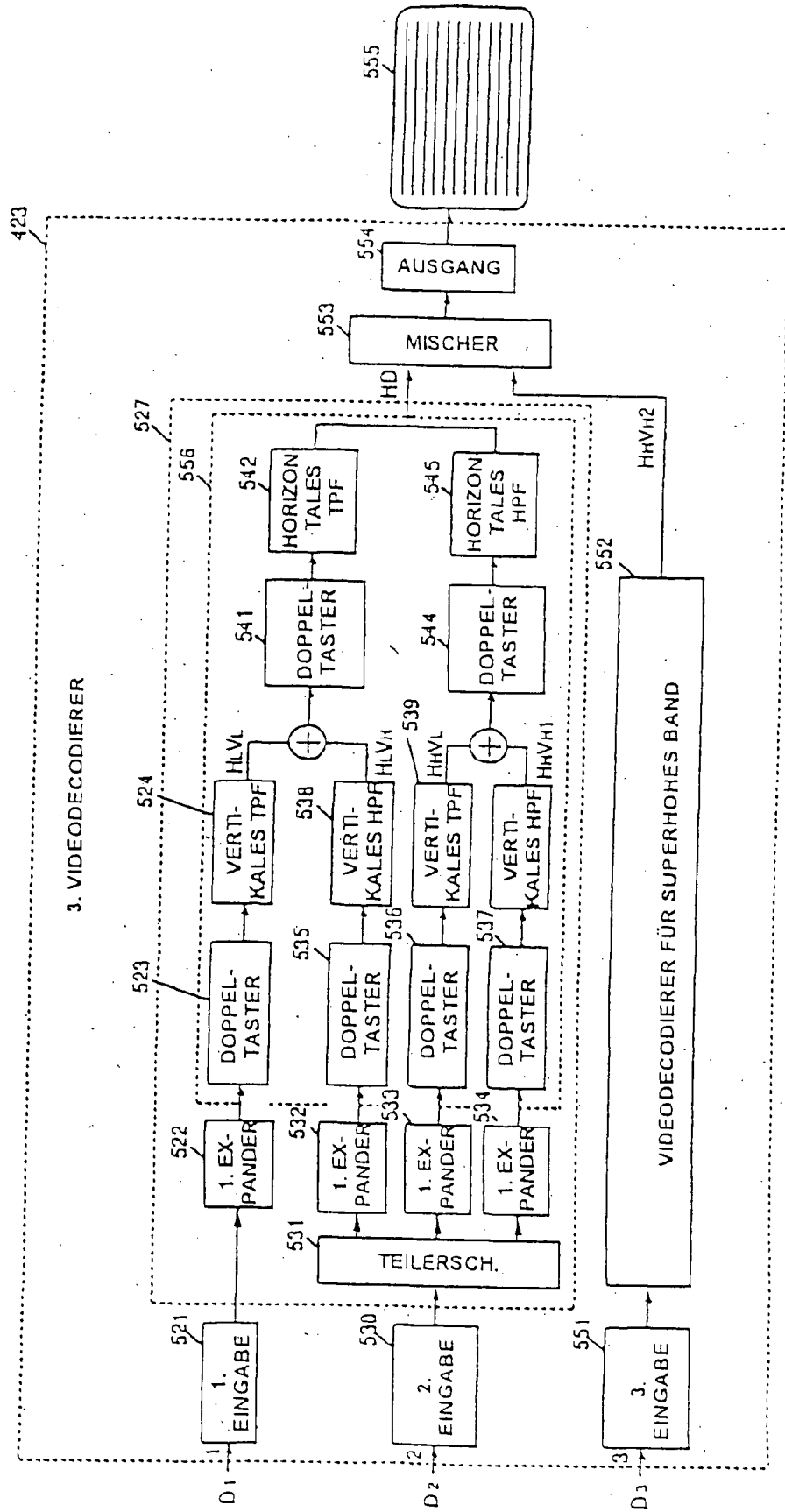


FIG. 34:

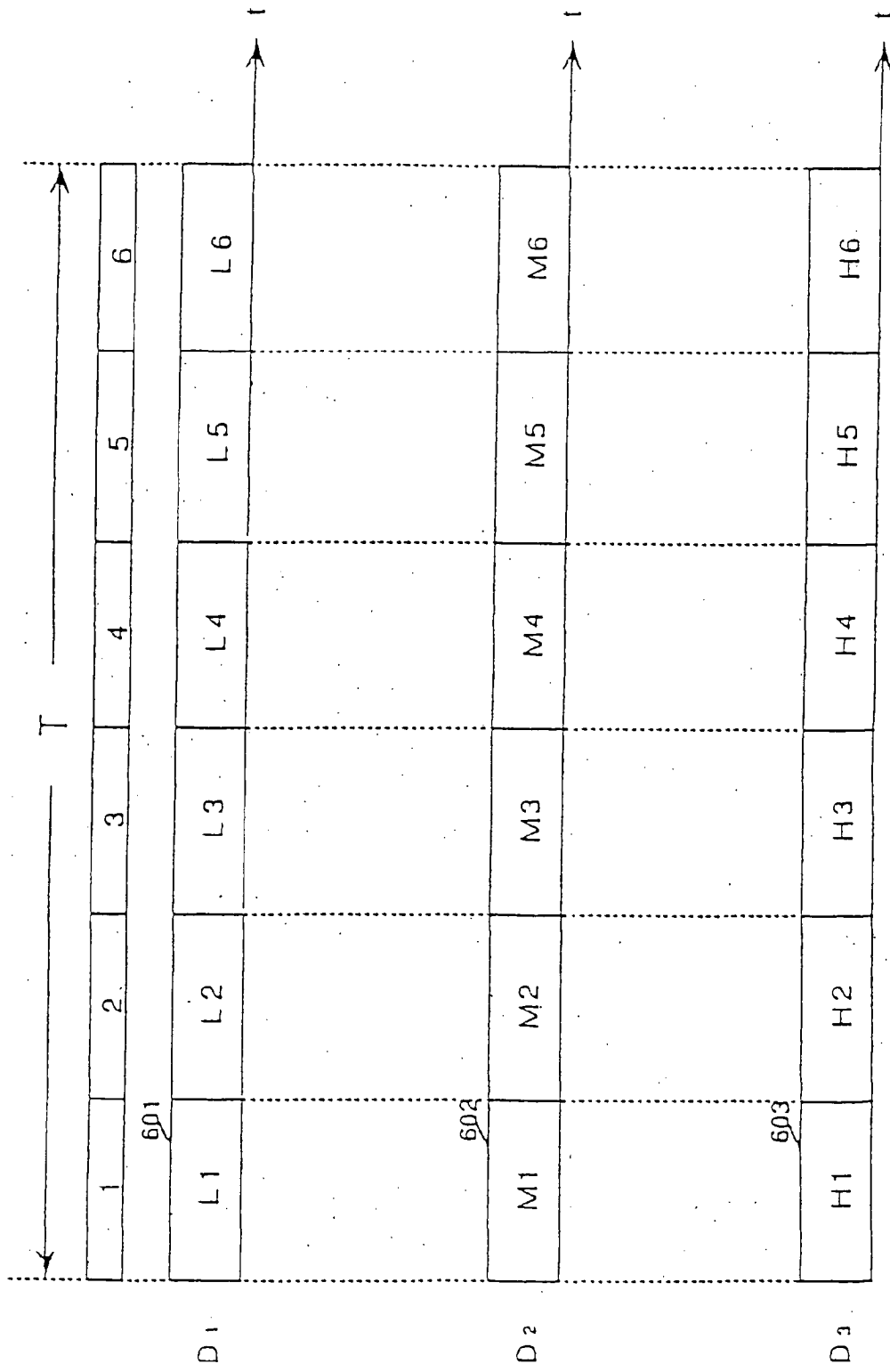


FIG. 35

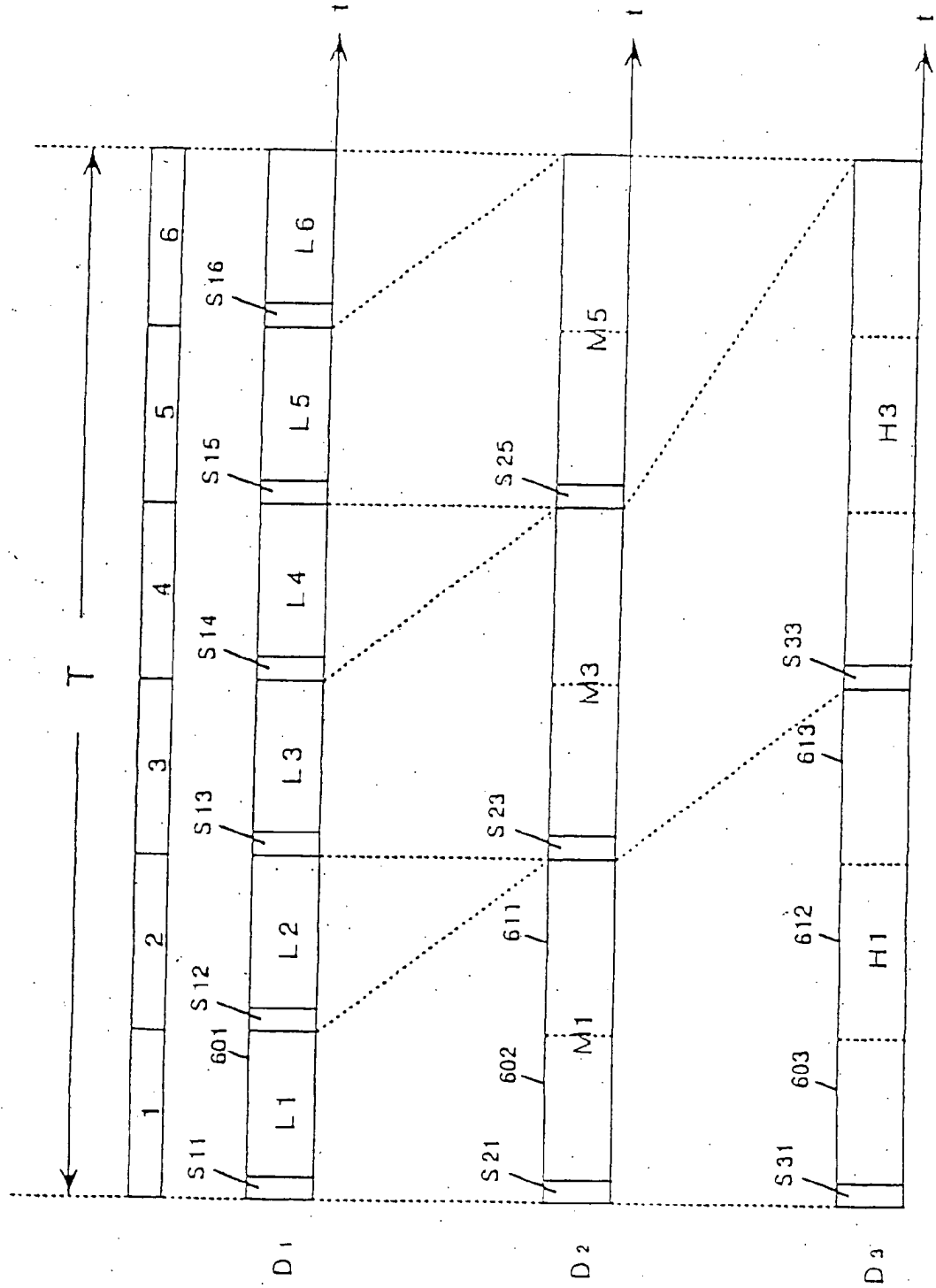


FIG. 36

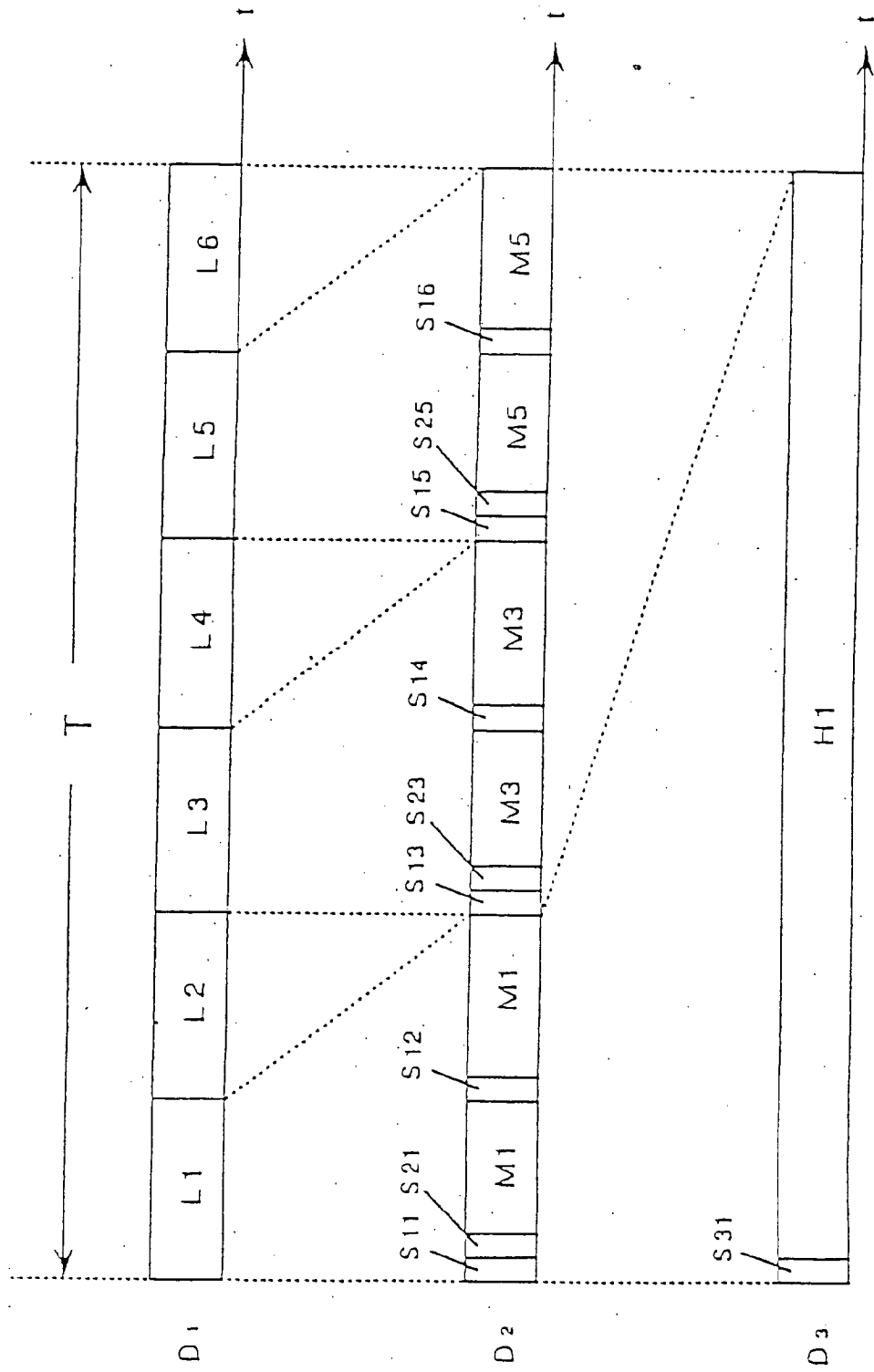


FIG. 37

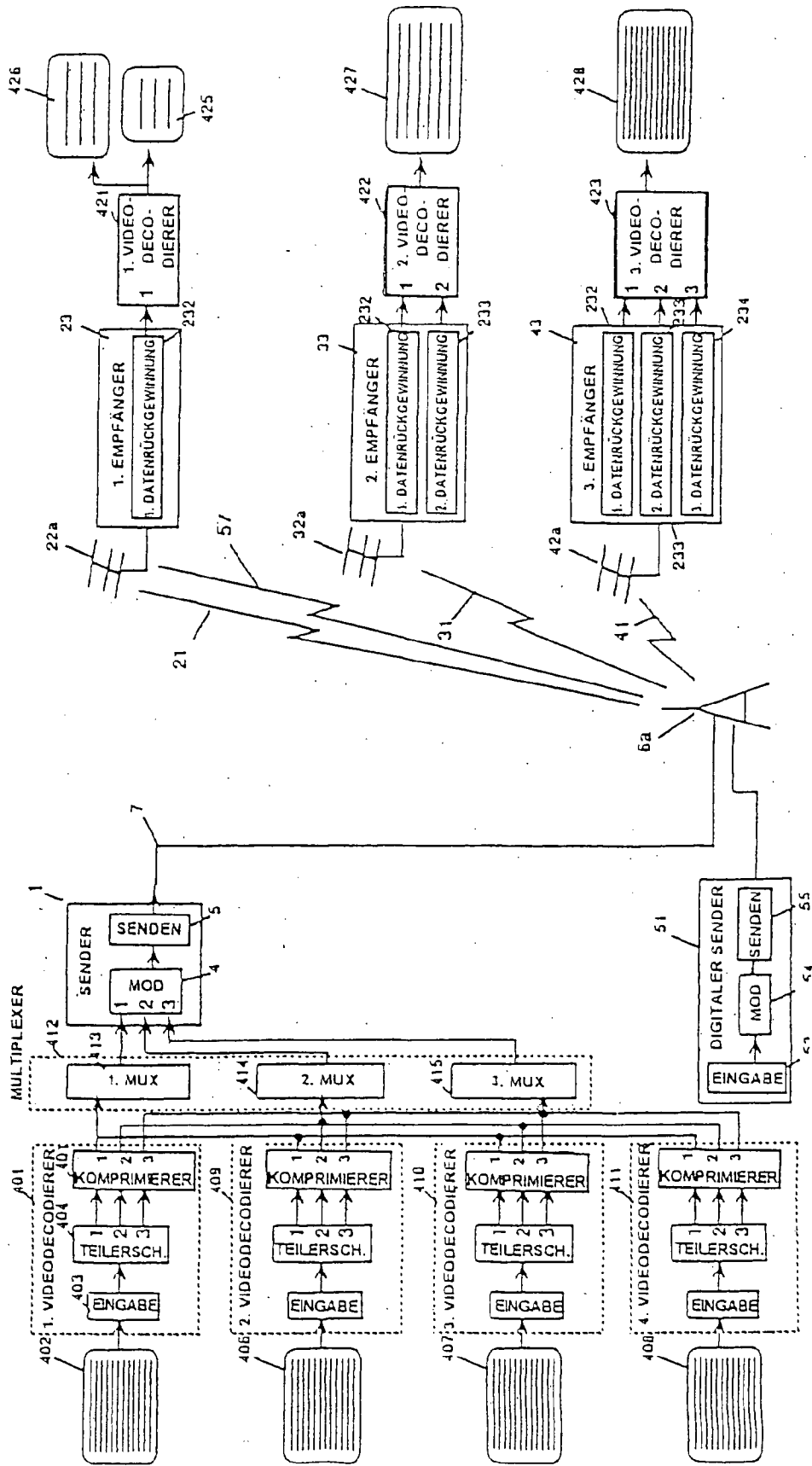


FIG. 3B

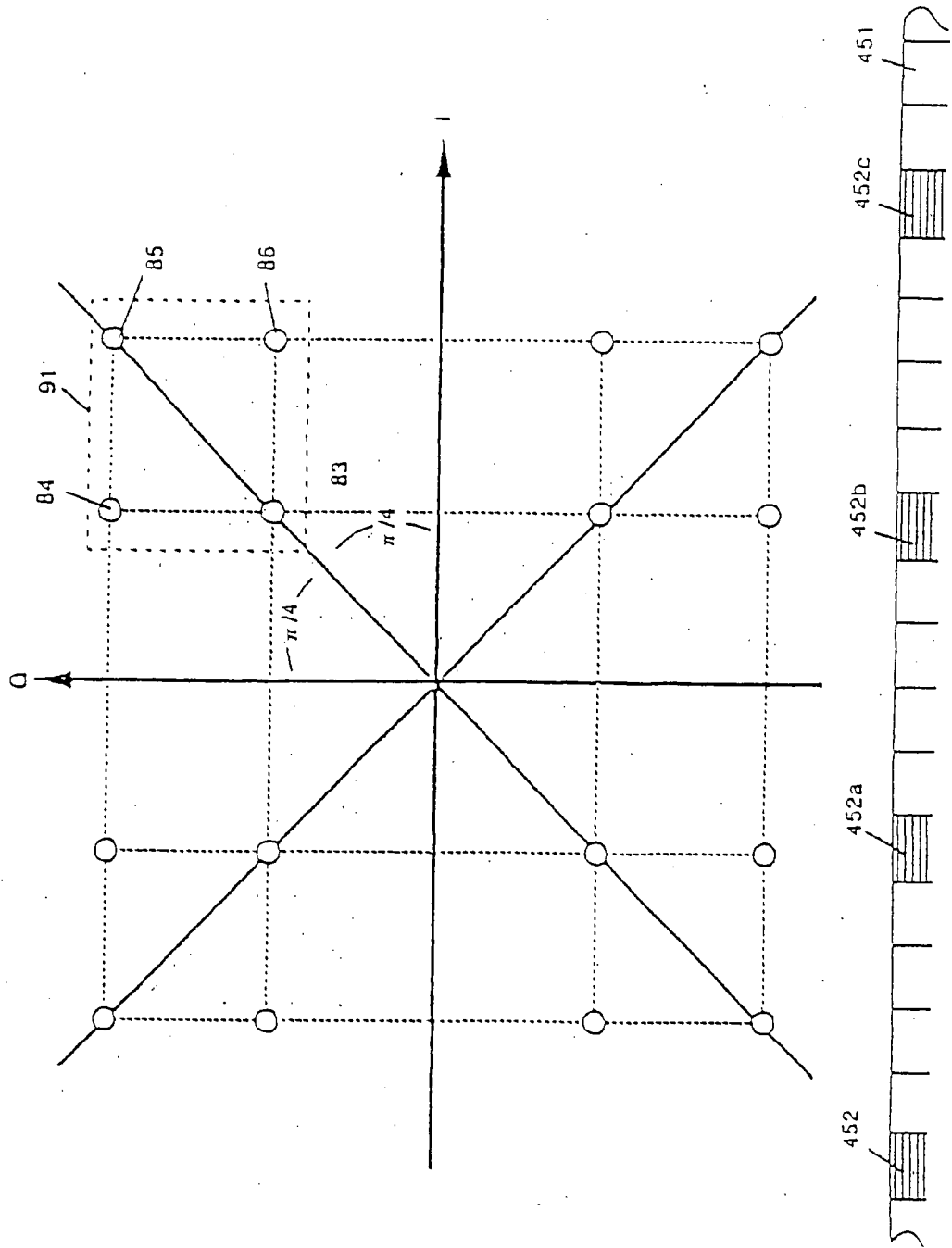


FIG. 39

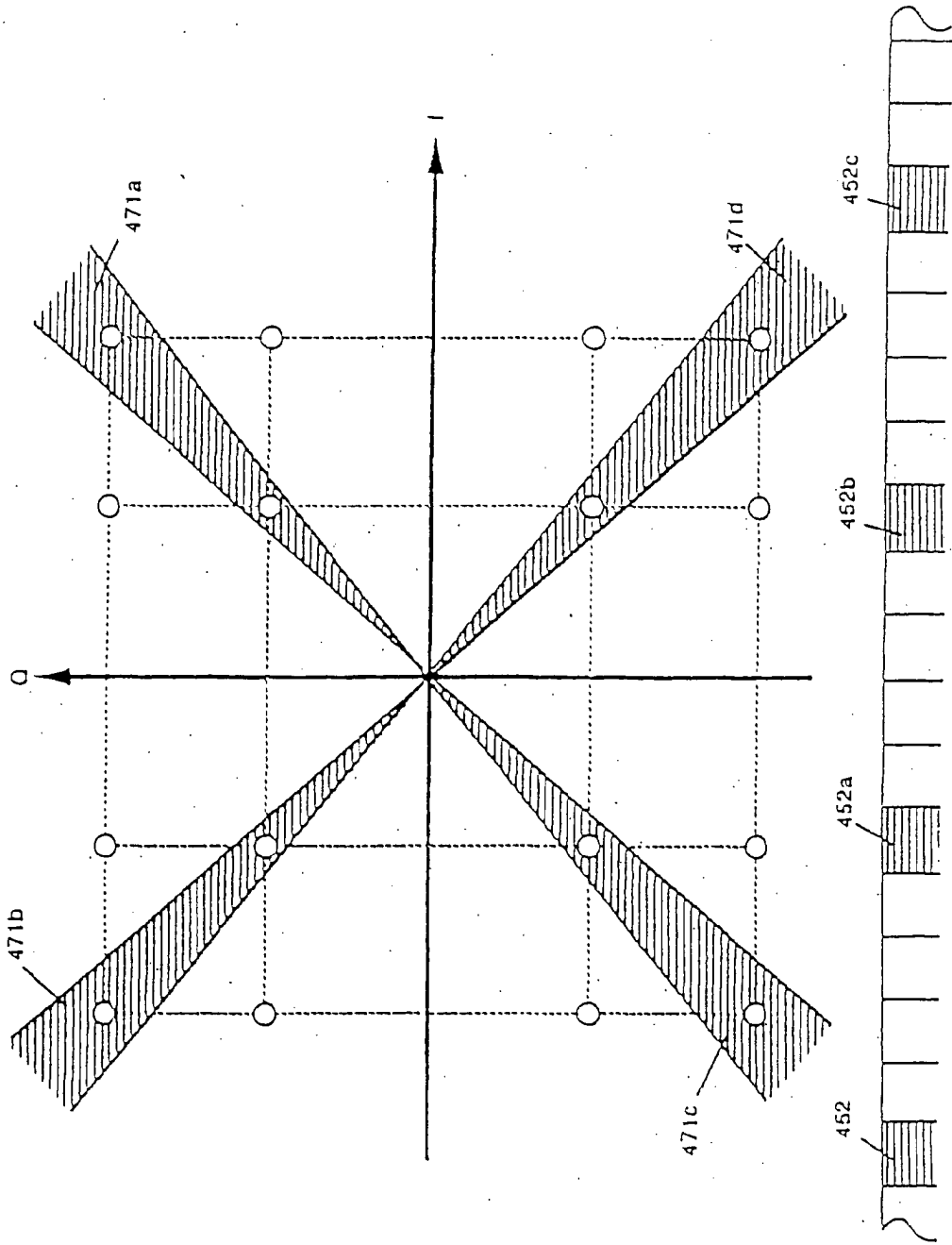


FIG. 40

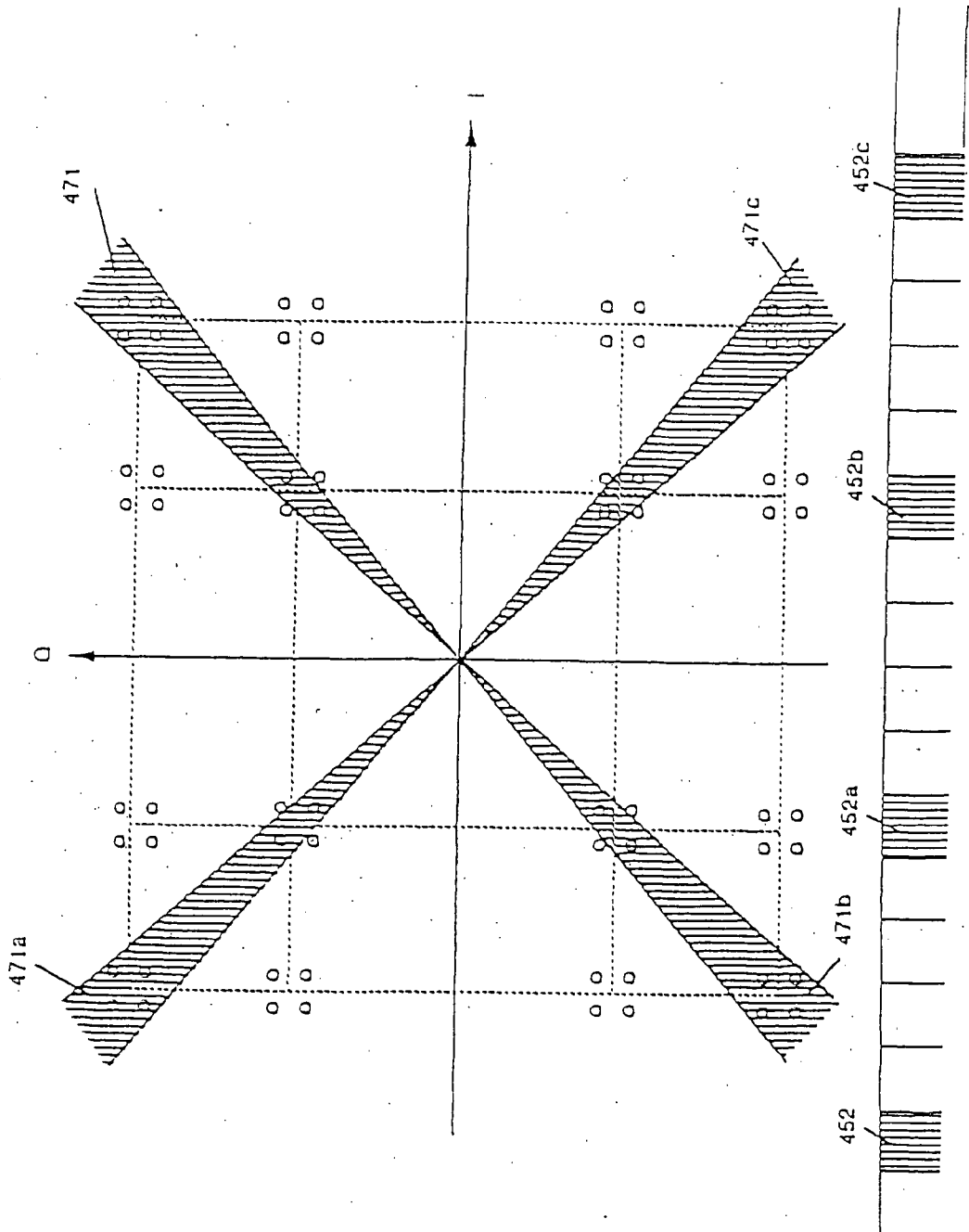


FIG. 42

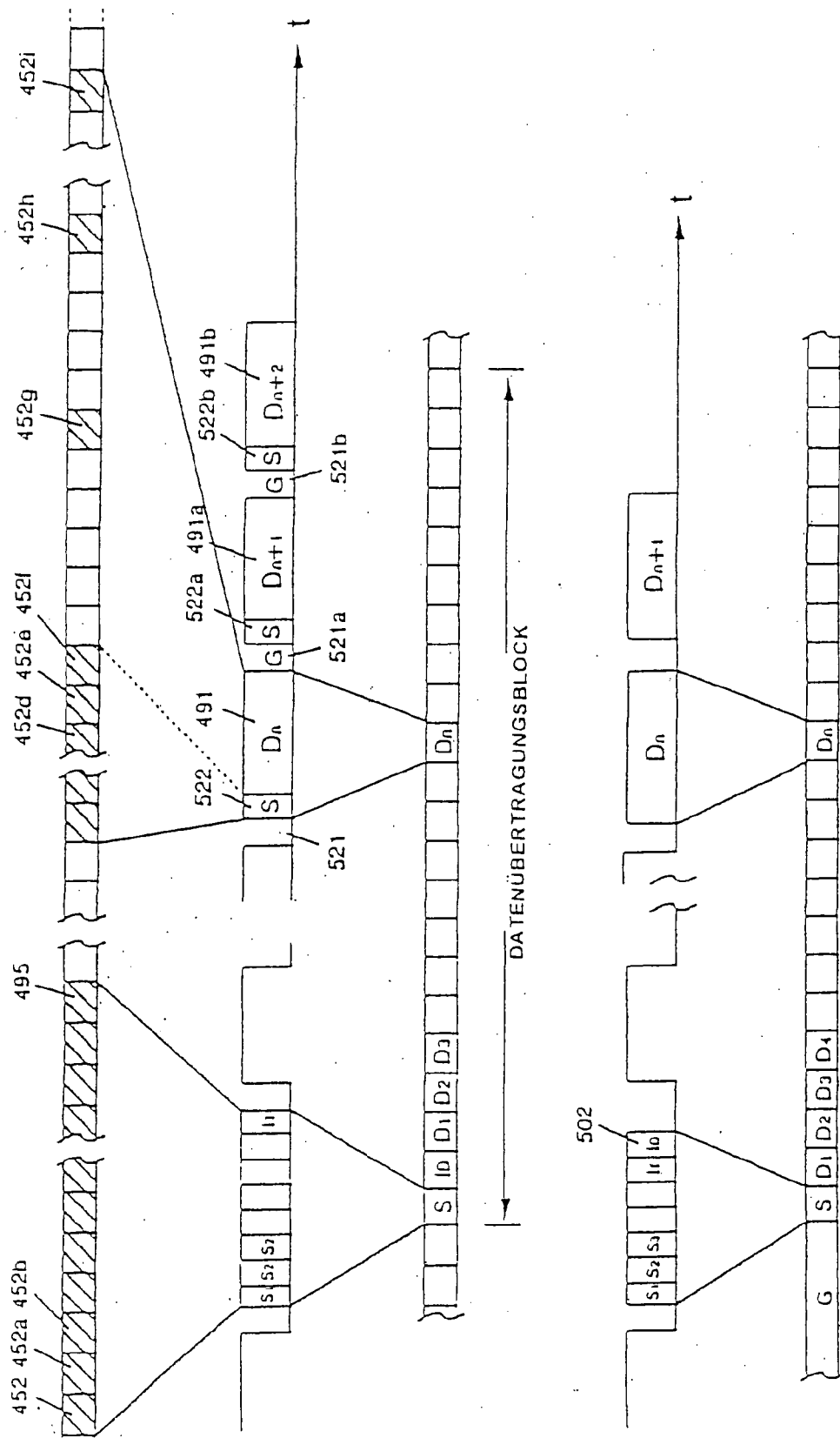


FIG - 43

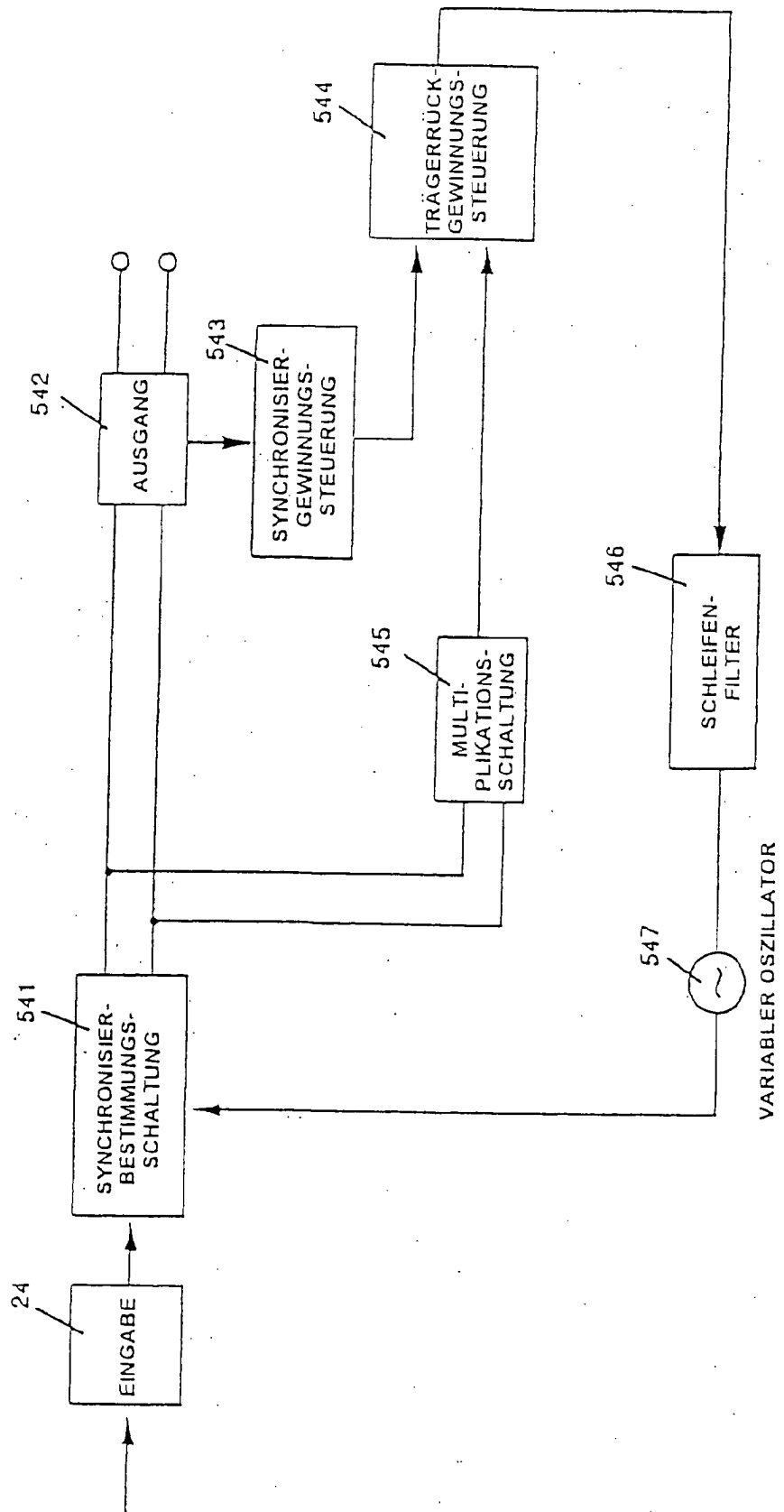


FIG. 44

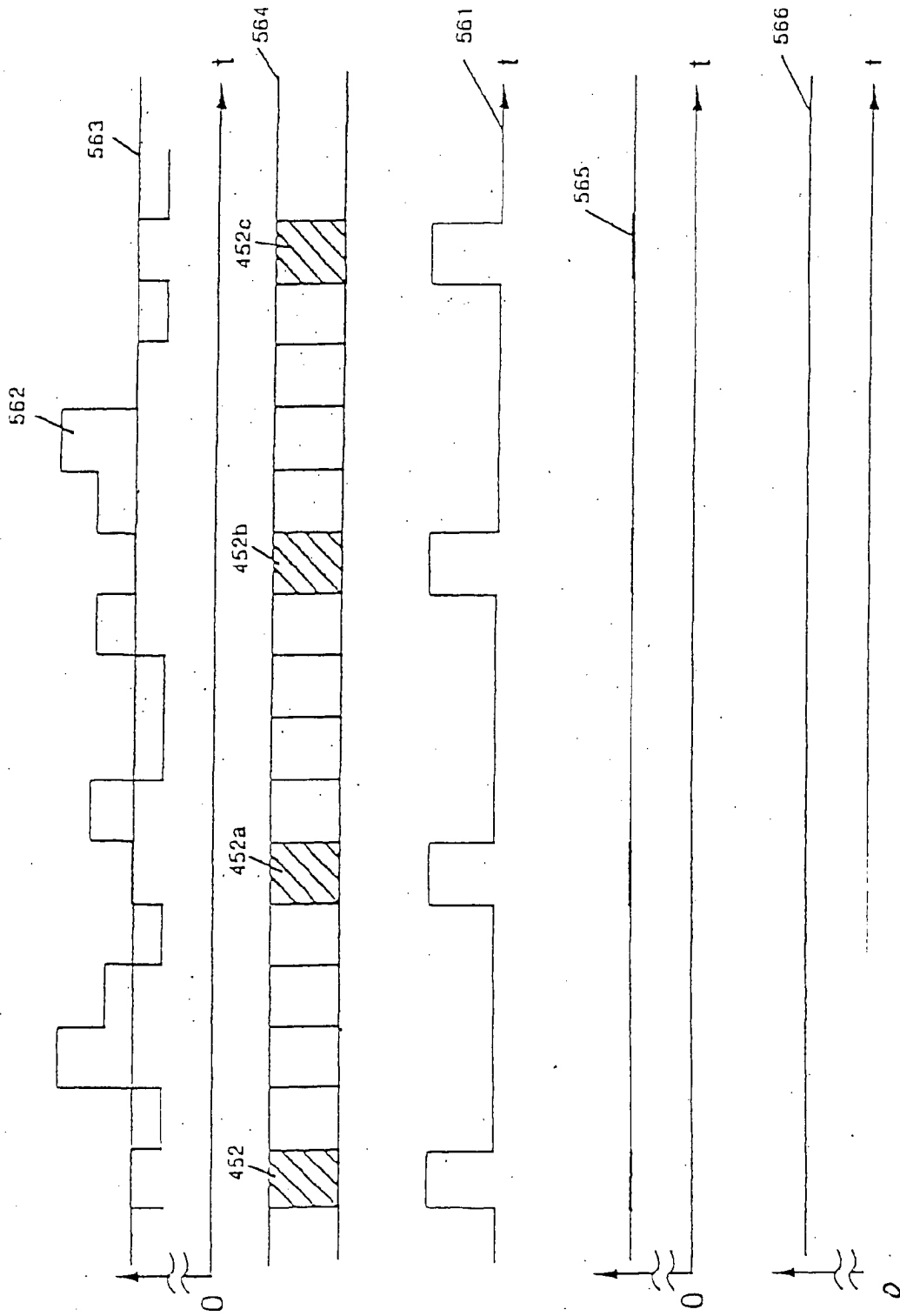


FIG. 45

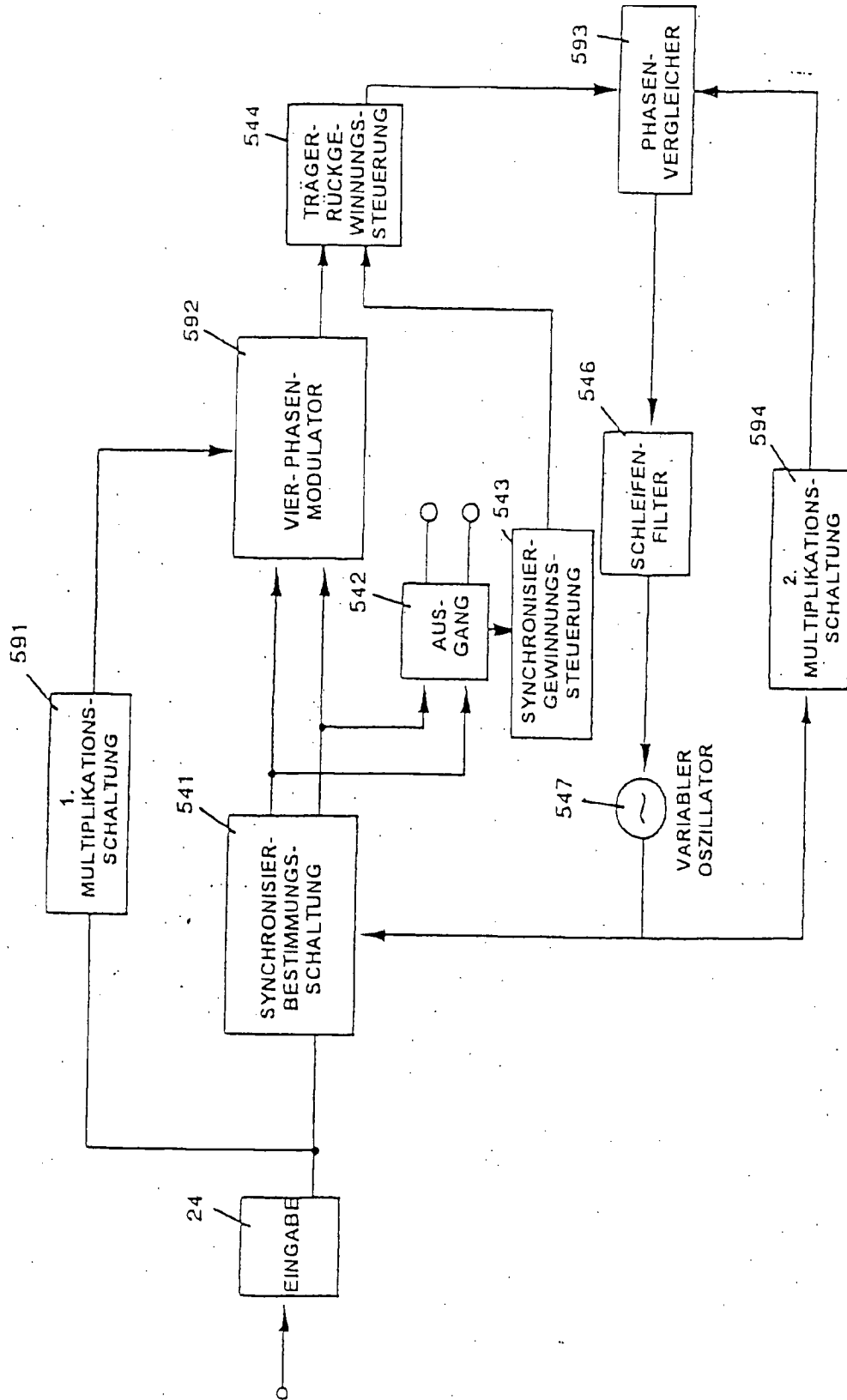


FIG - 46

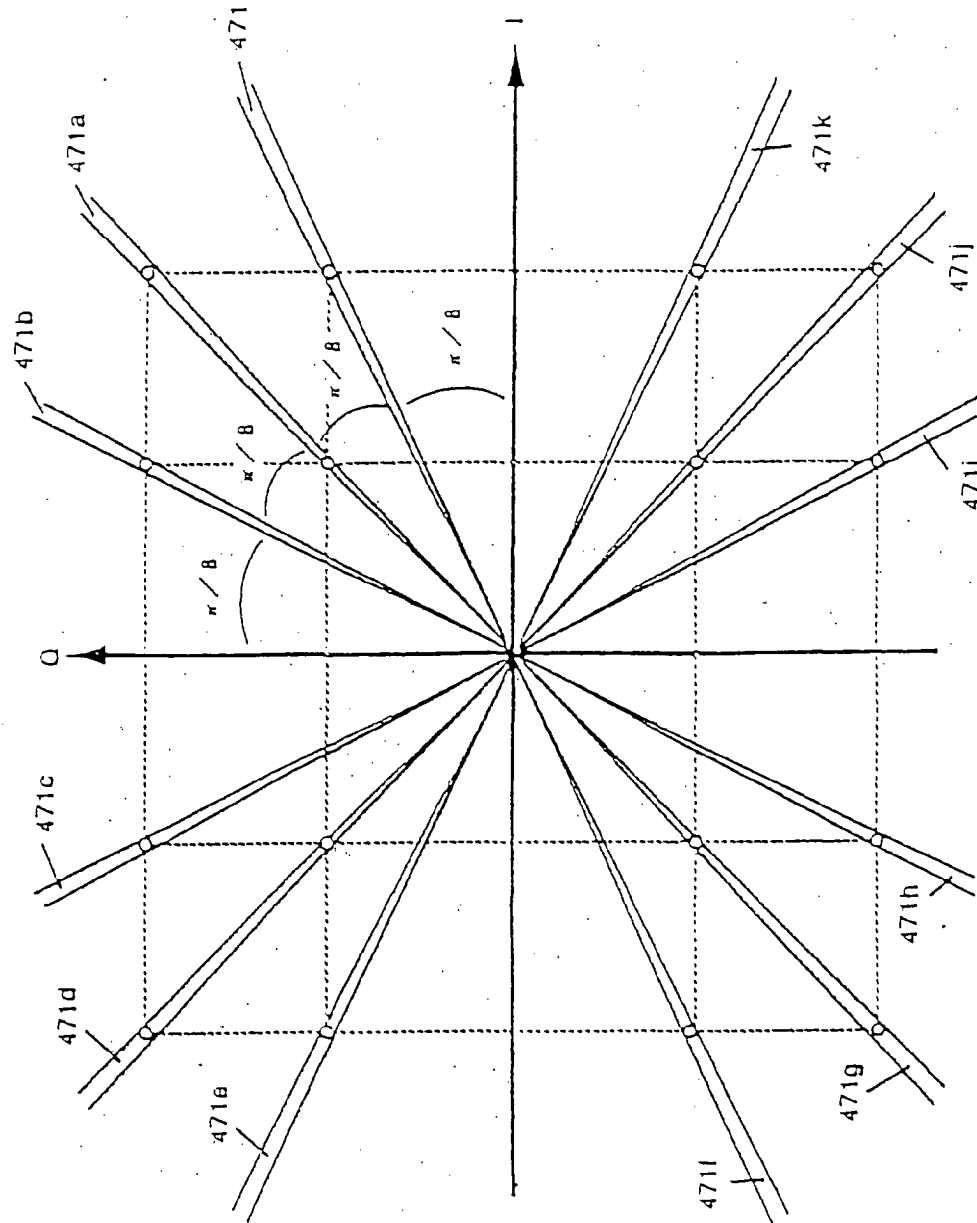


FIG. 47

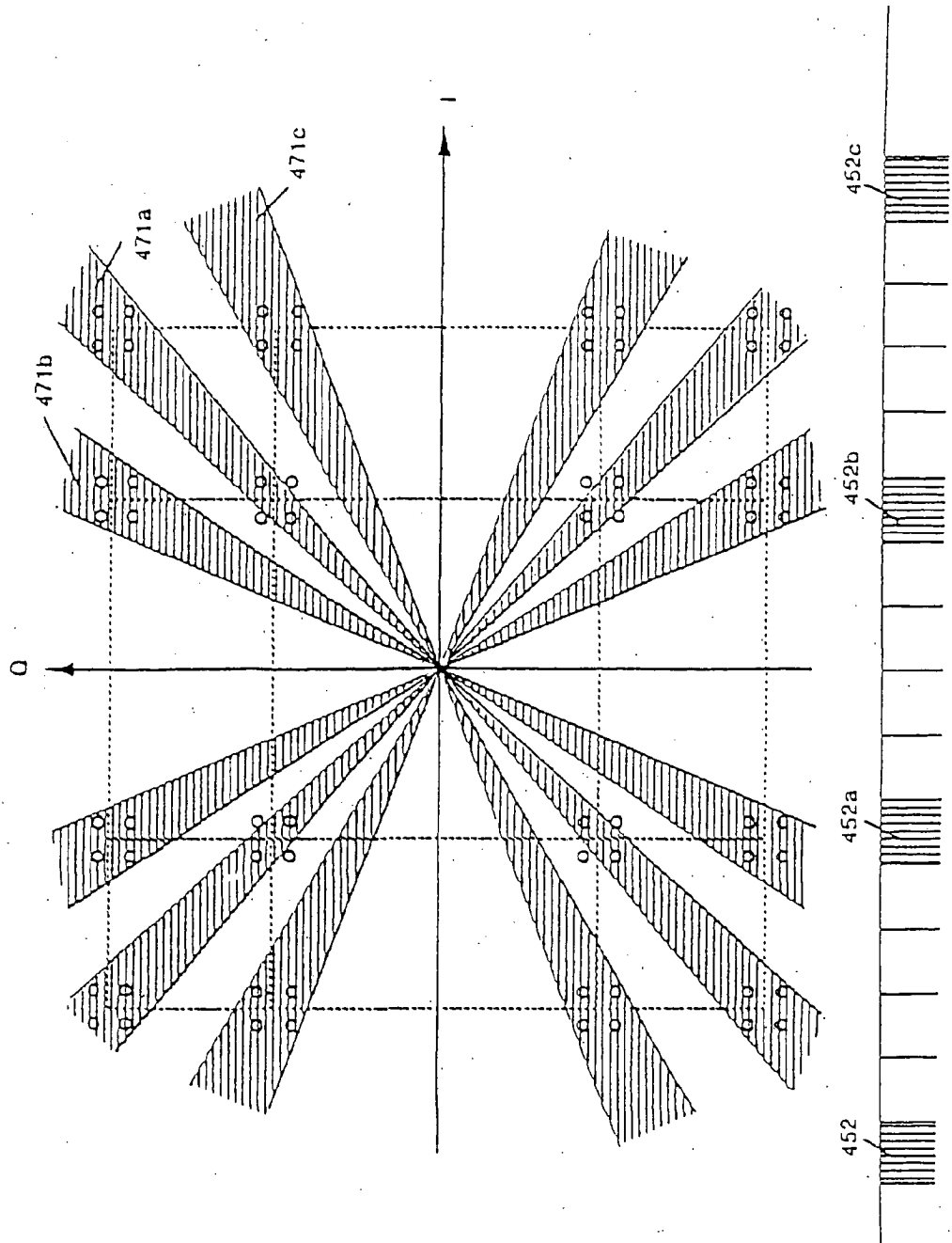


FIG. 4B

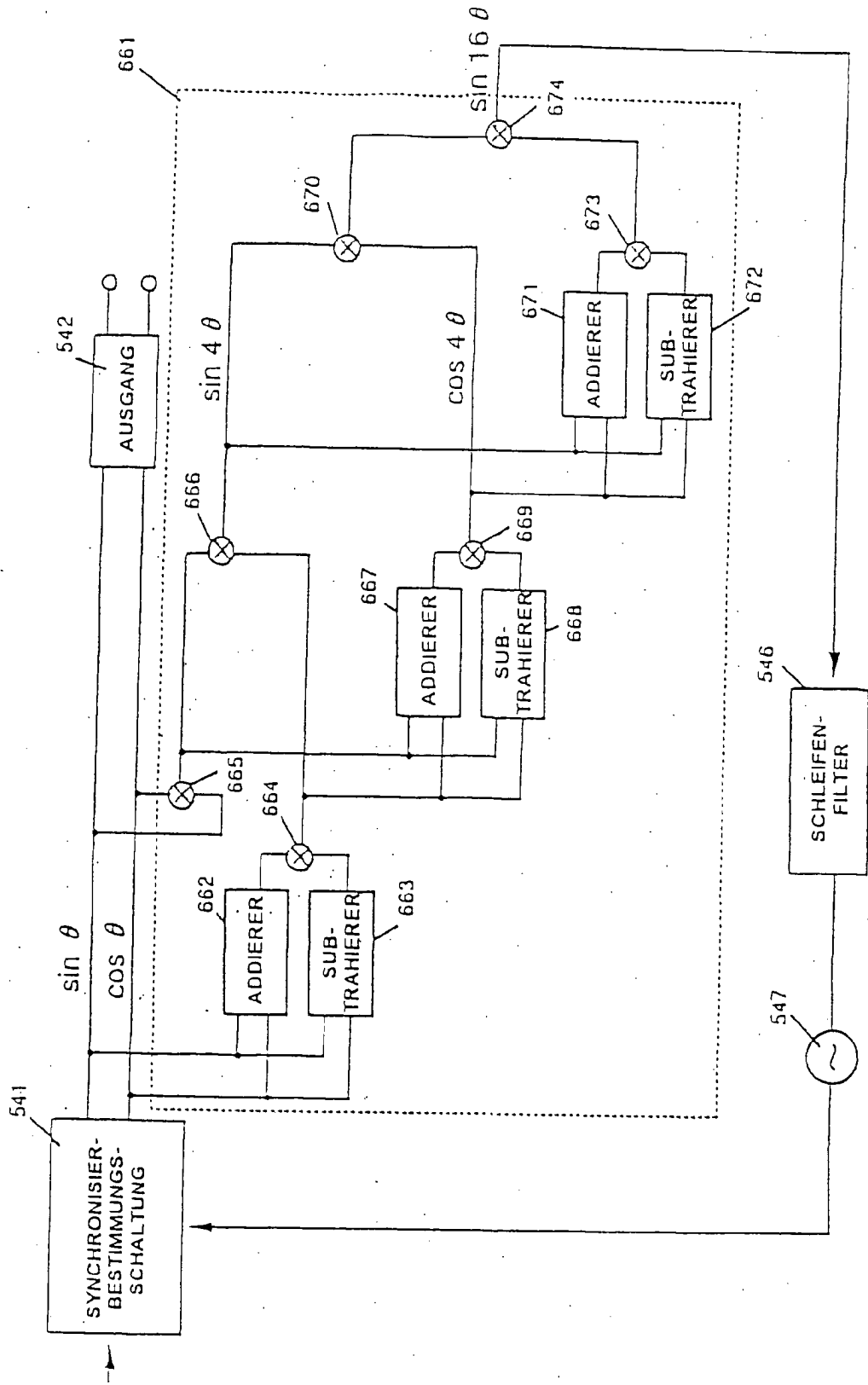


FIG. 49

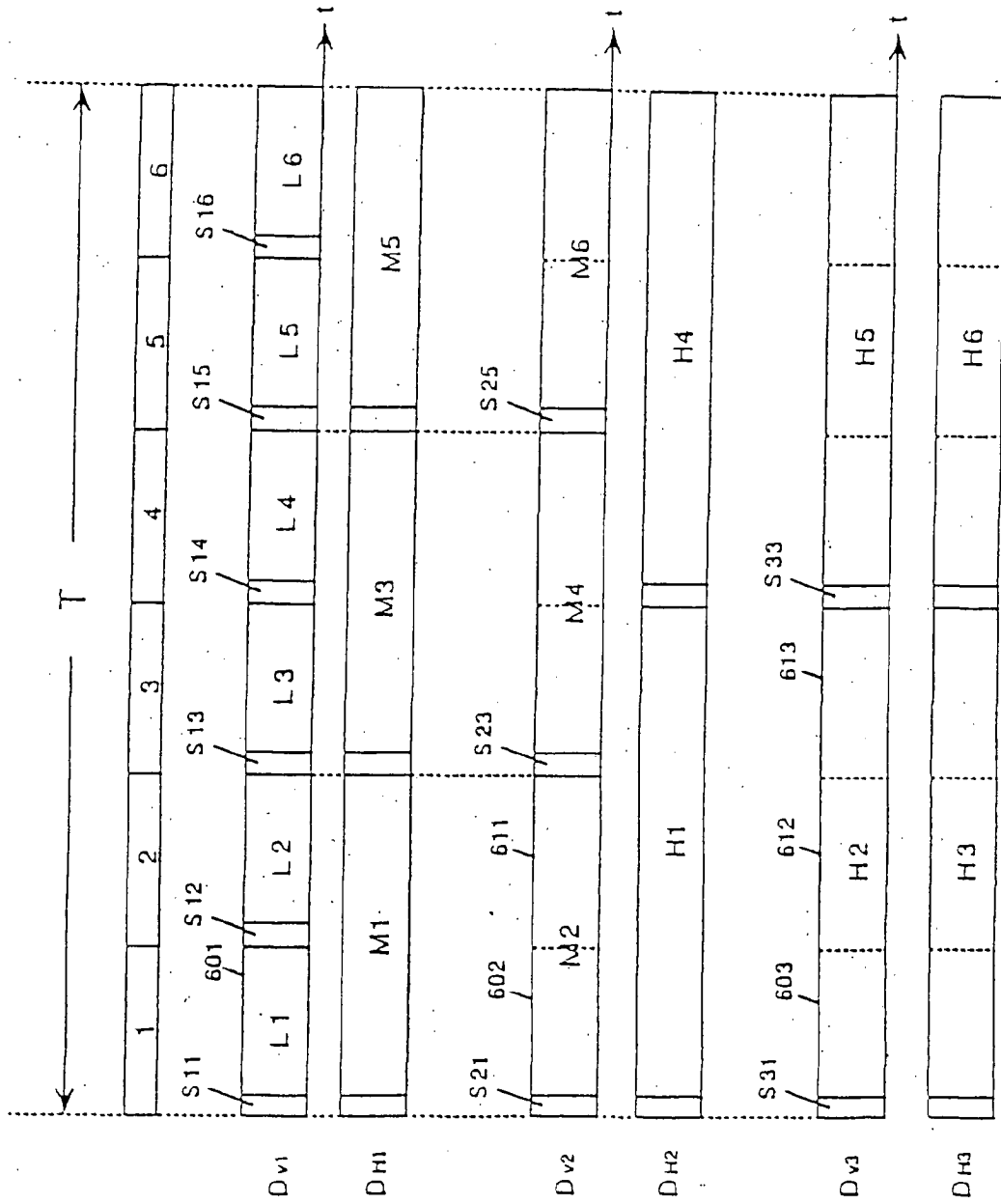


FIG. 50

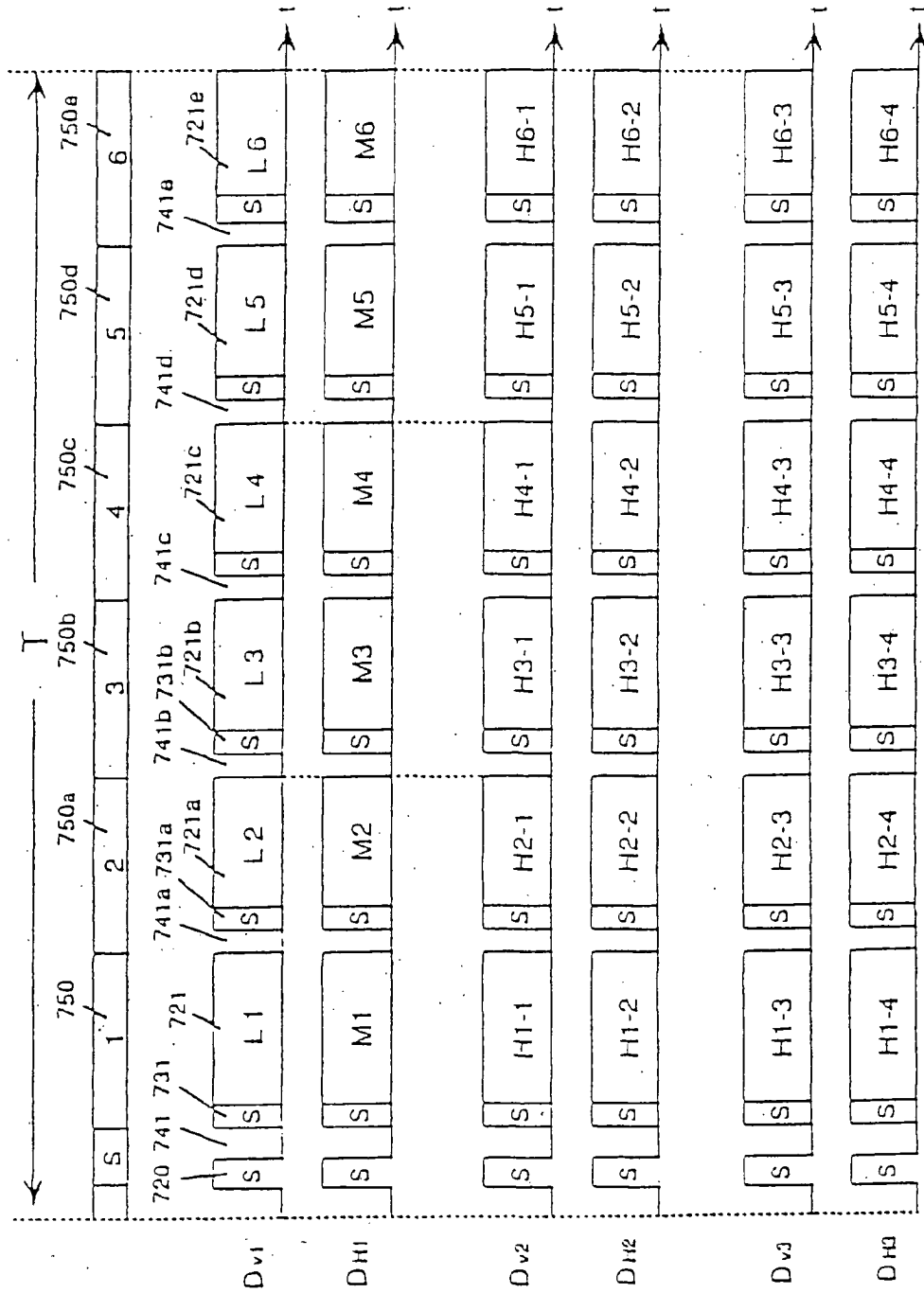


FIG. 51

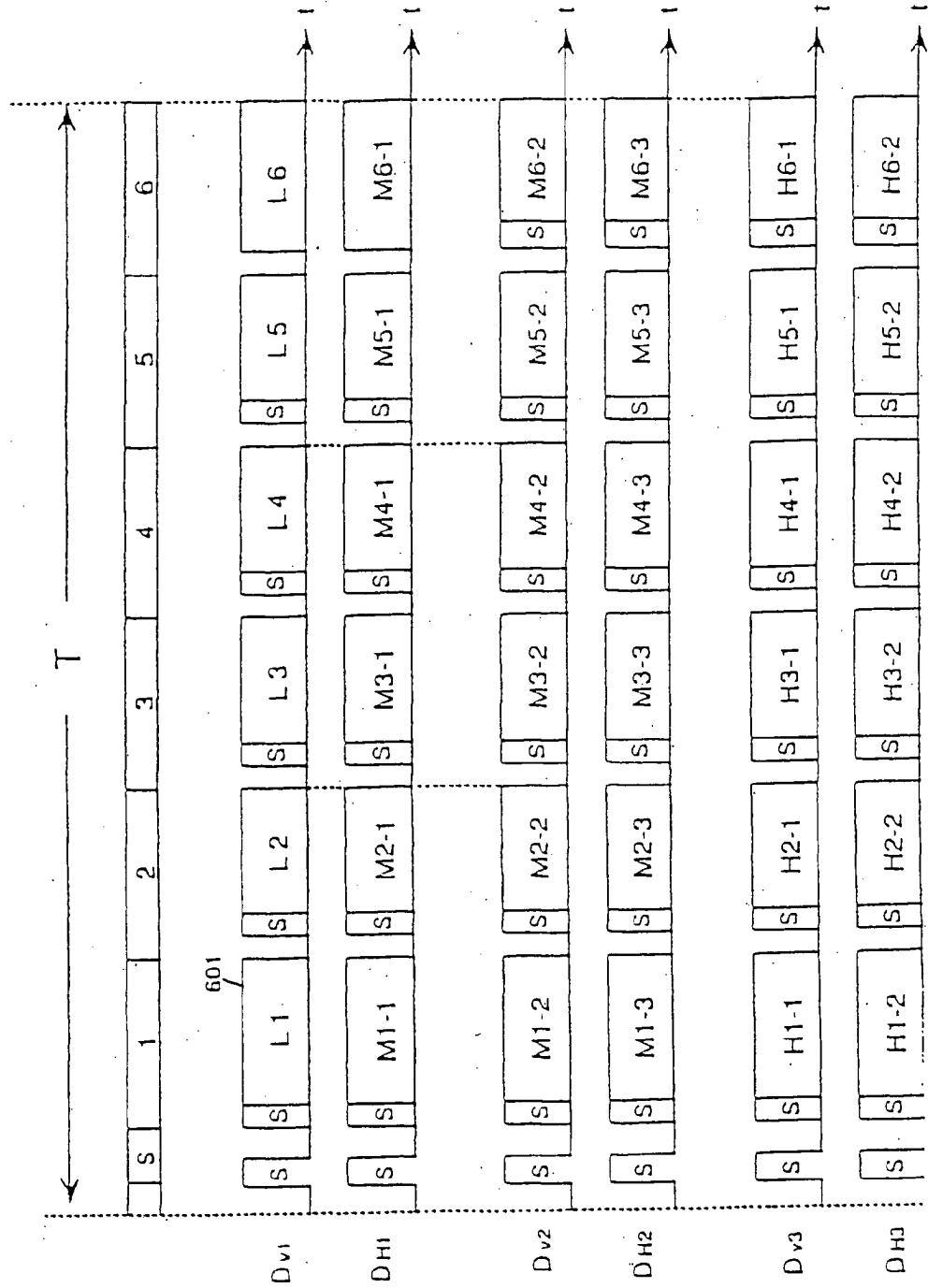


FIG. 52

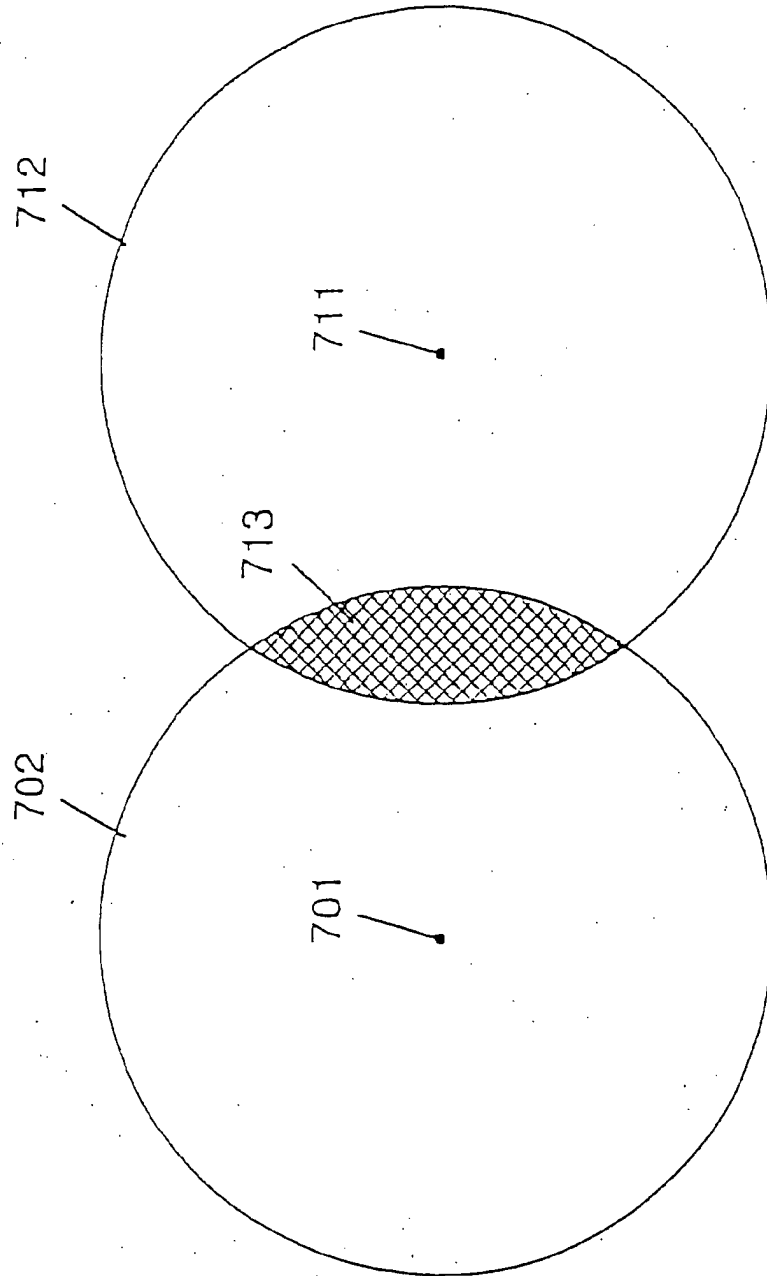


FIG. 53

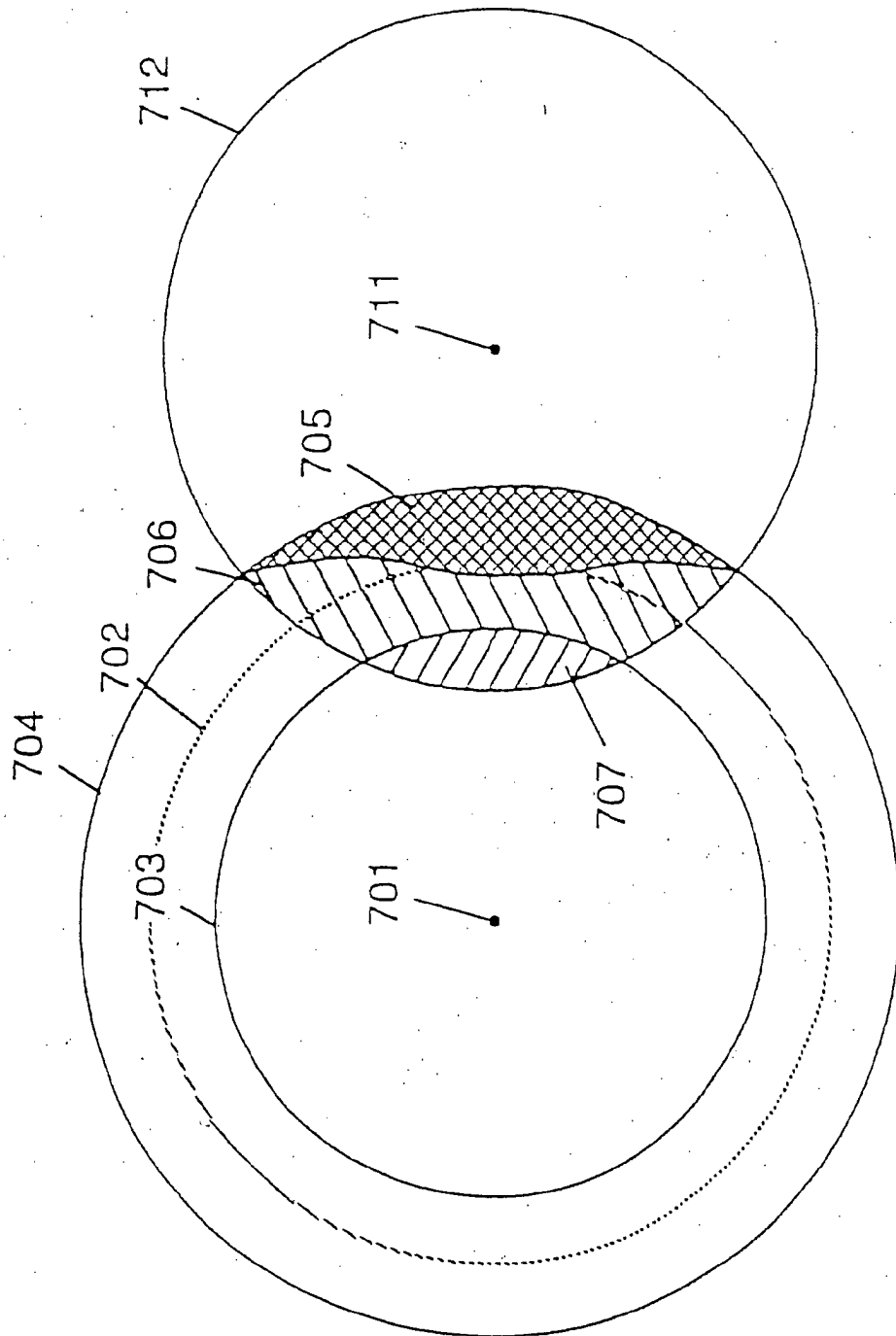


FIG. 54

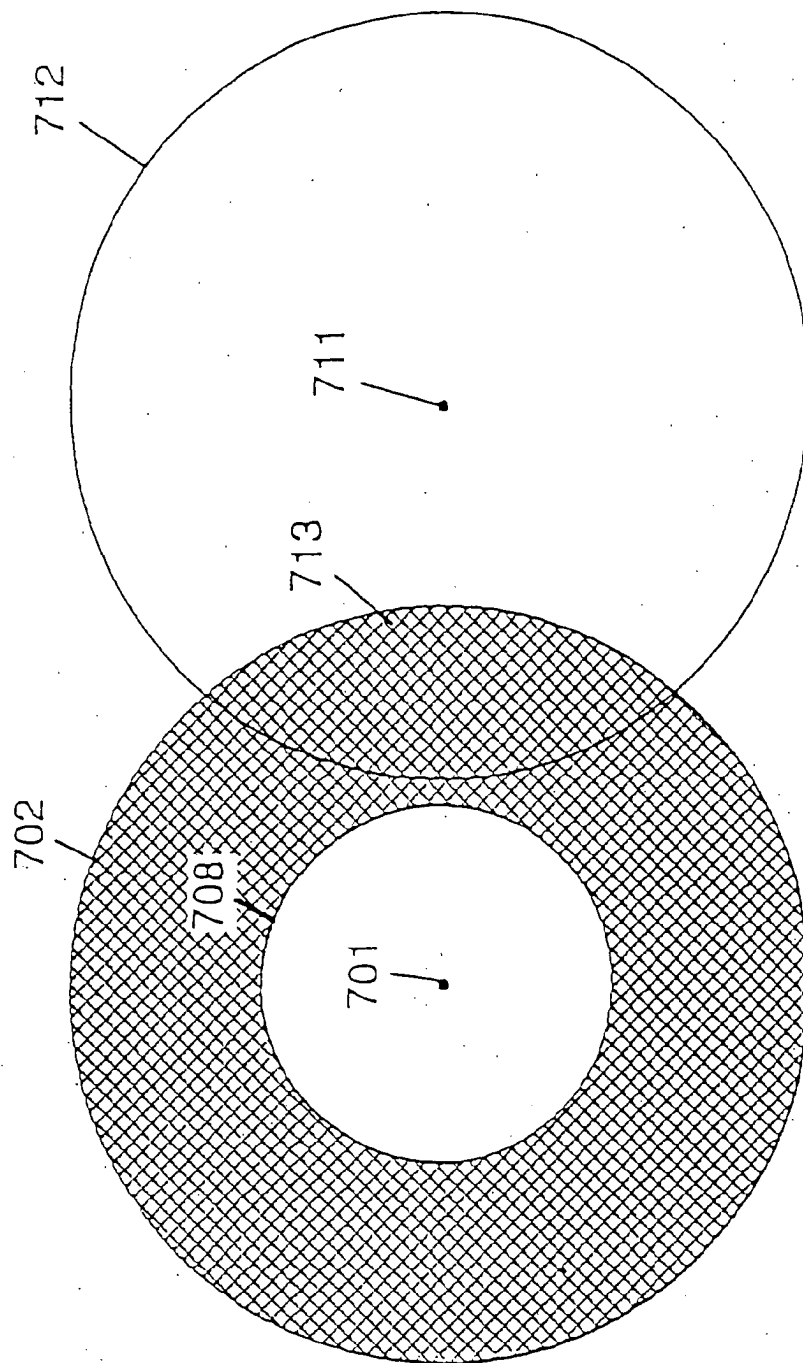


FIG. 55

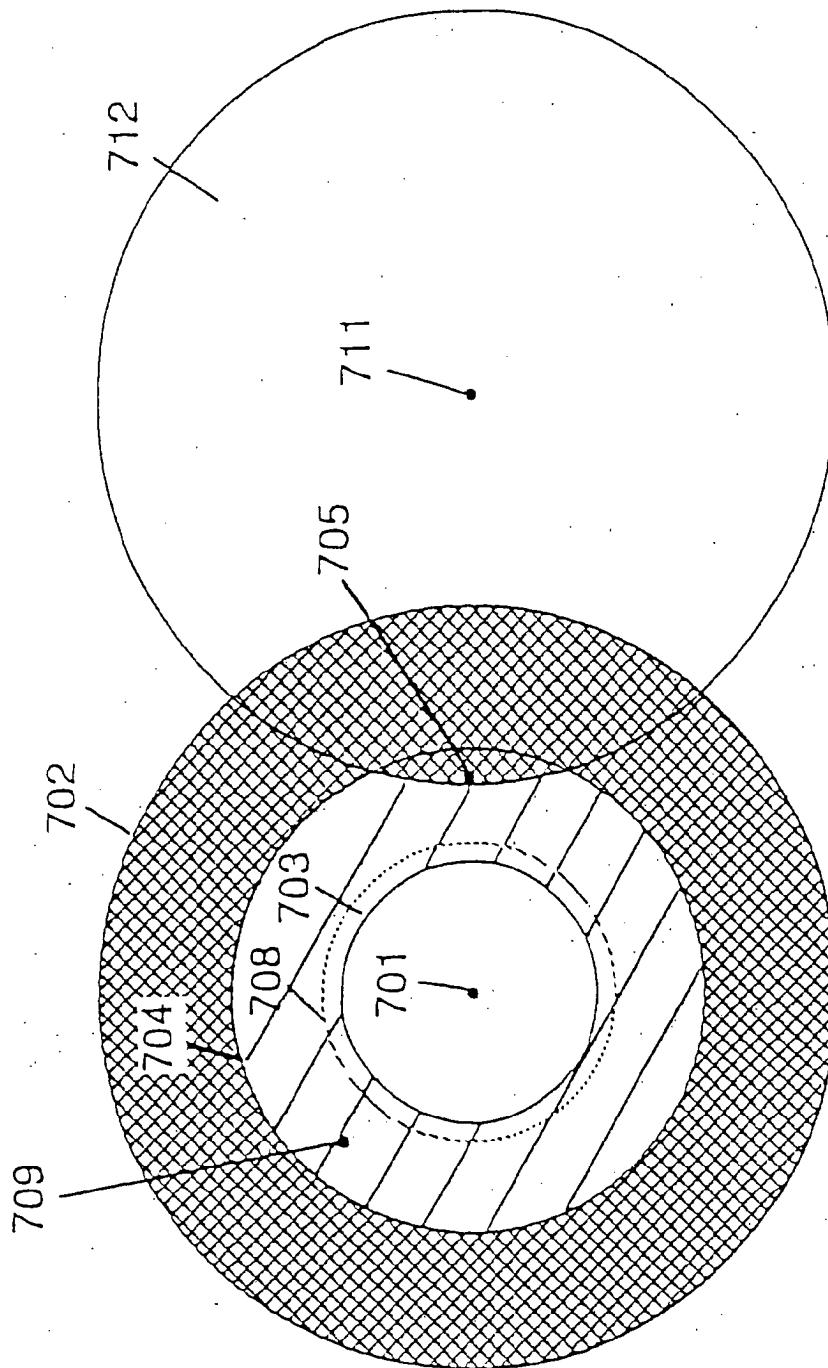


FIG. 56

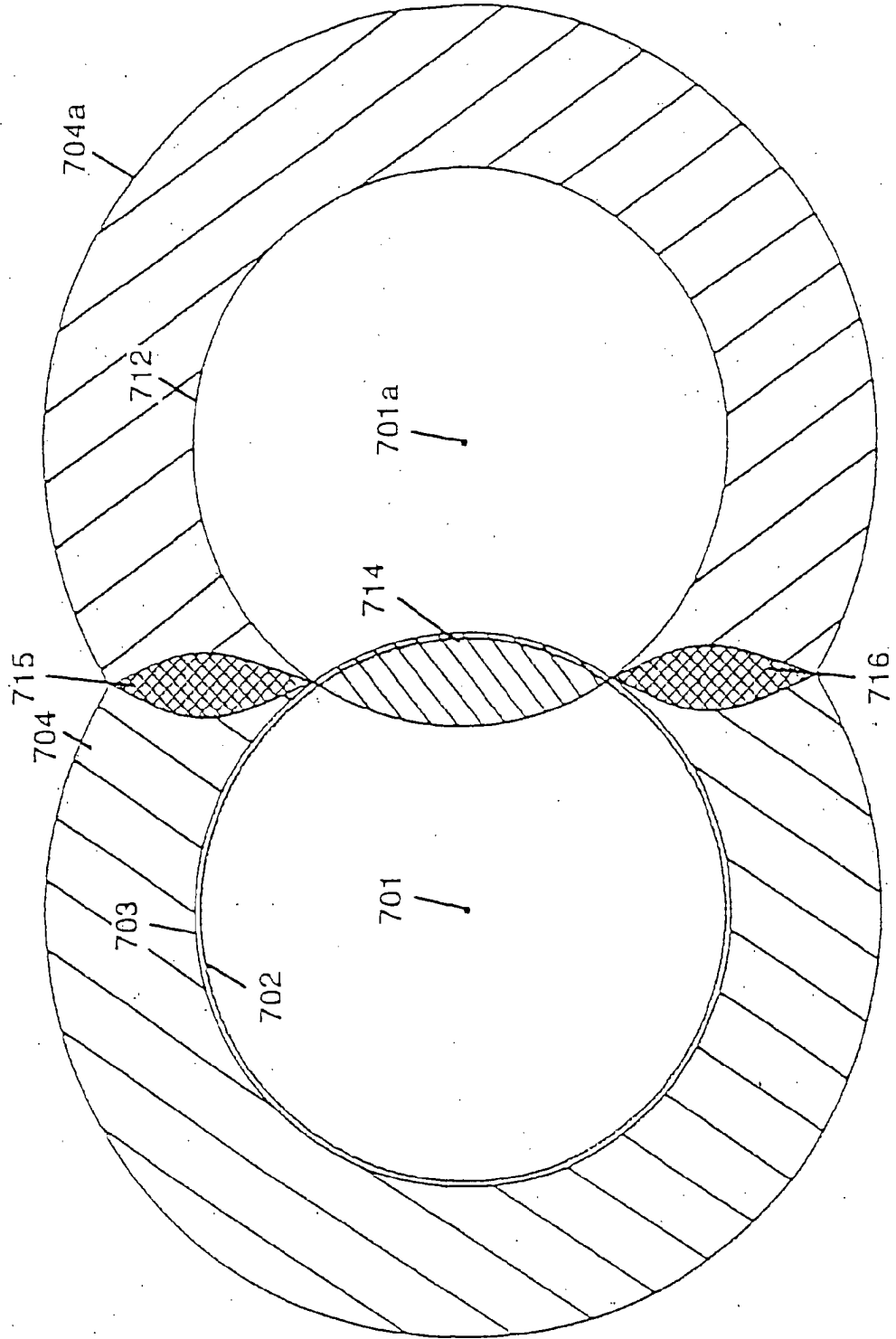


FIG. 57

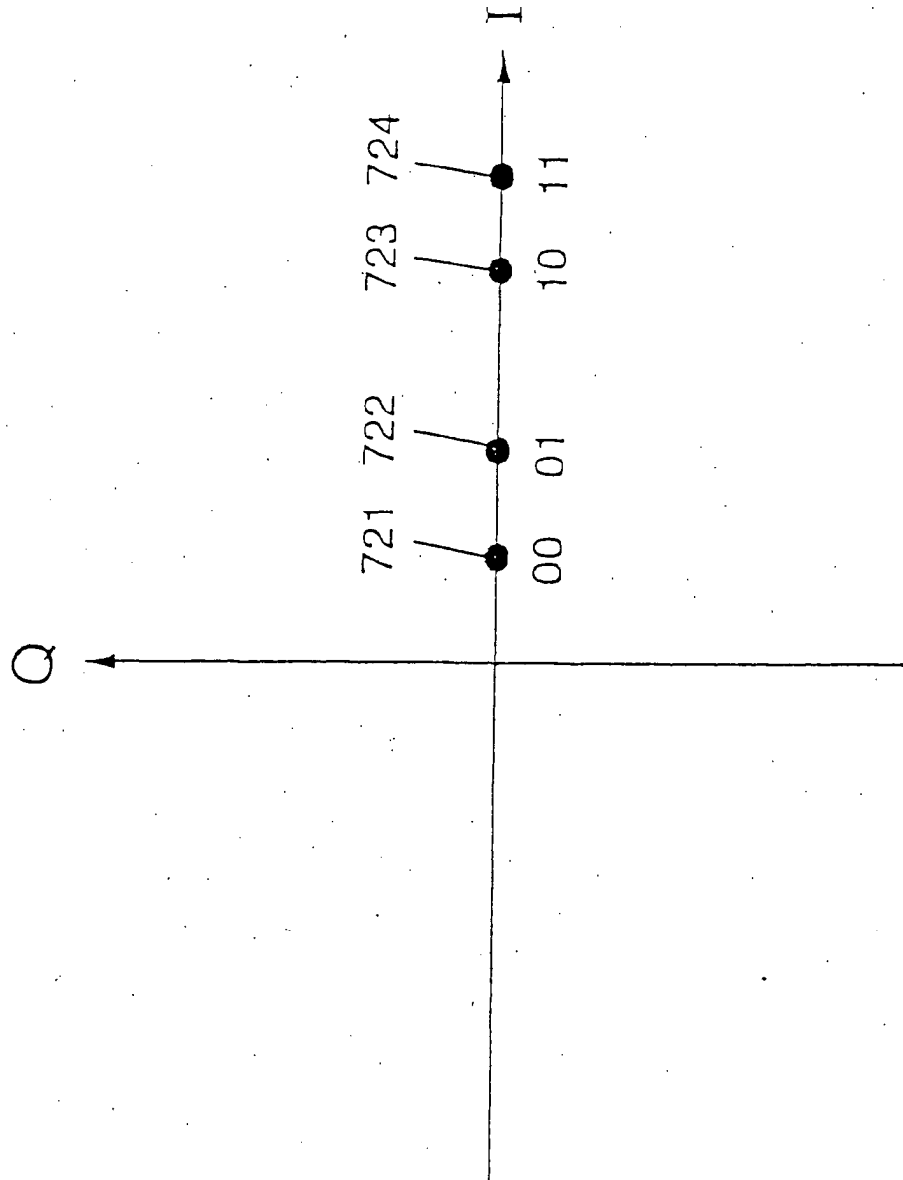


FIG. 58

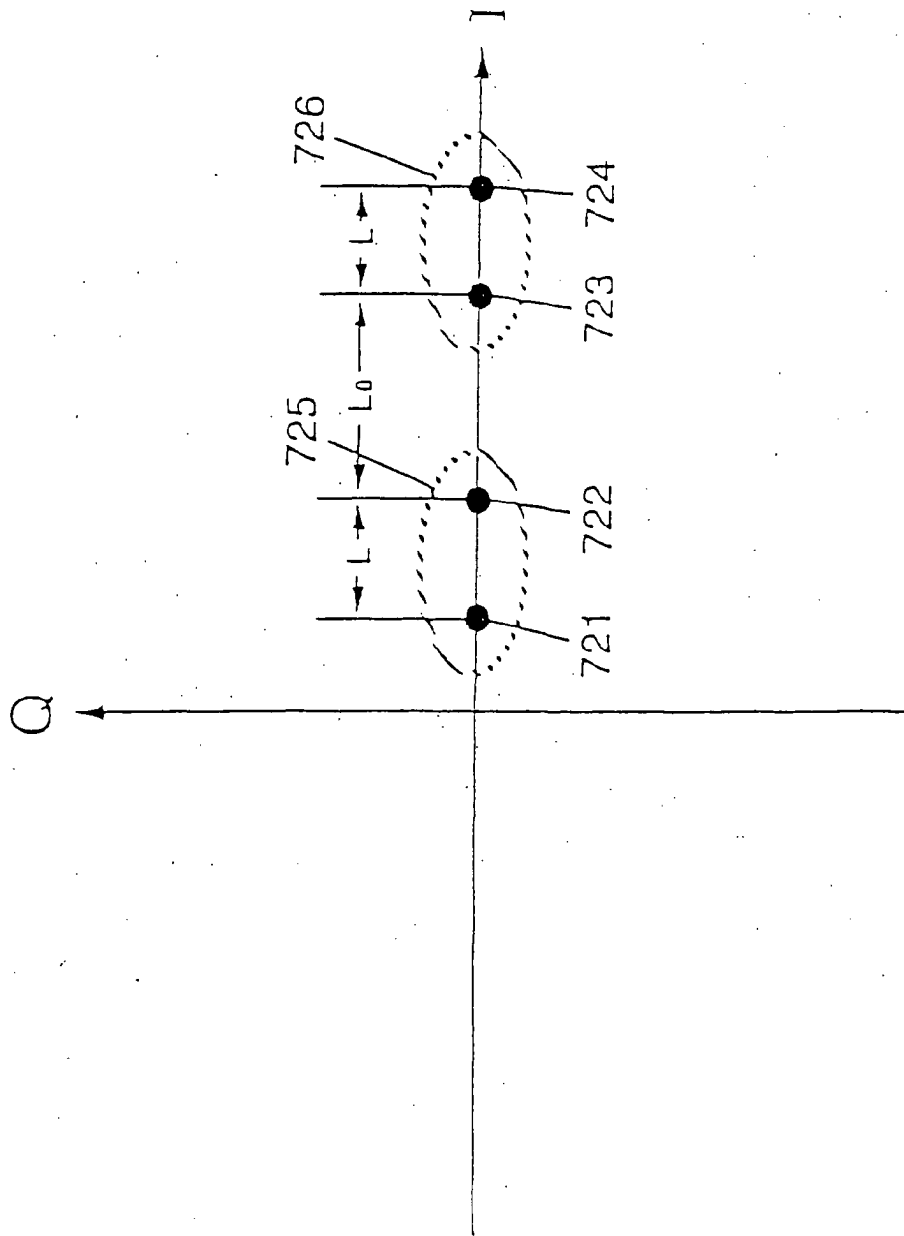


FIG. 59

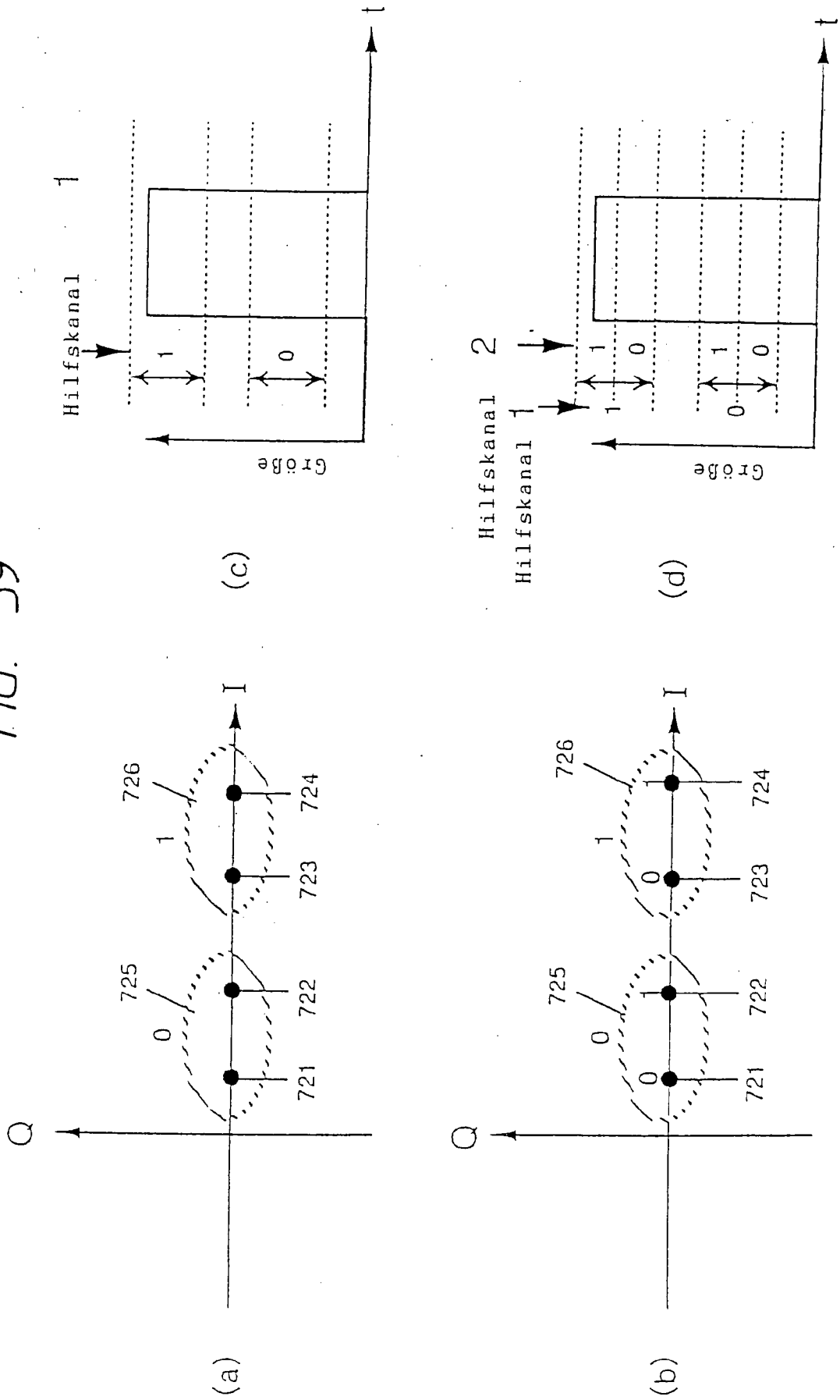


FIG. 60

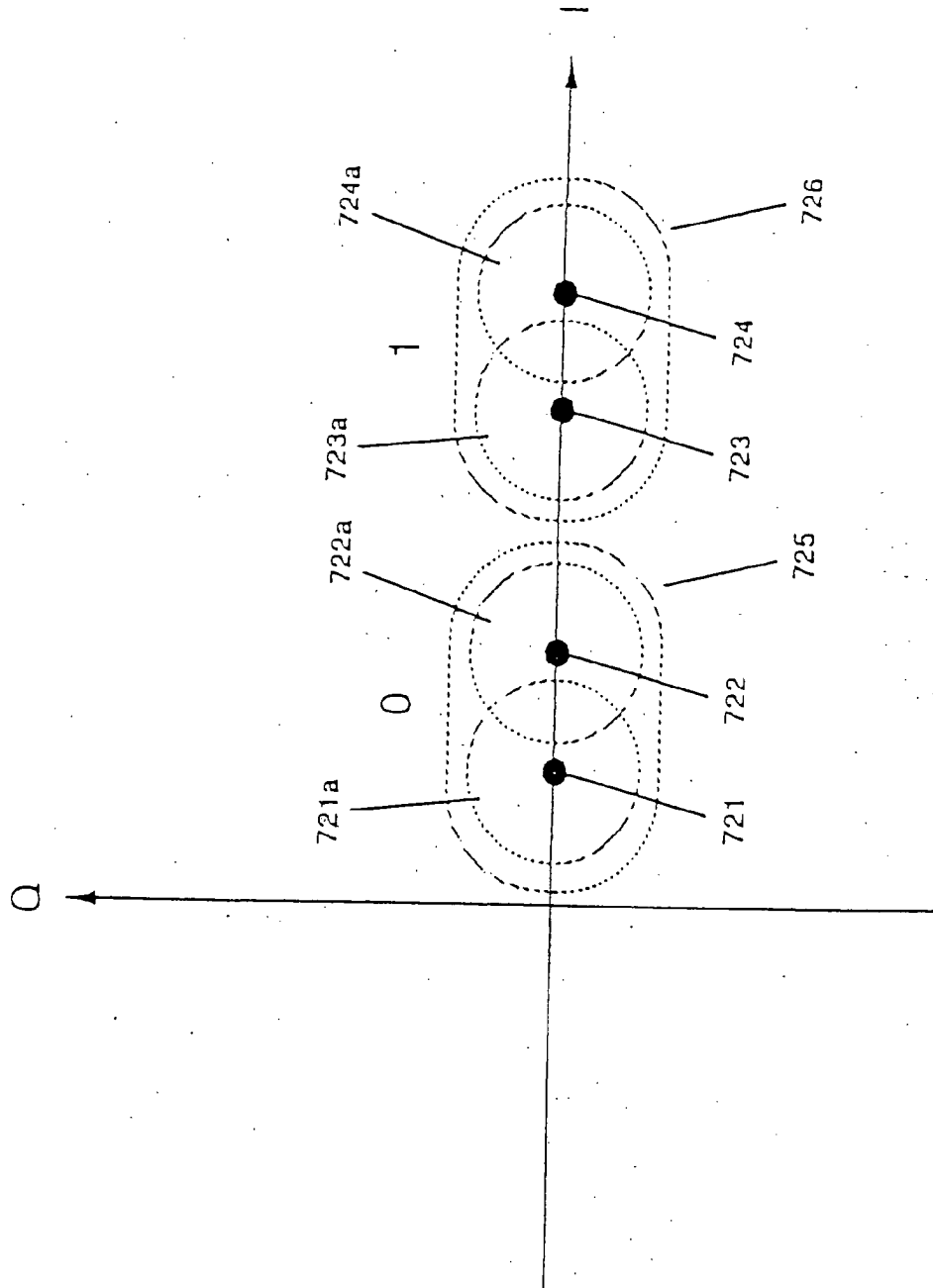


FIG - 61

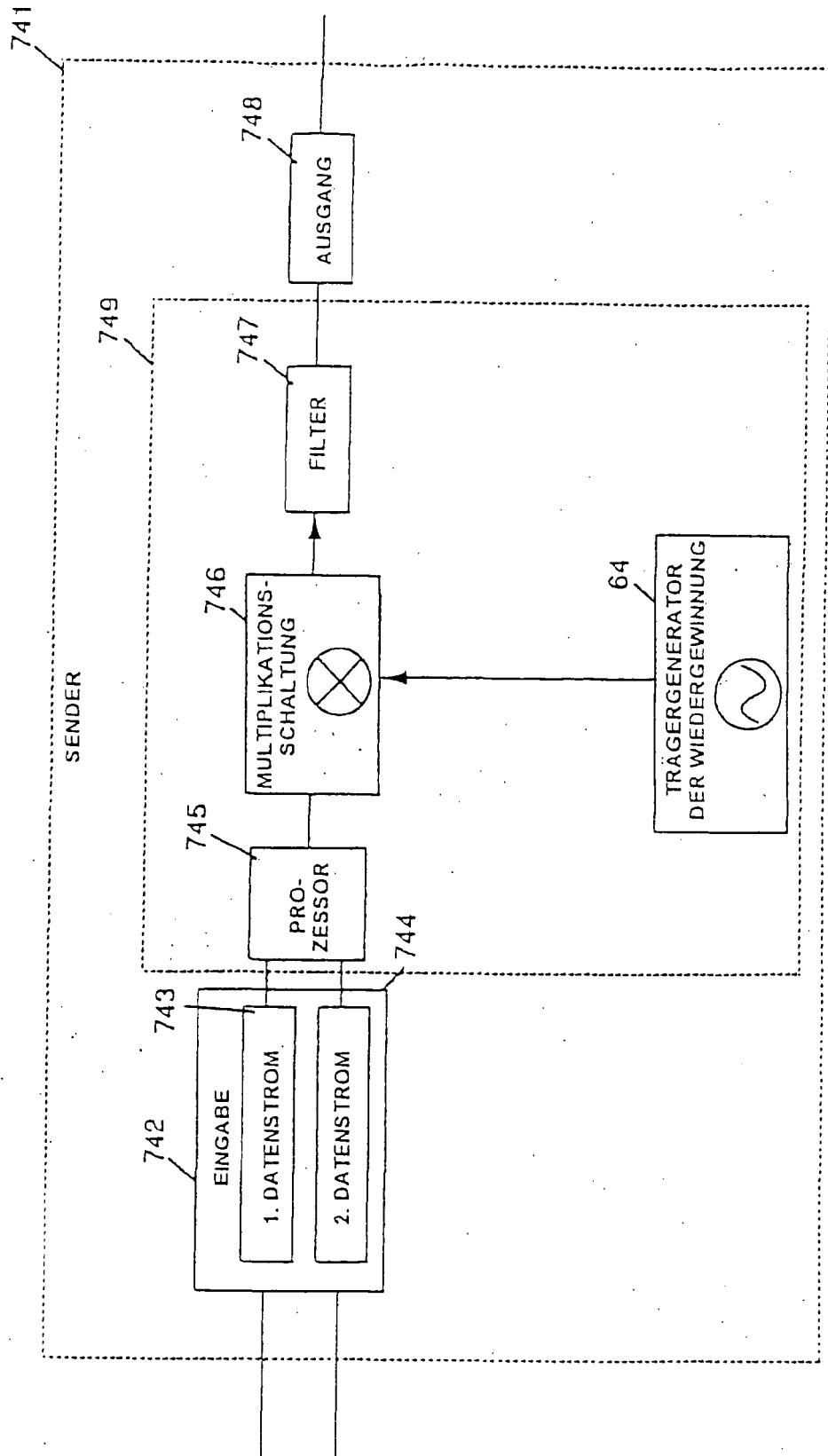


FIG. 62

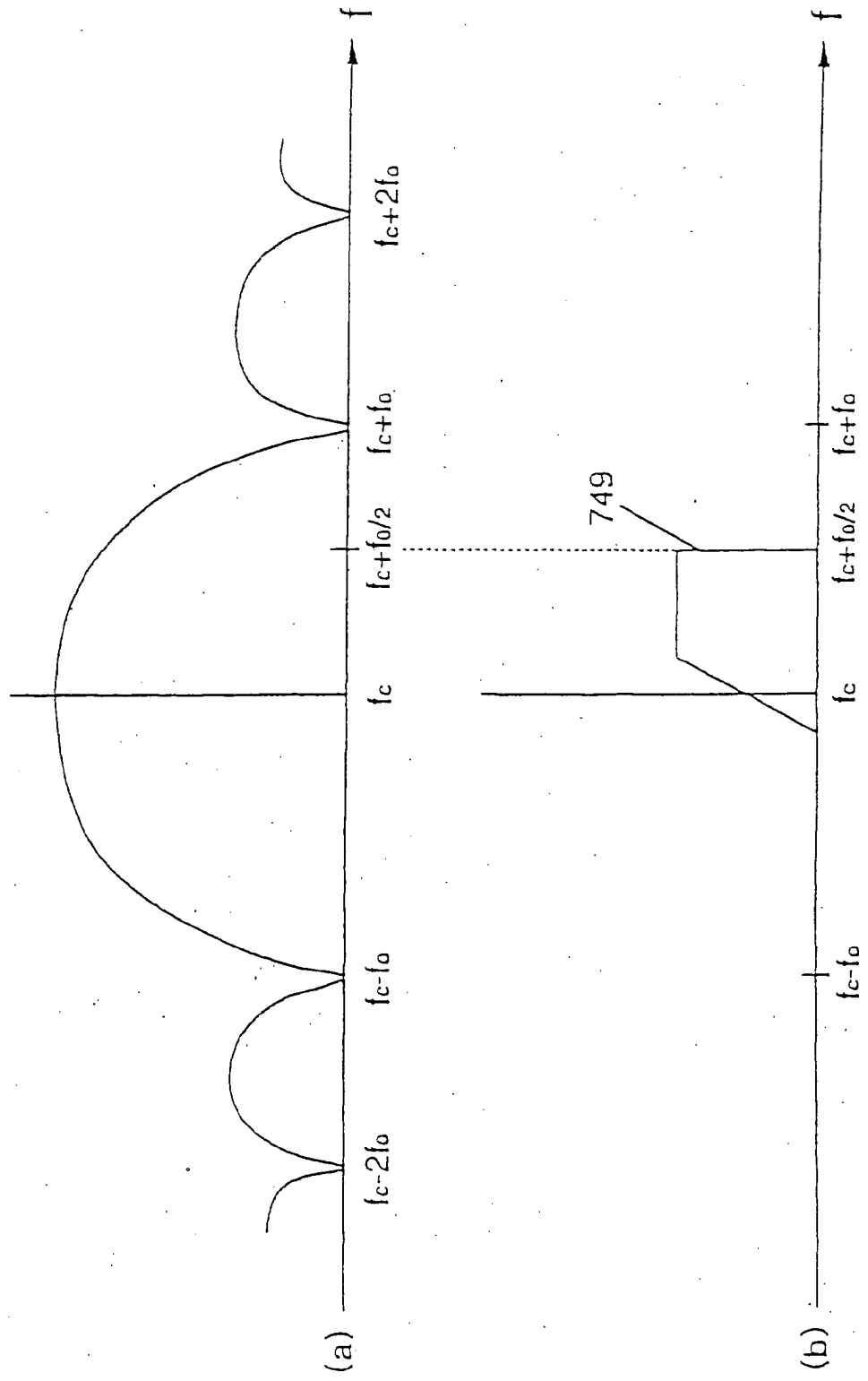


FIG. 63

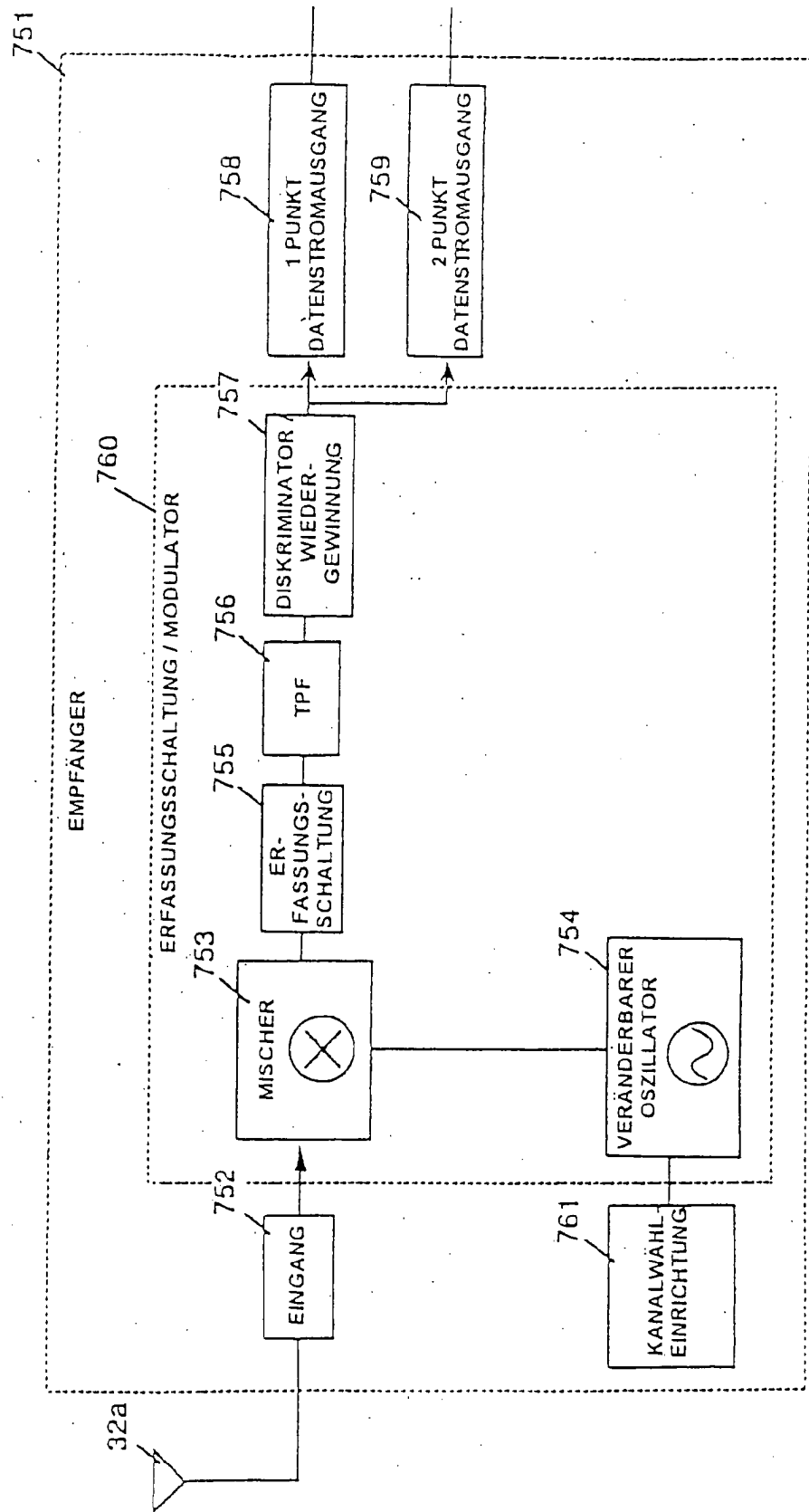


FIG - 64

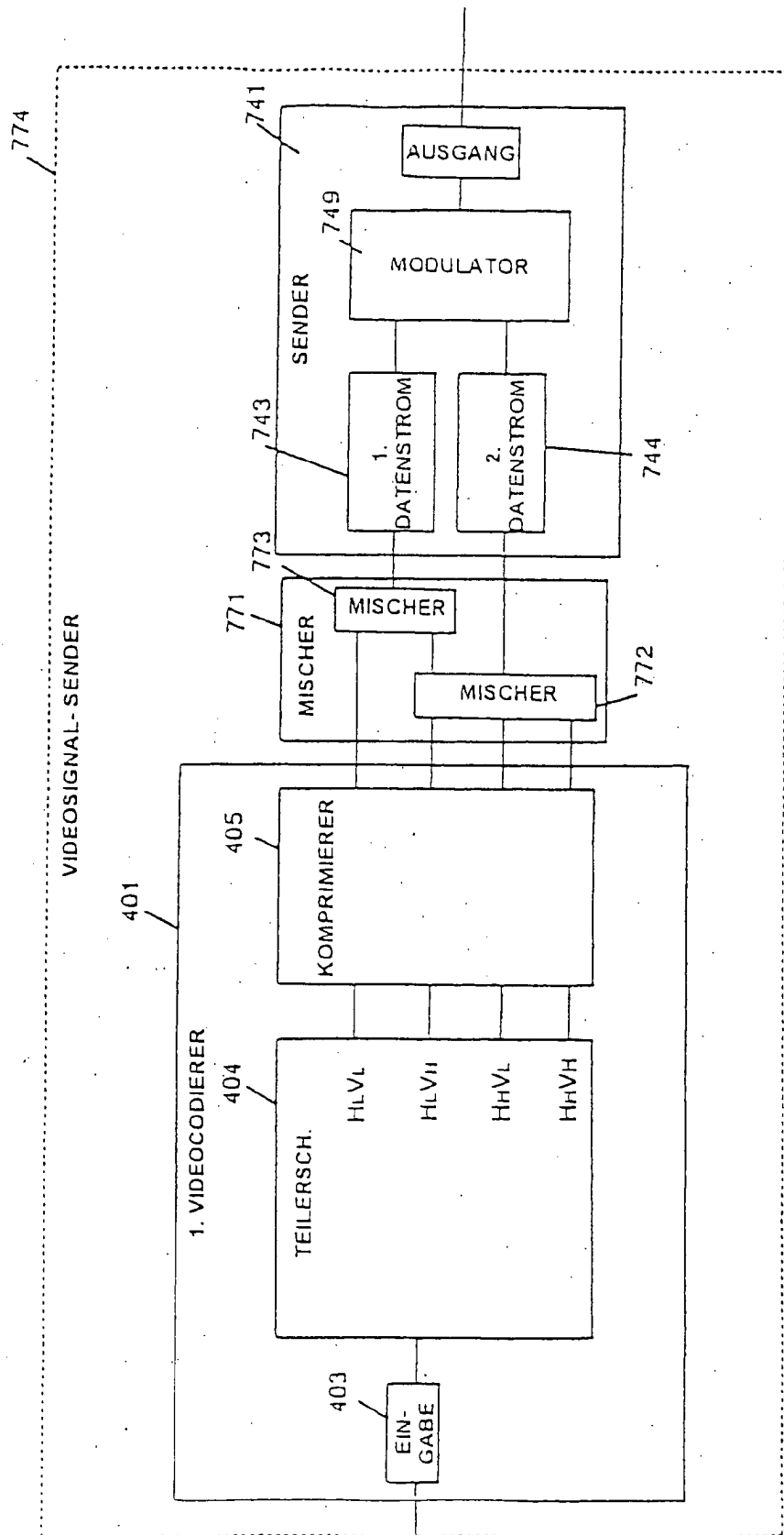


FIG. 65

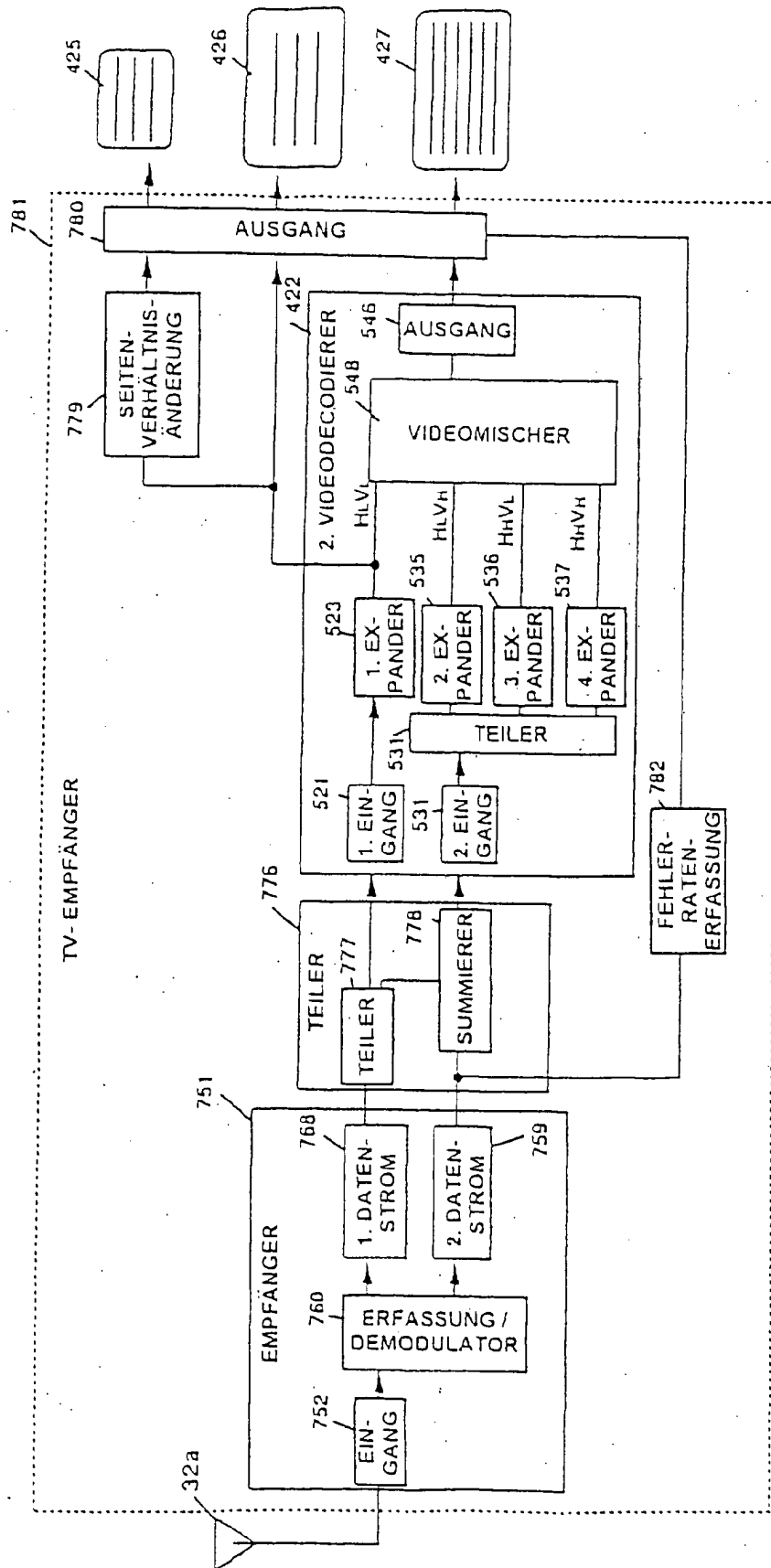


FIG. 66

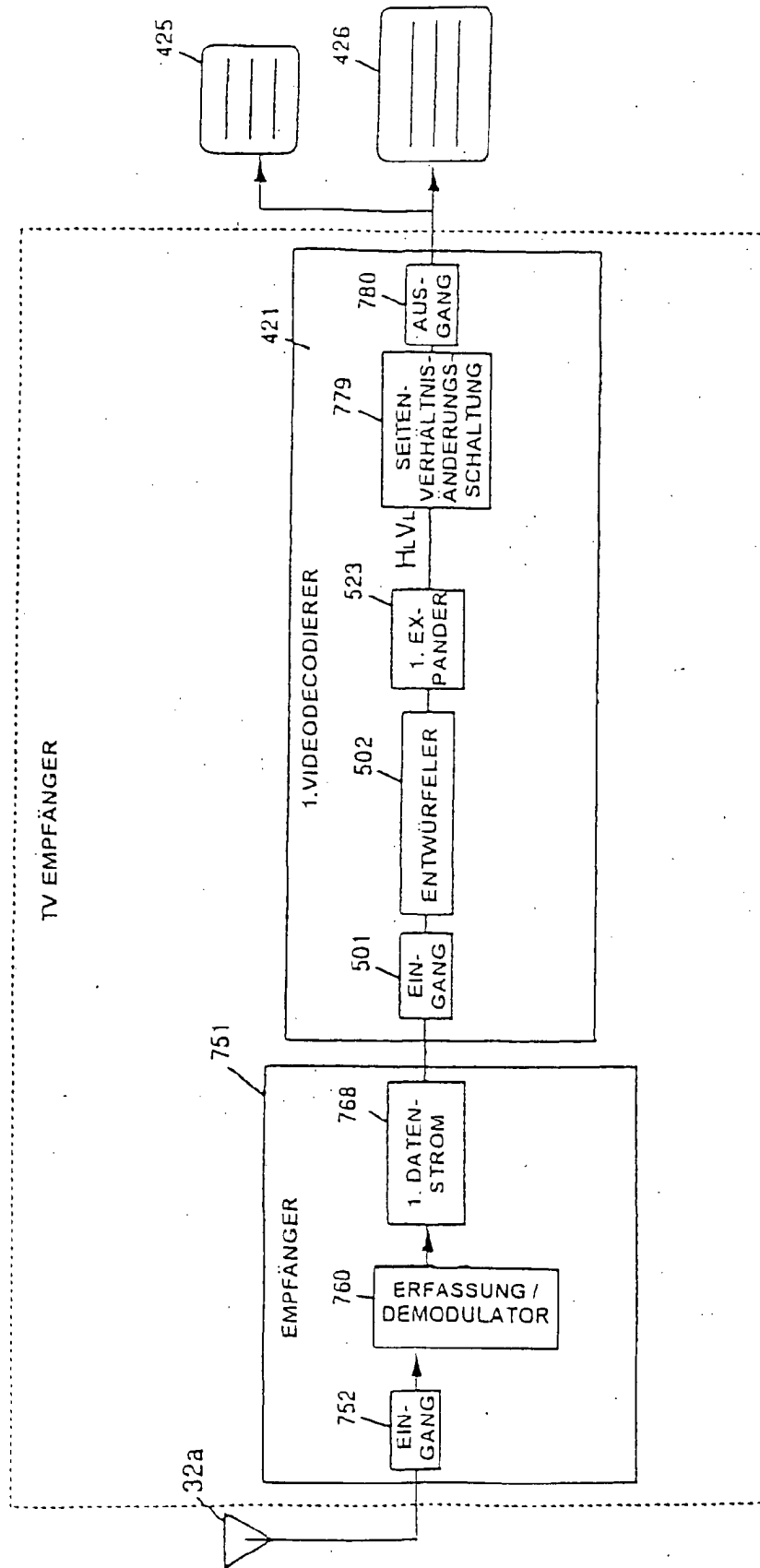
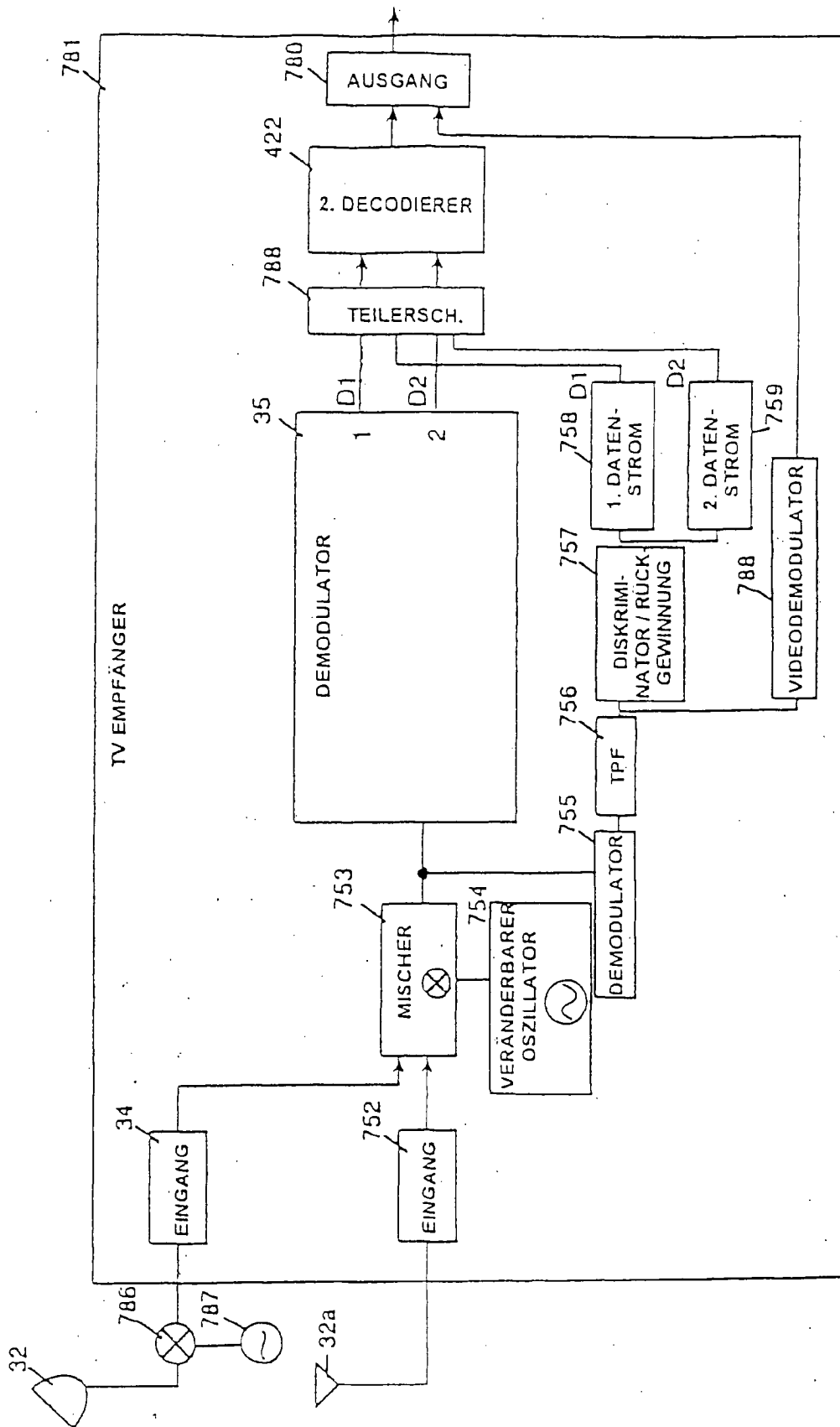


FIG. 67



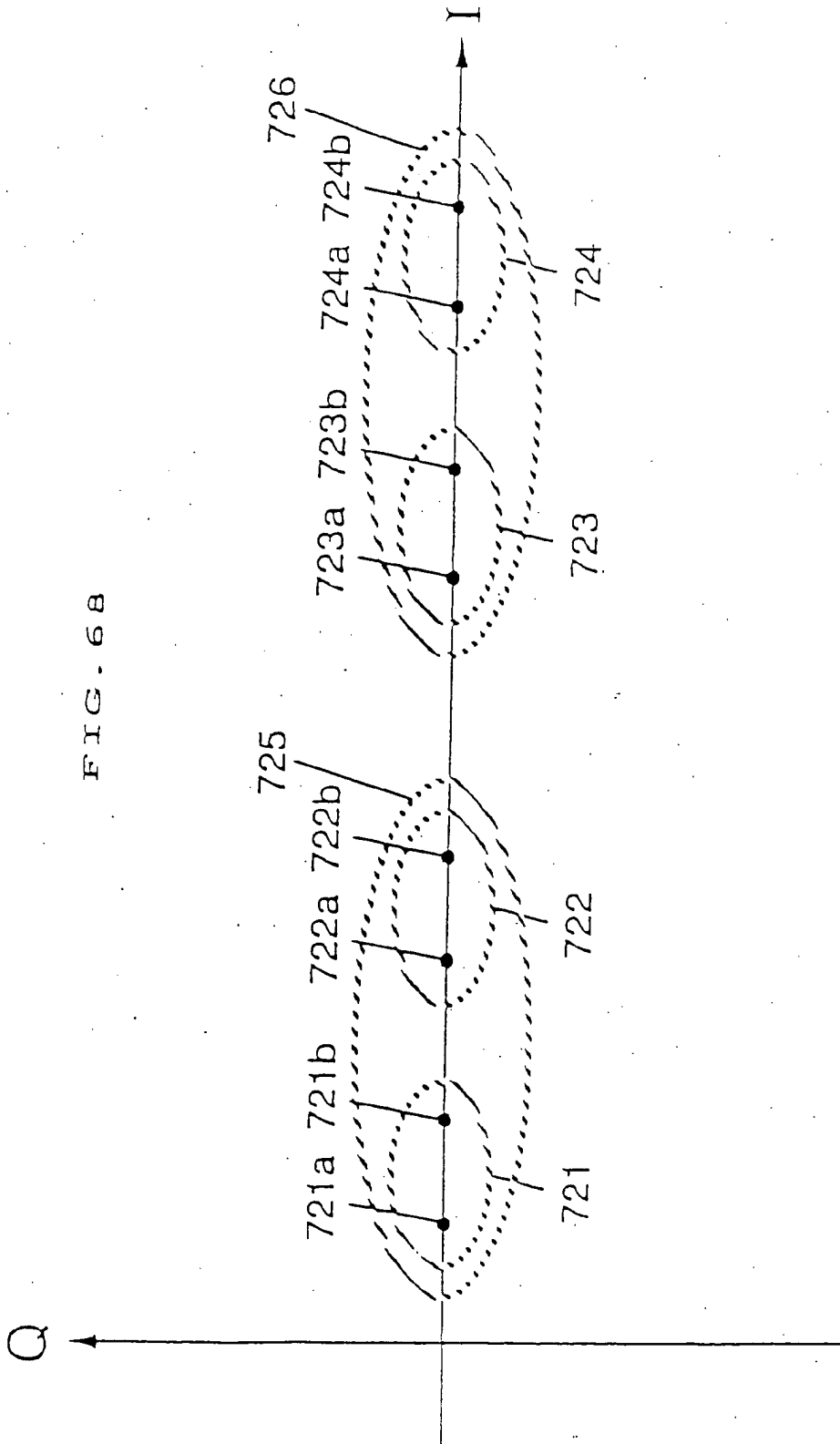


FIG. 69

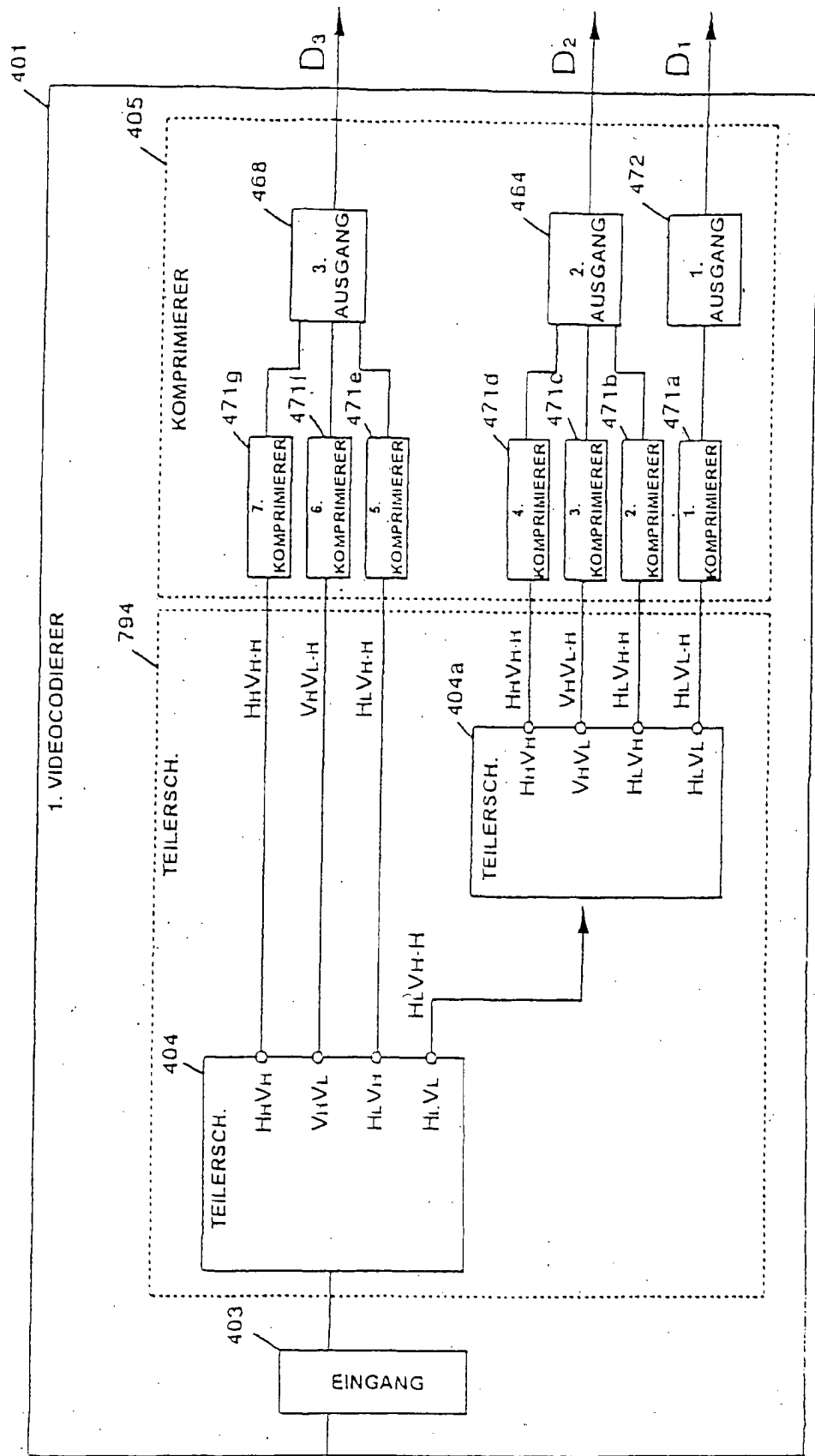


FIG. 70

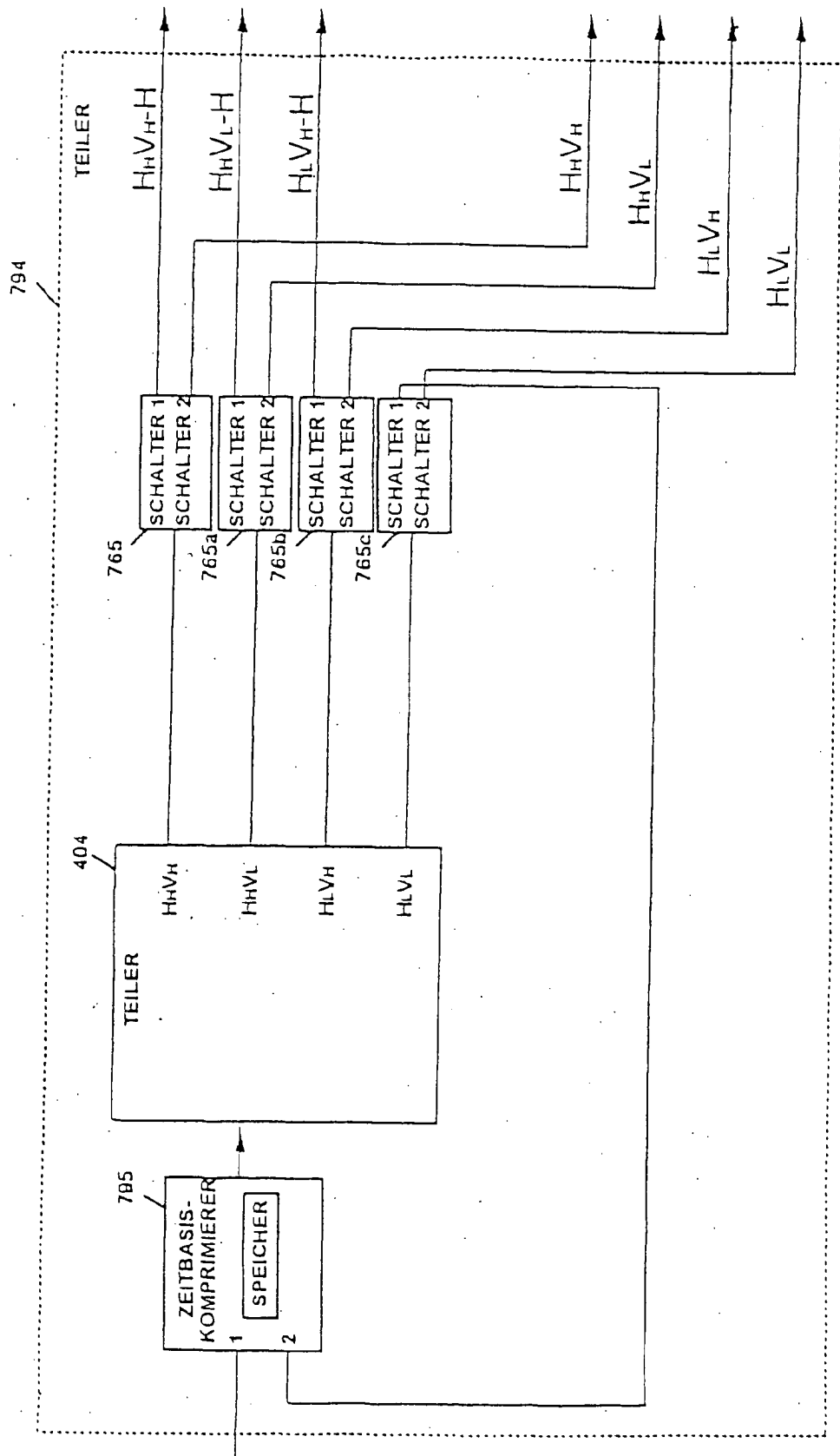


FIG. 71

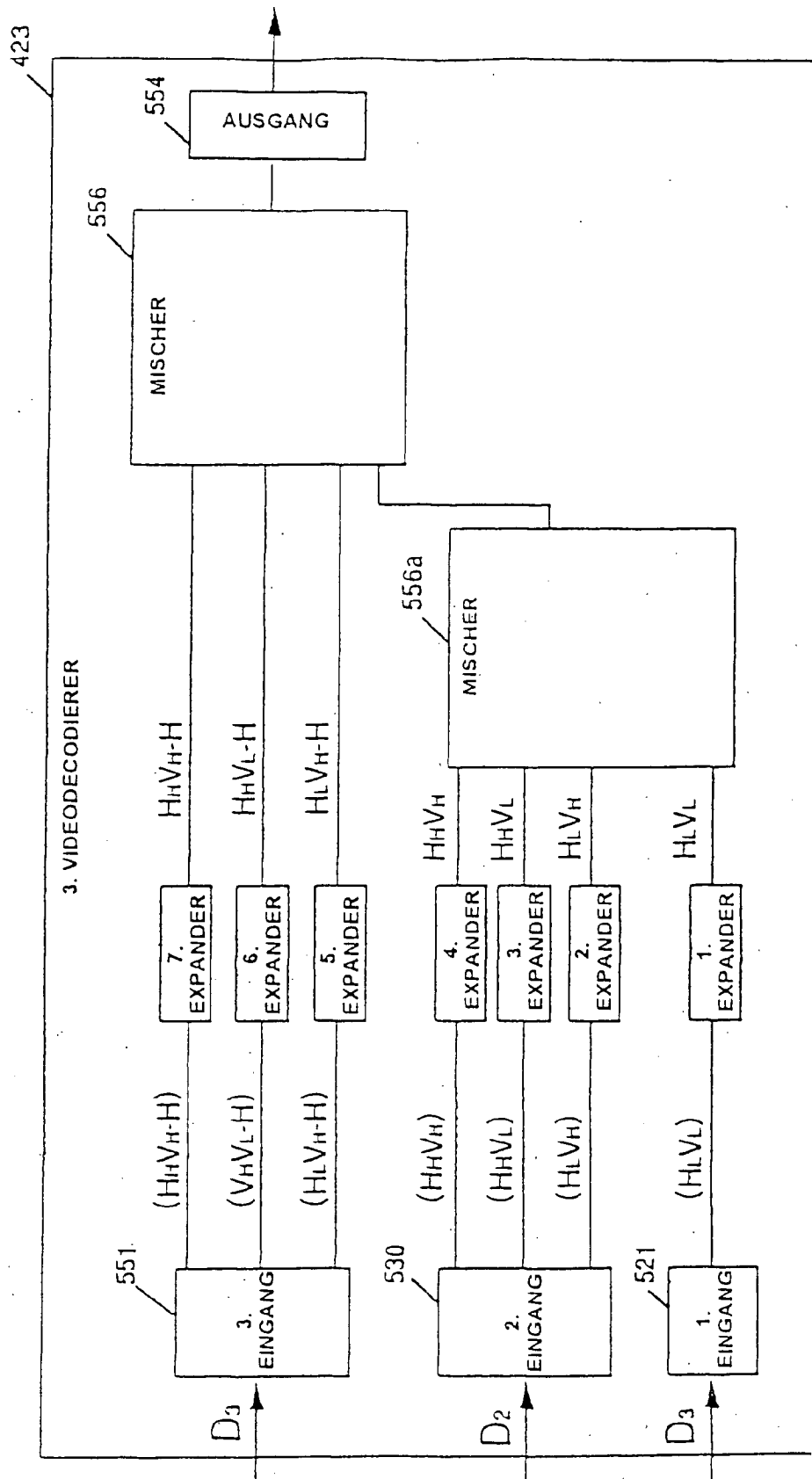


FIG. 72

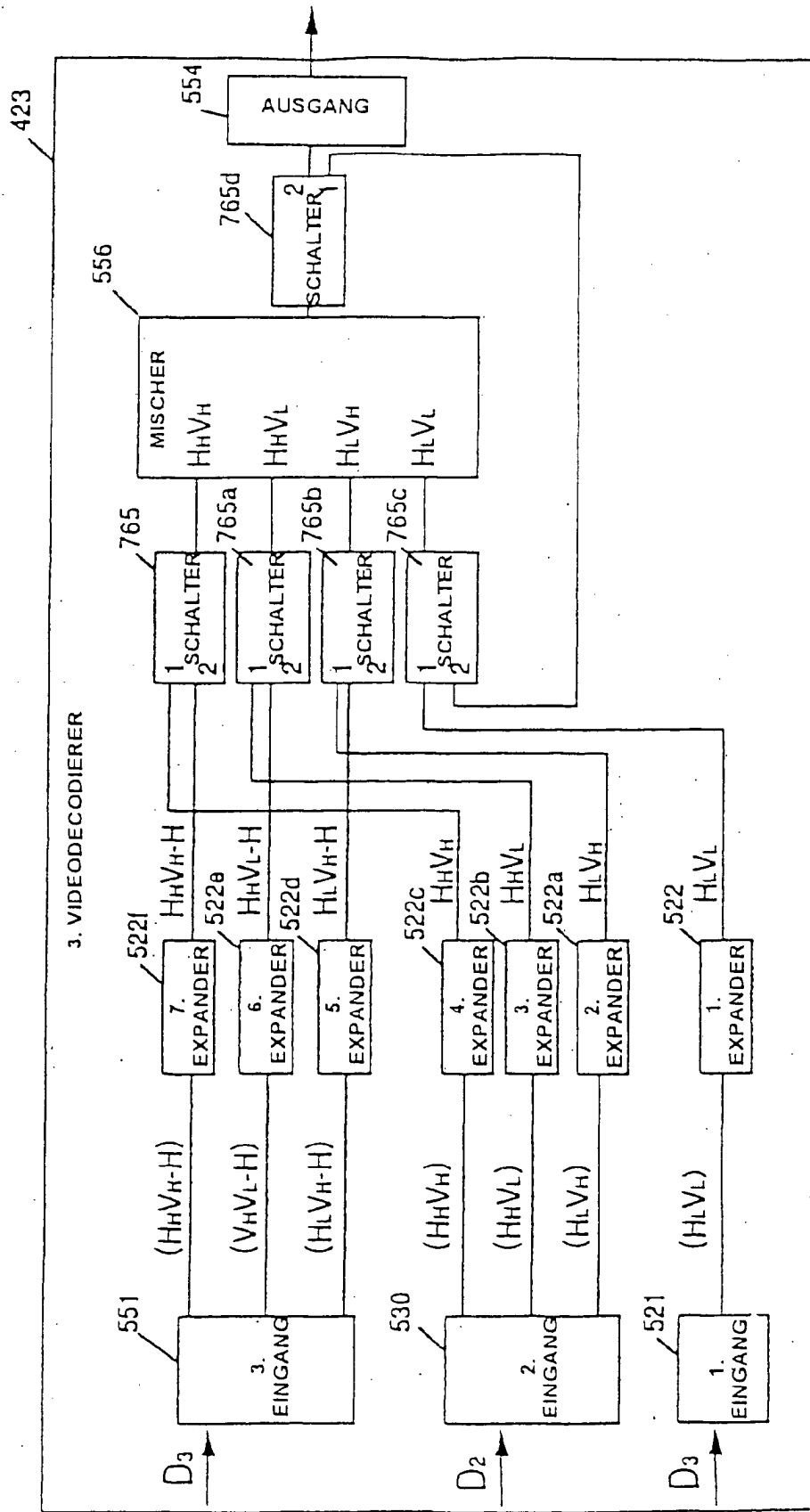


FIG. 73

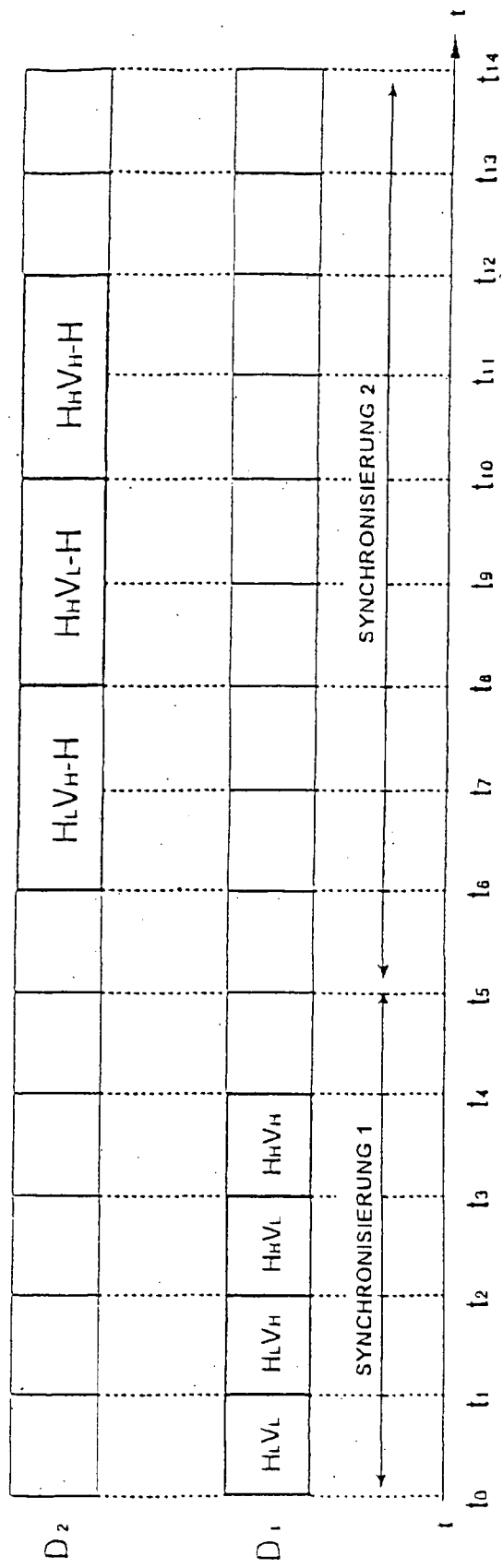


FIG. 74

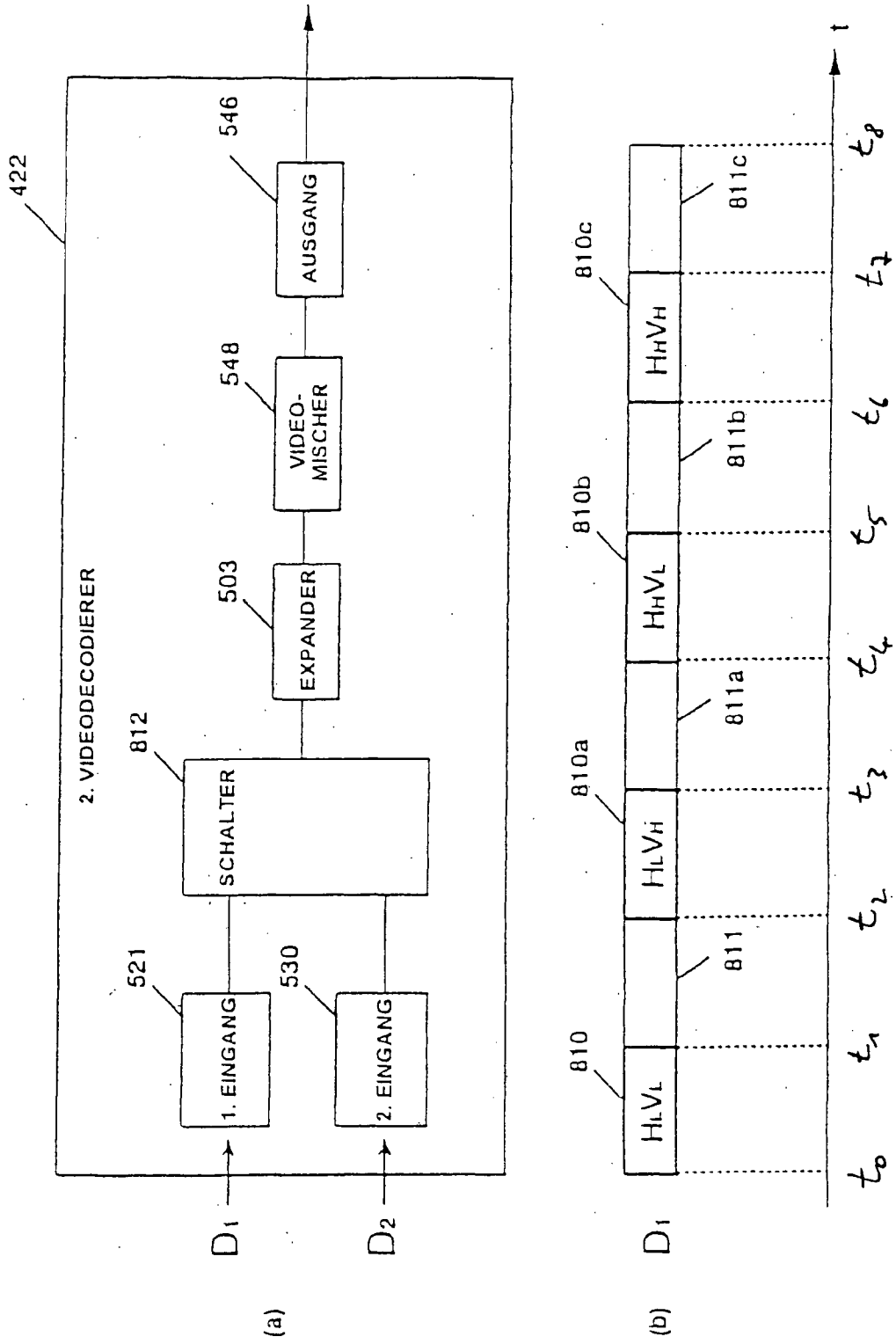


FIG. 75

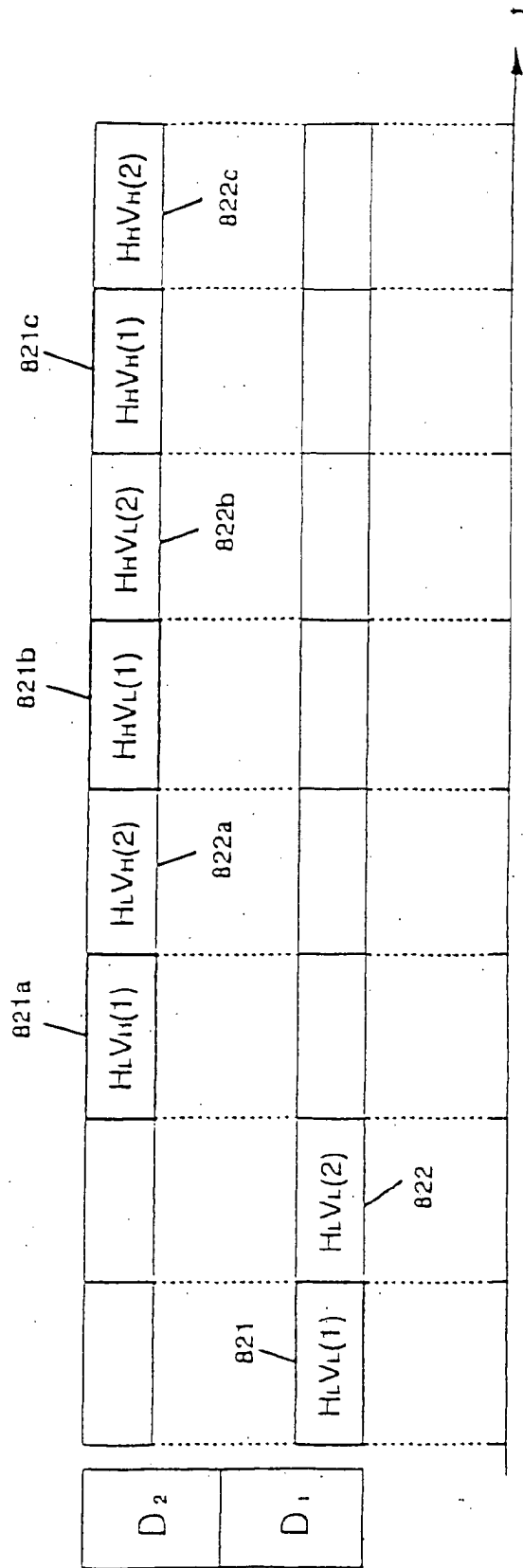


FIG. 76

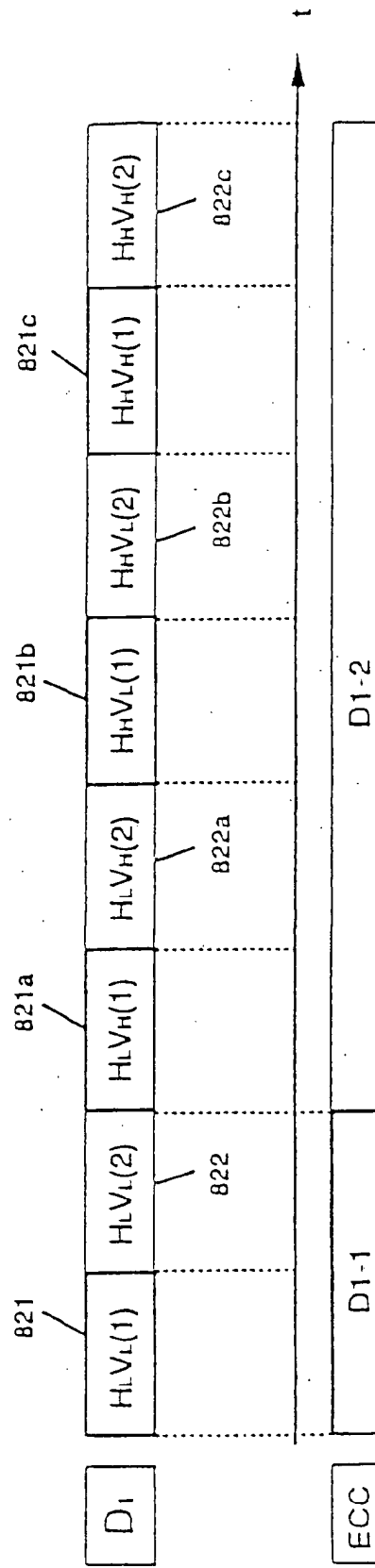


FIG. 77

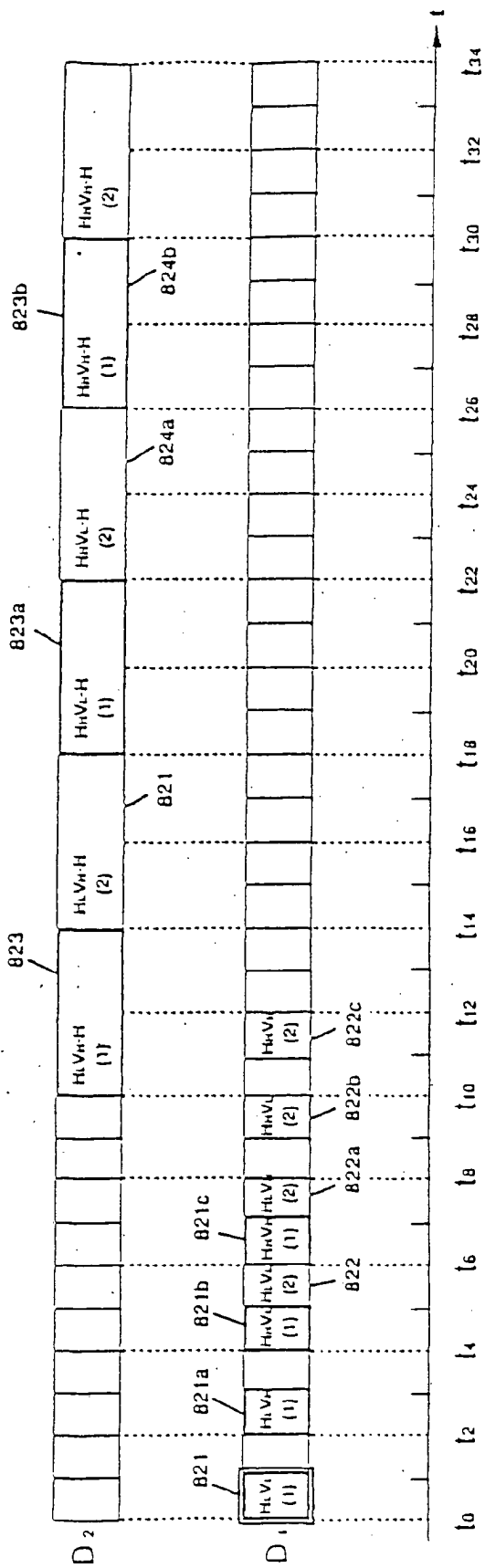


FIG. 78

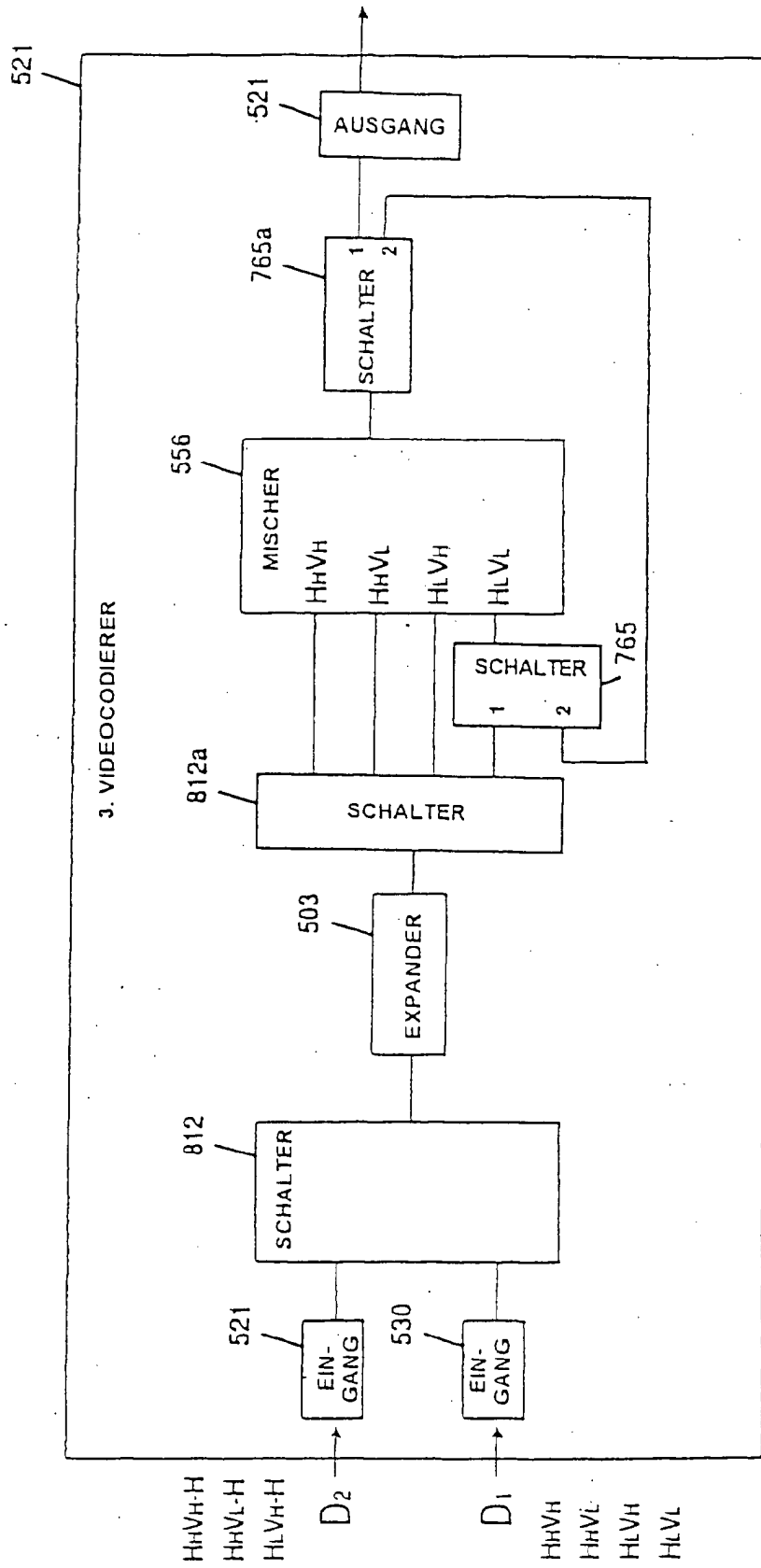


FIG. 79

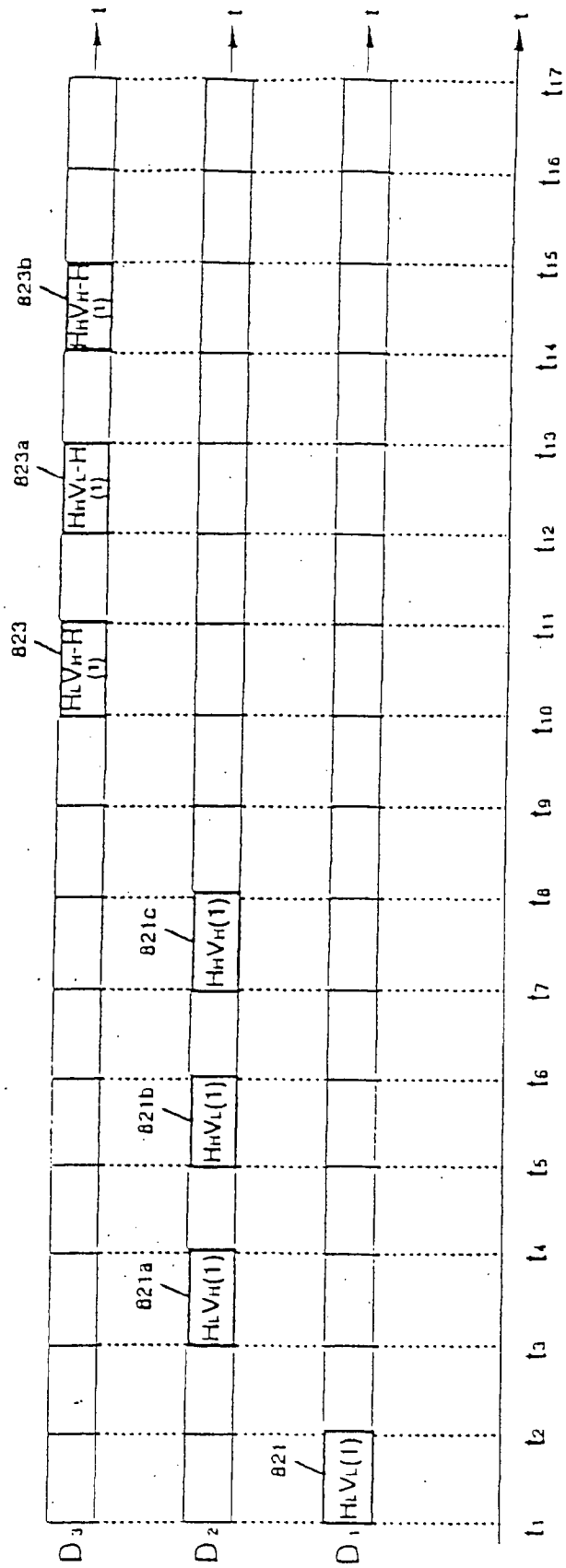


FIG. 80

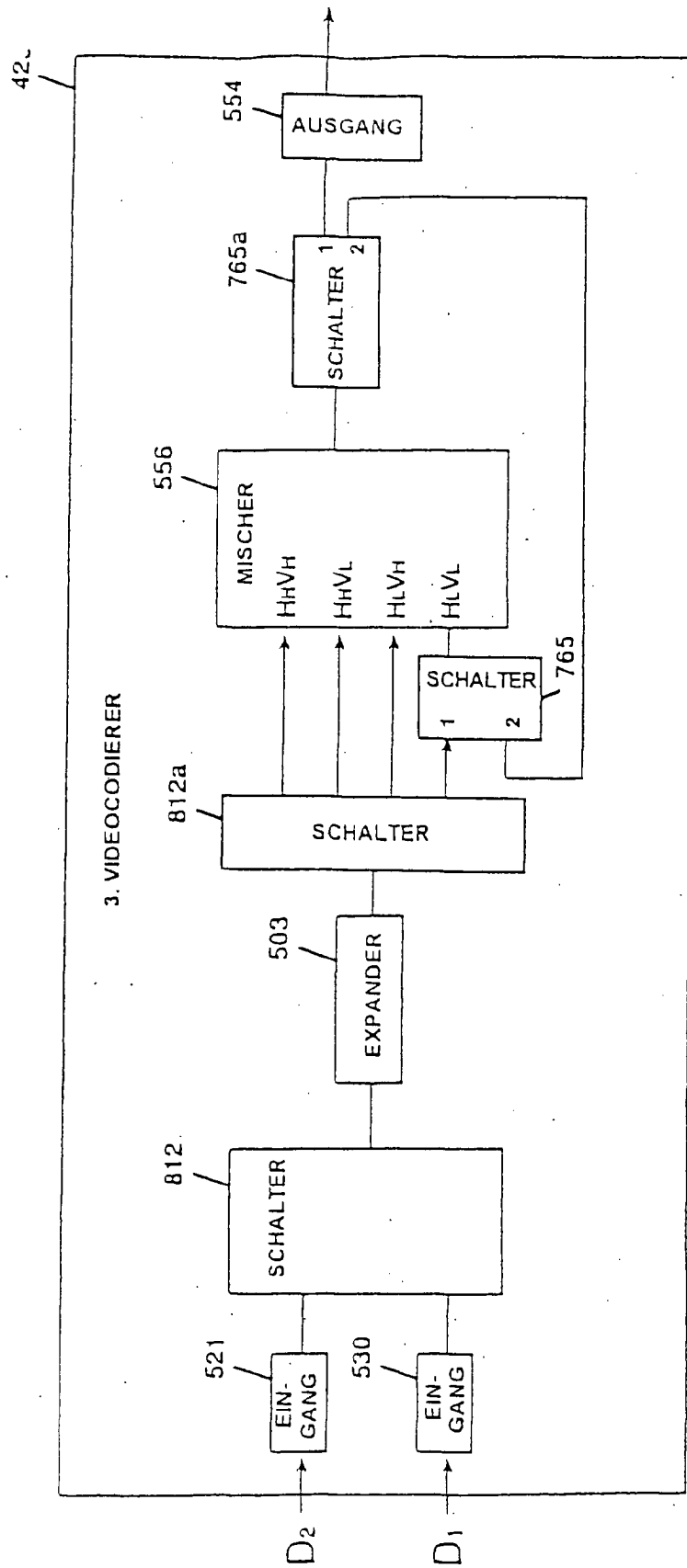


FIG. 81

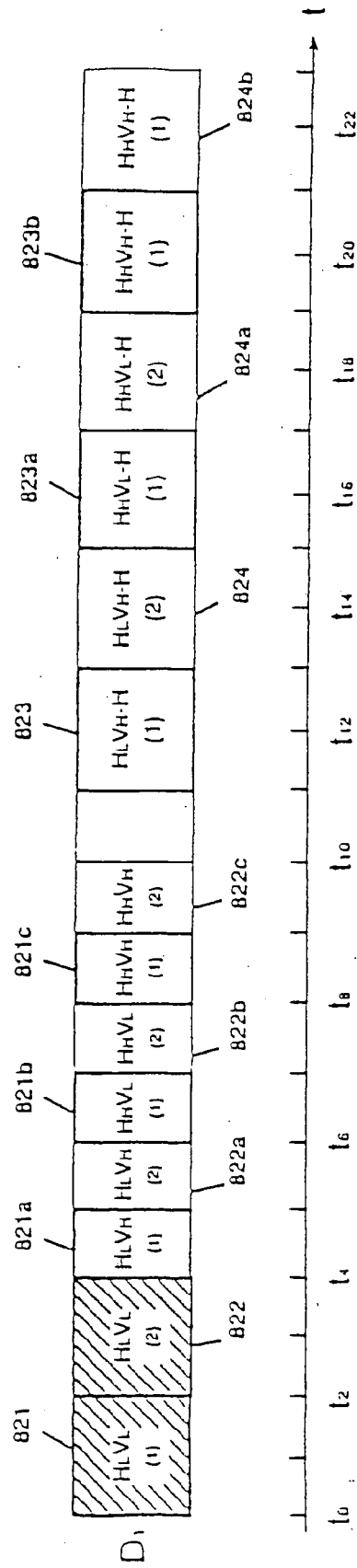


FIG - 82

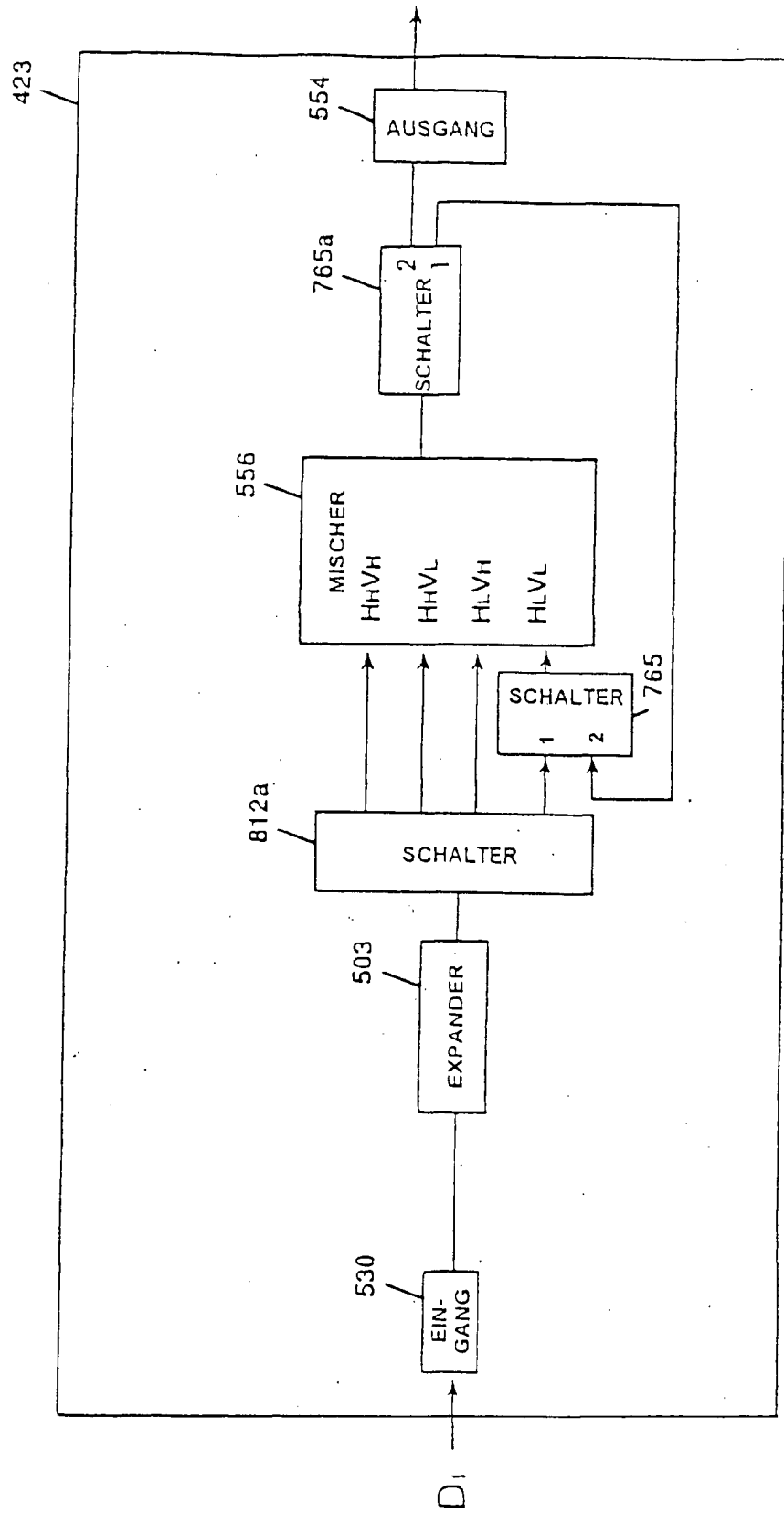


FIG. 83

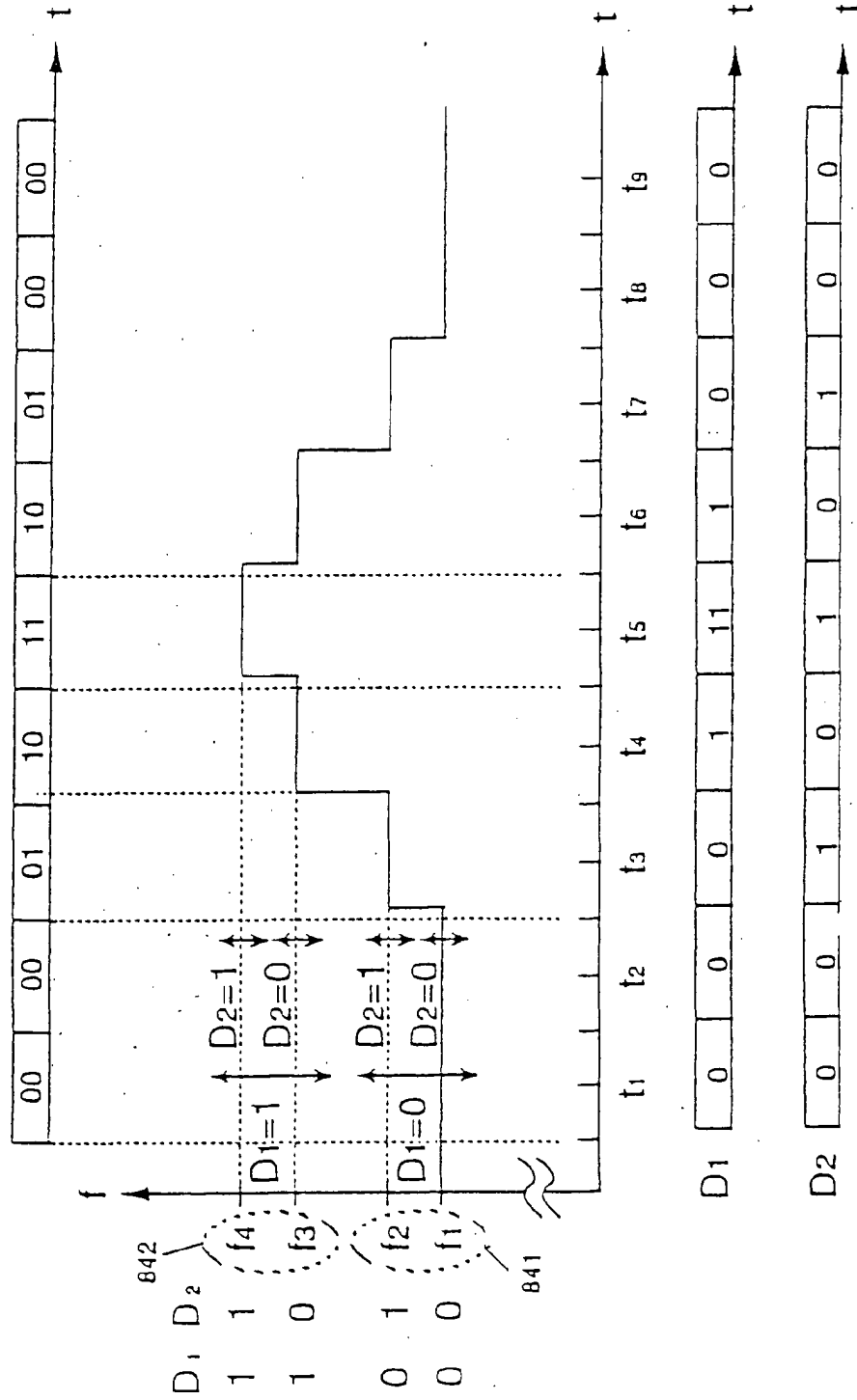


FIG. 84

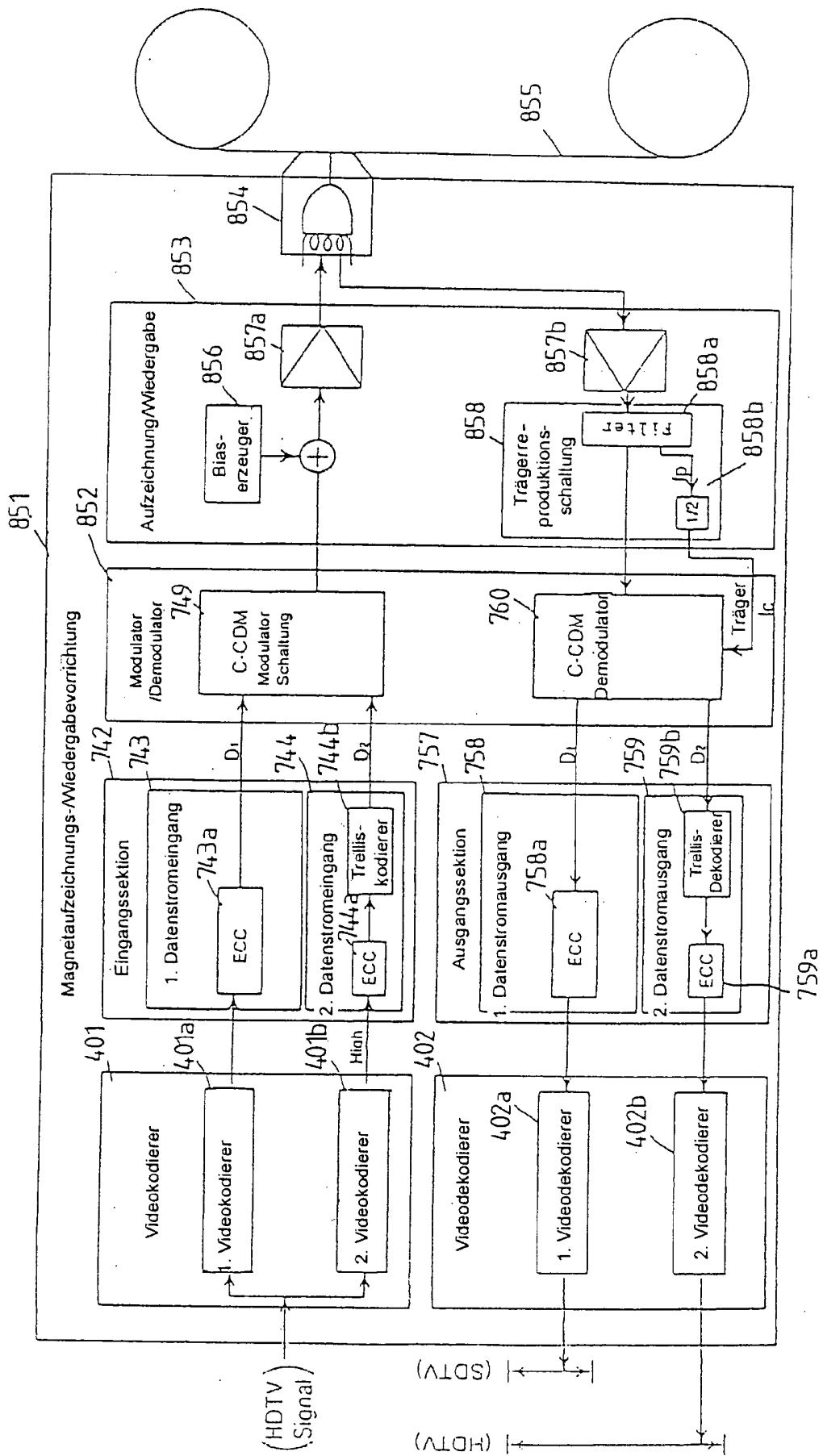


FIG. 85

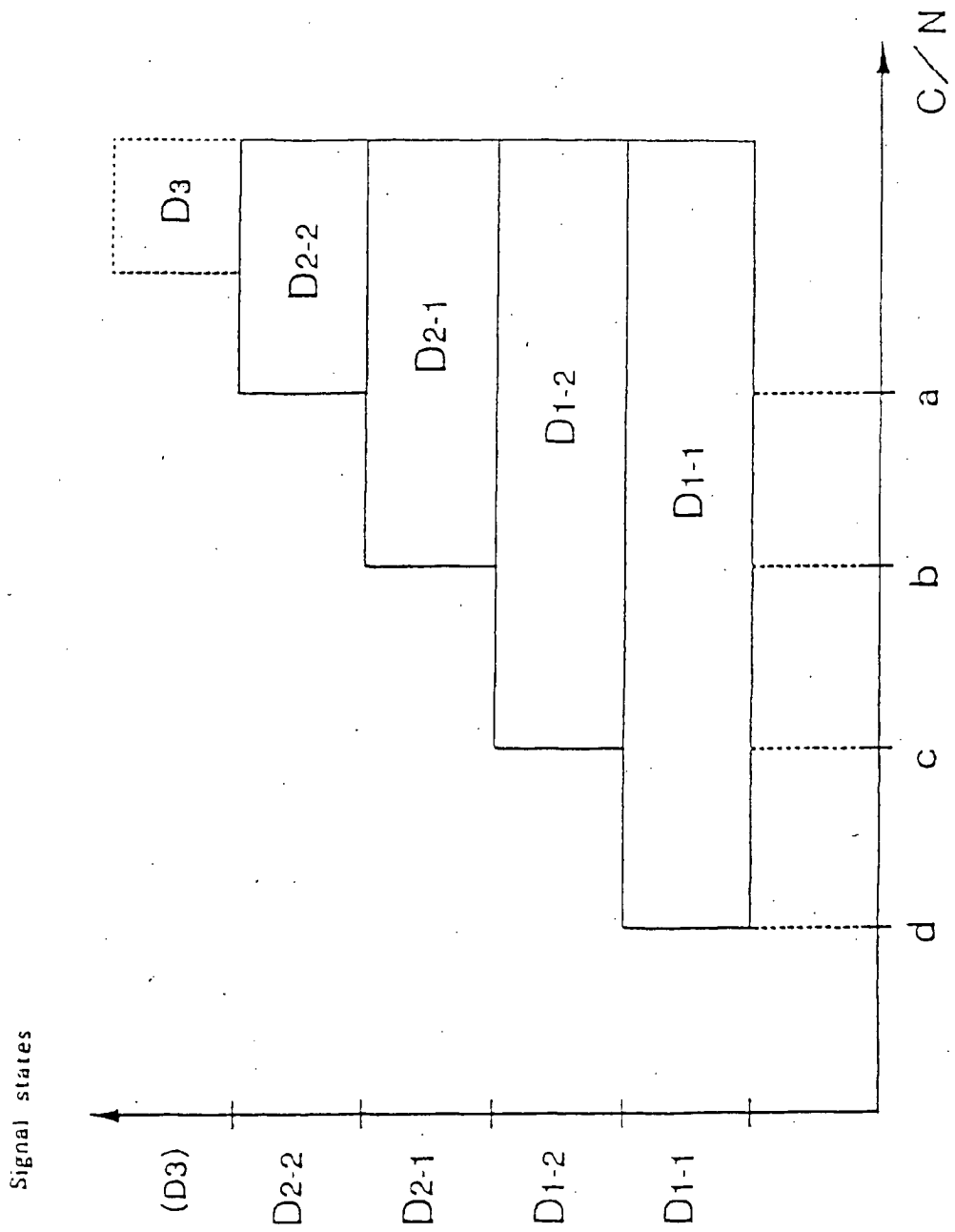


FIG. 86

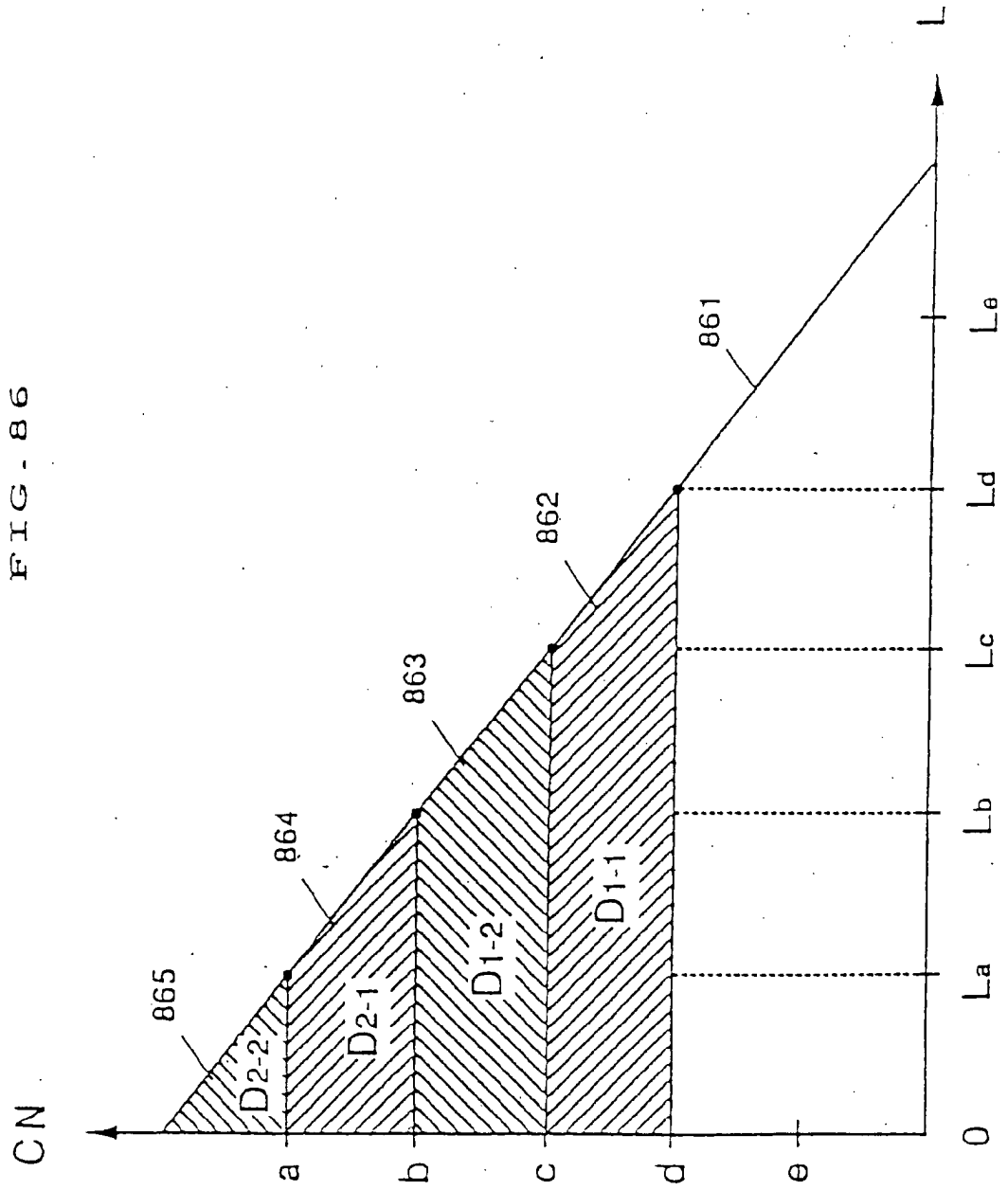


FIG. 87

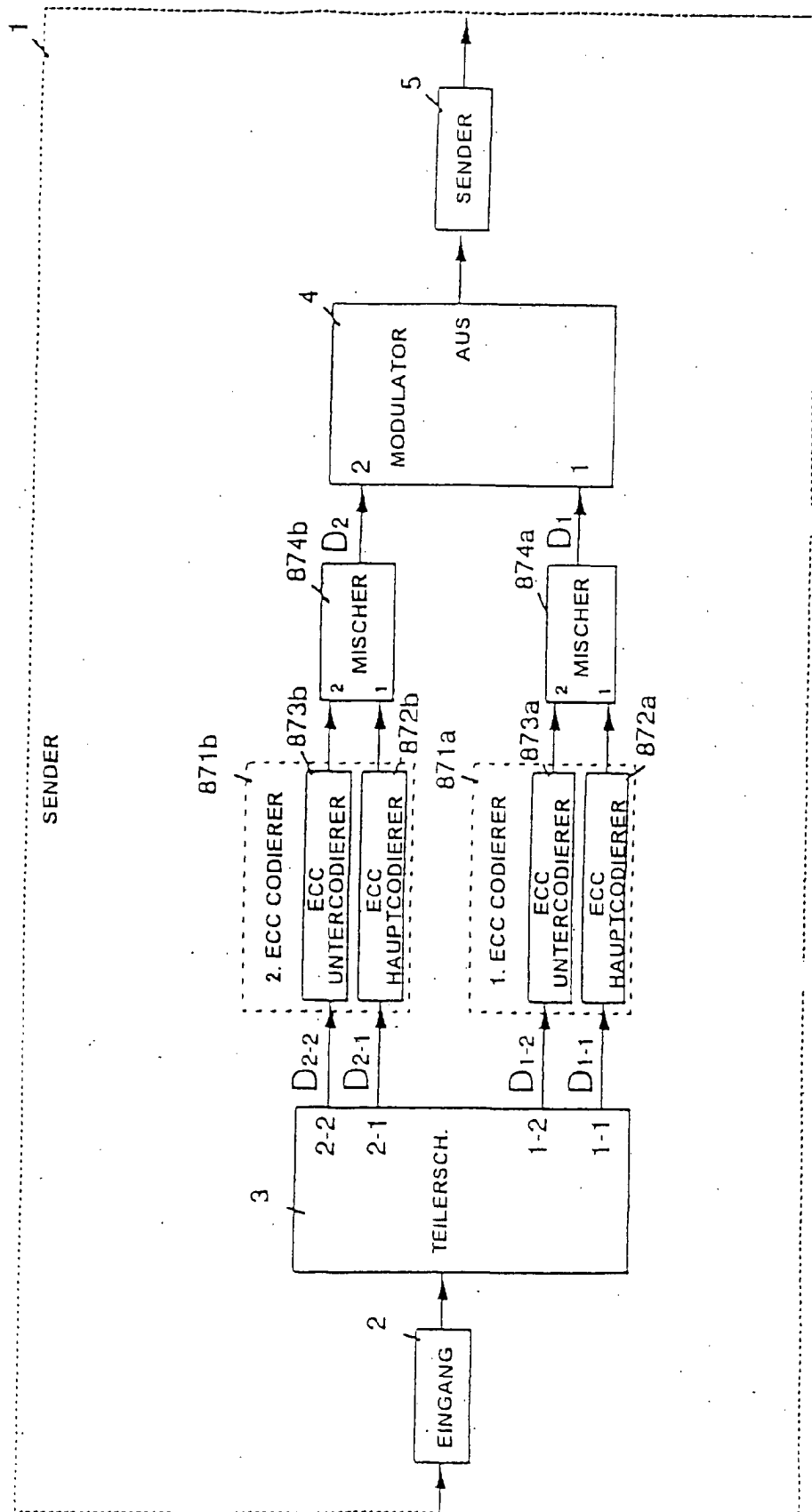


FIG. 8B

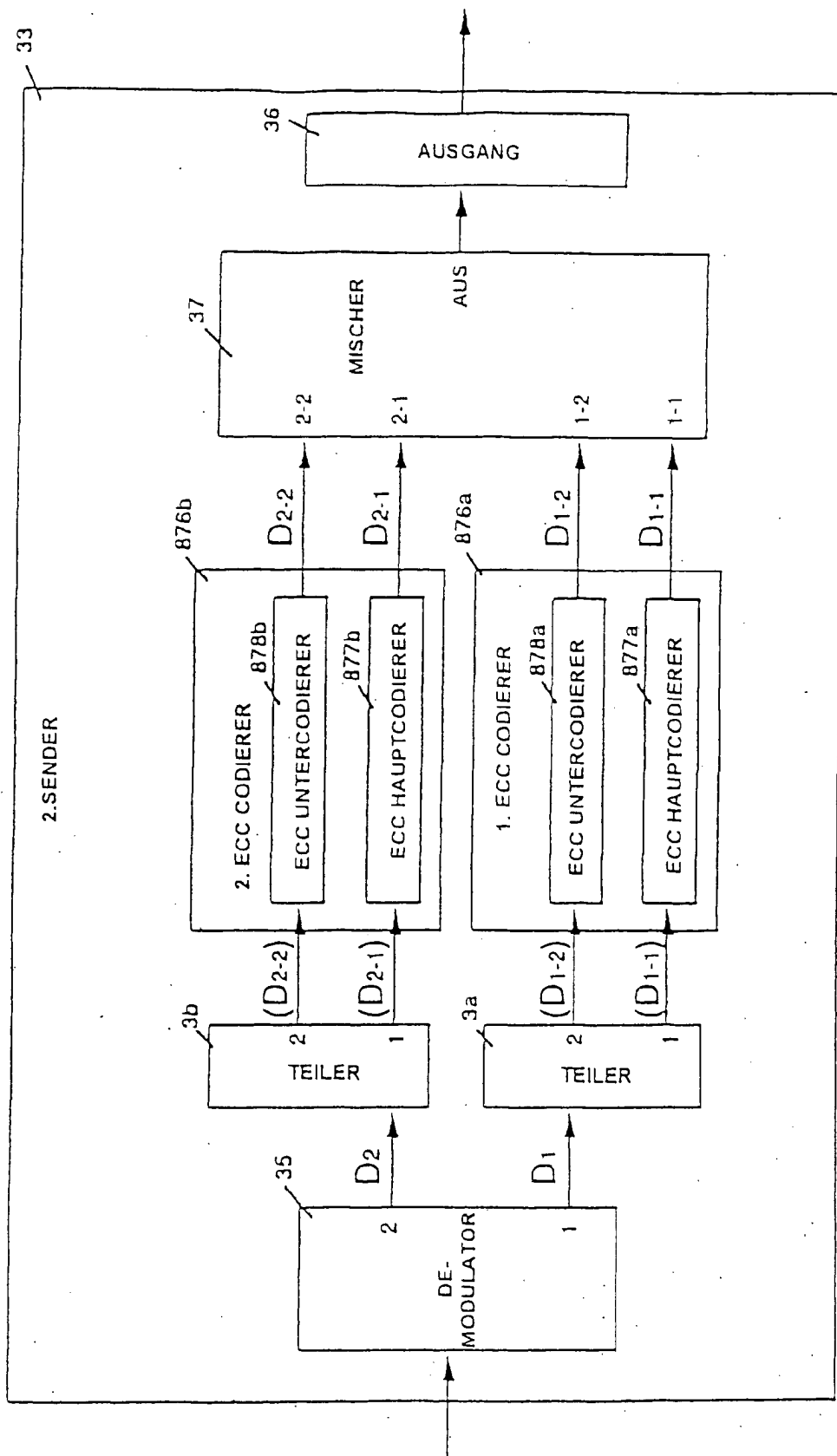


FIG. 89

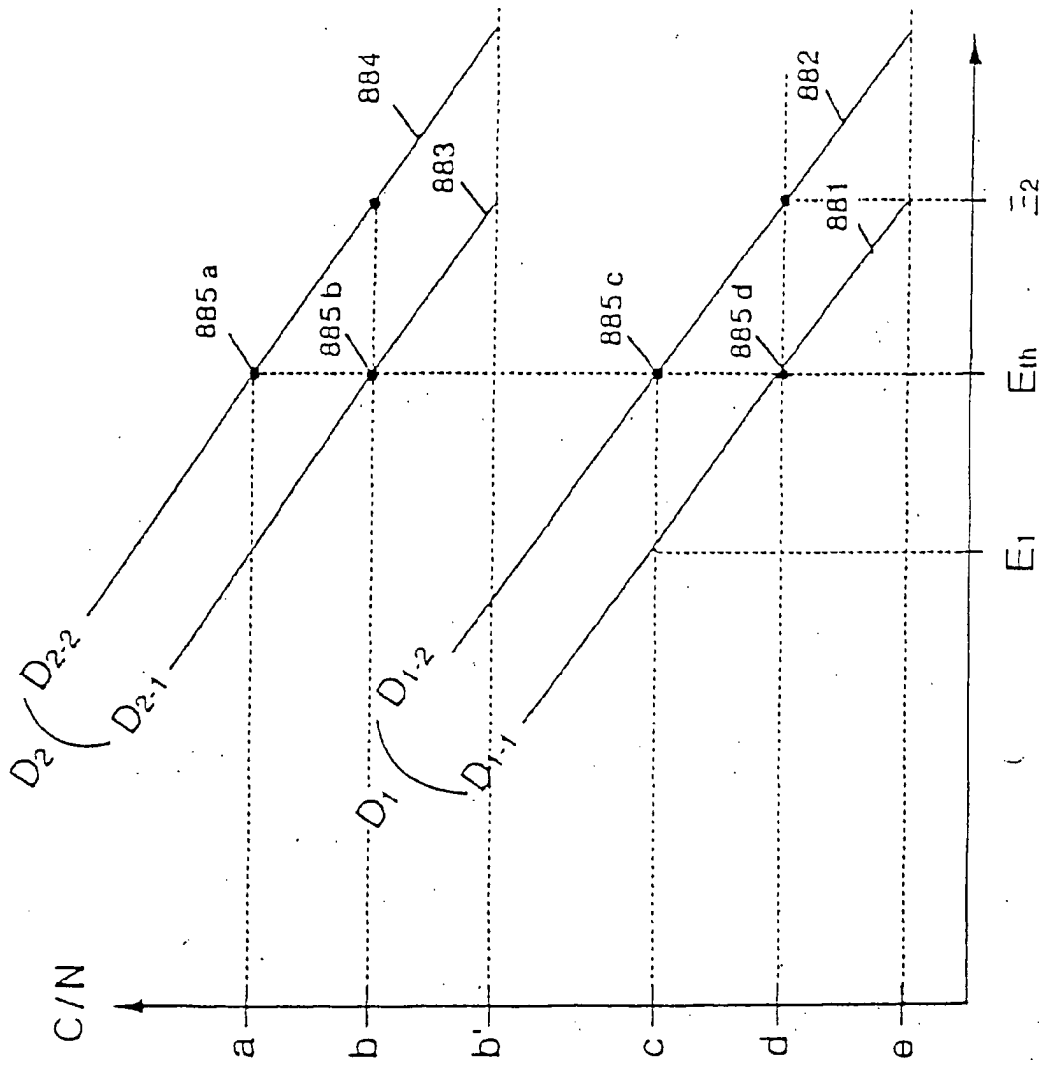


FIG. 90

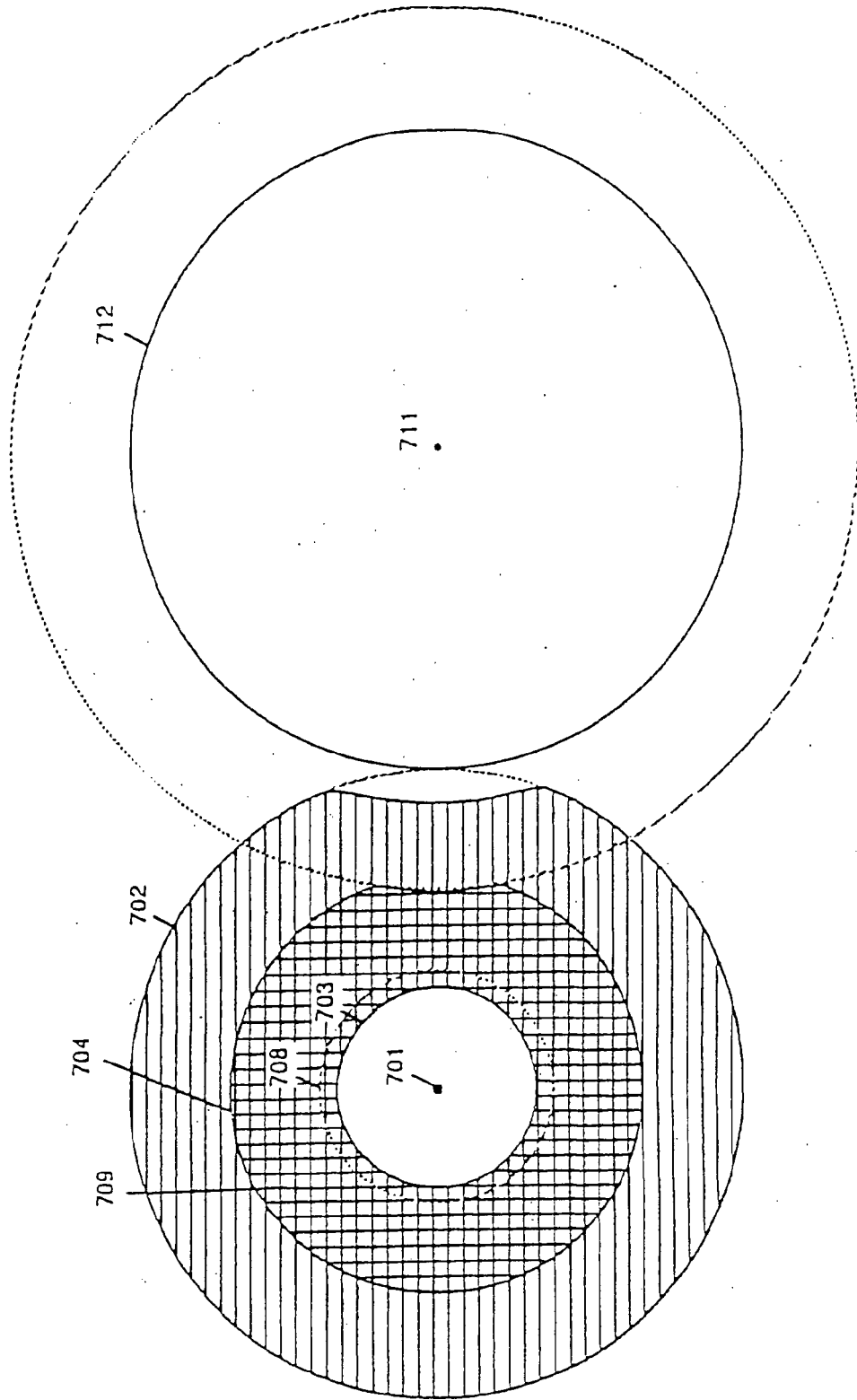


FIG. 91

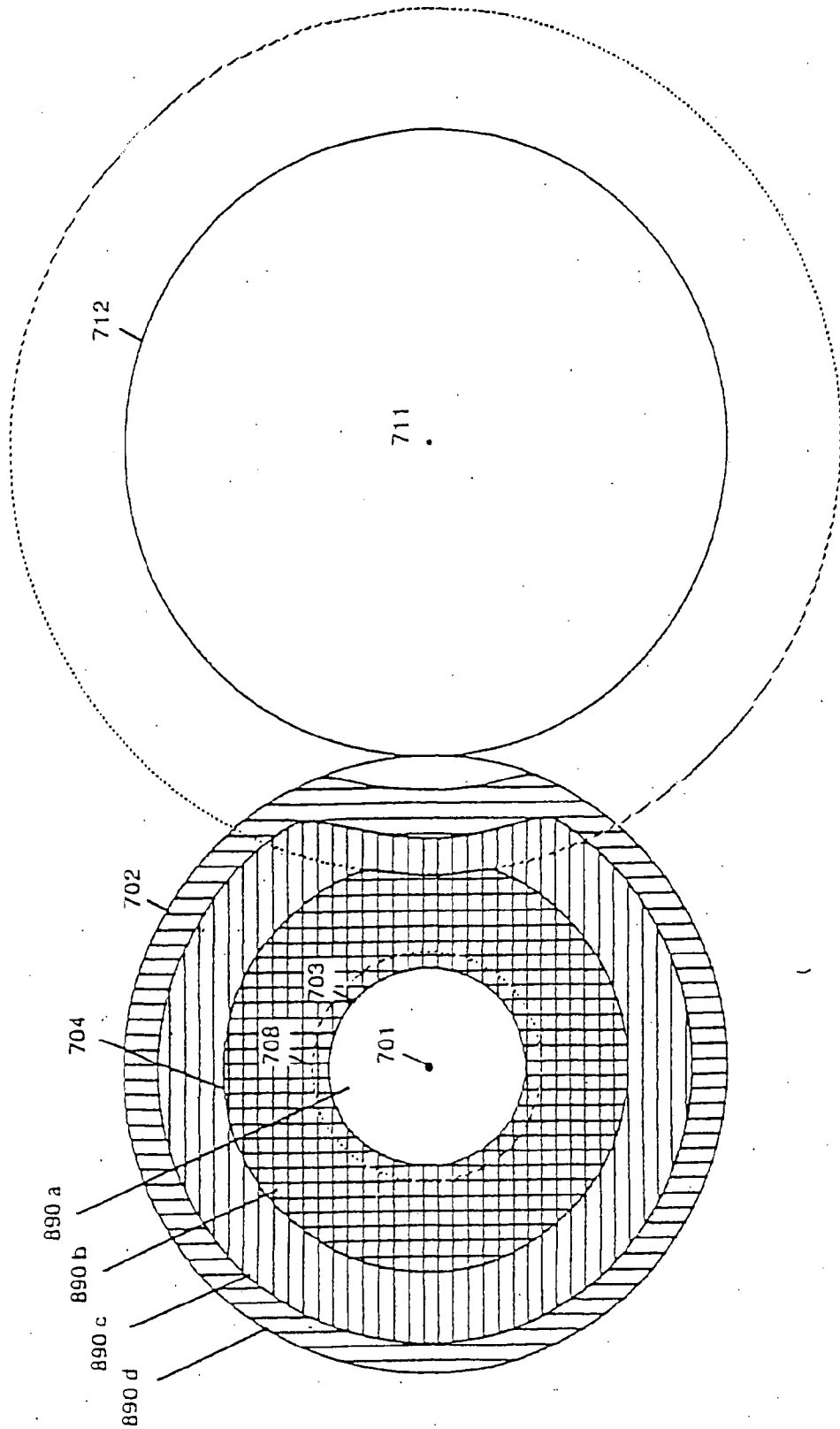


FIG. 92

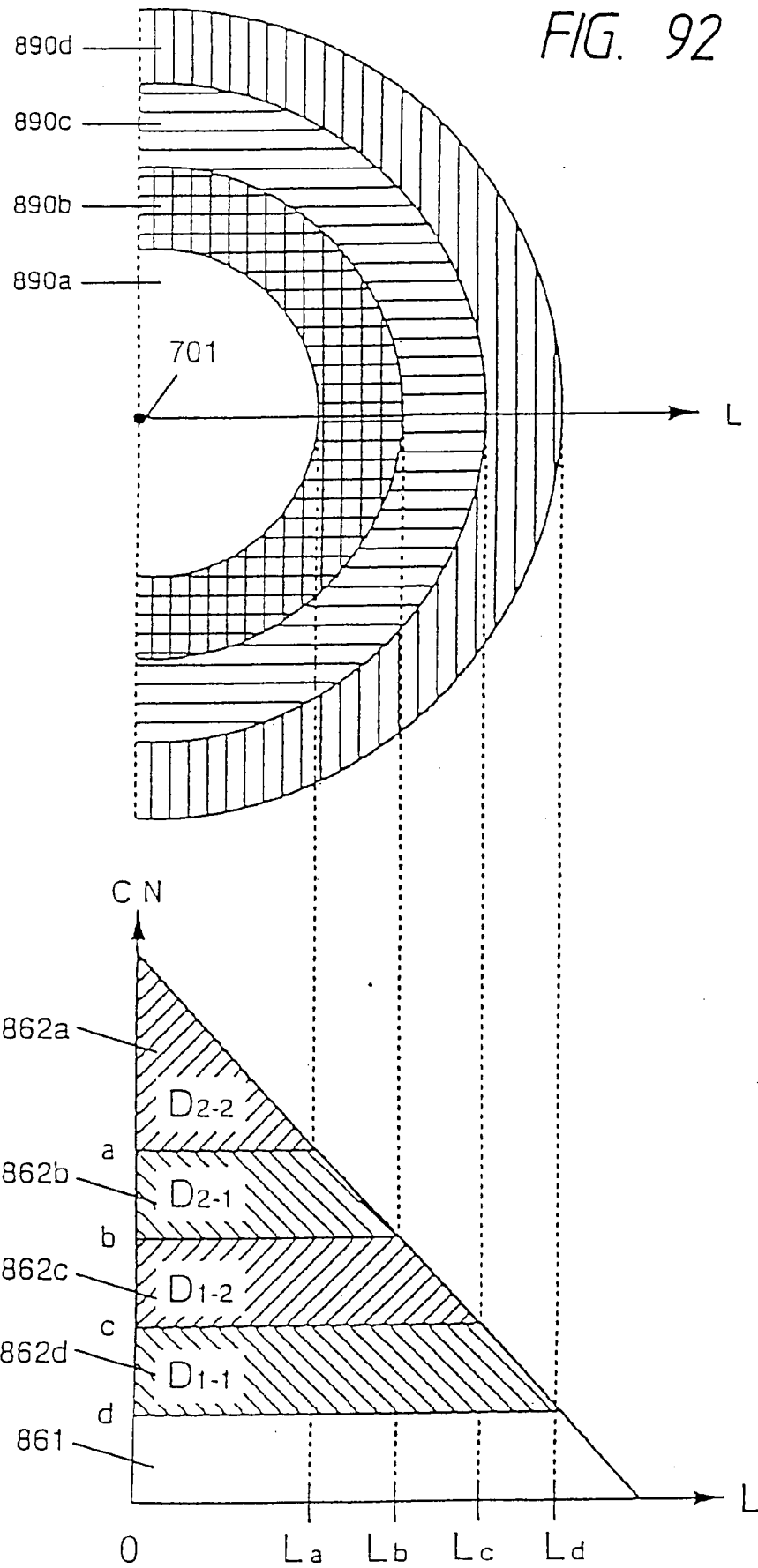


FIG. 93

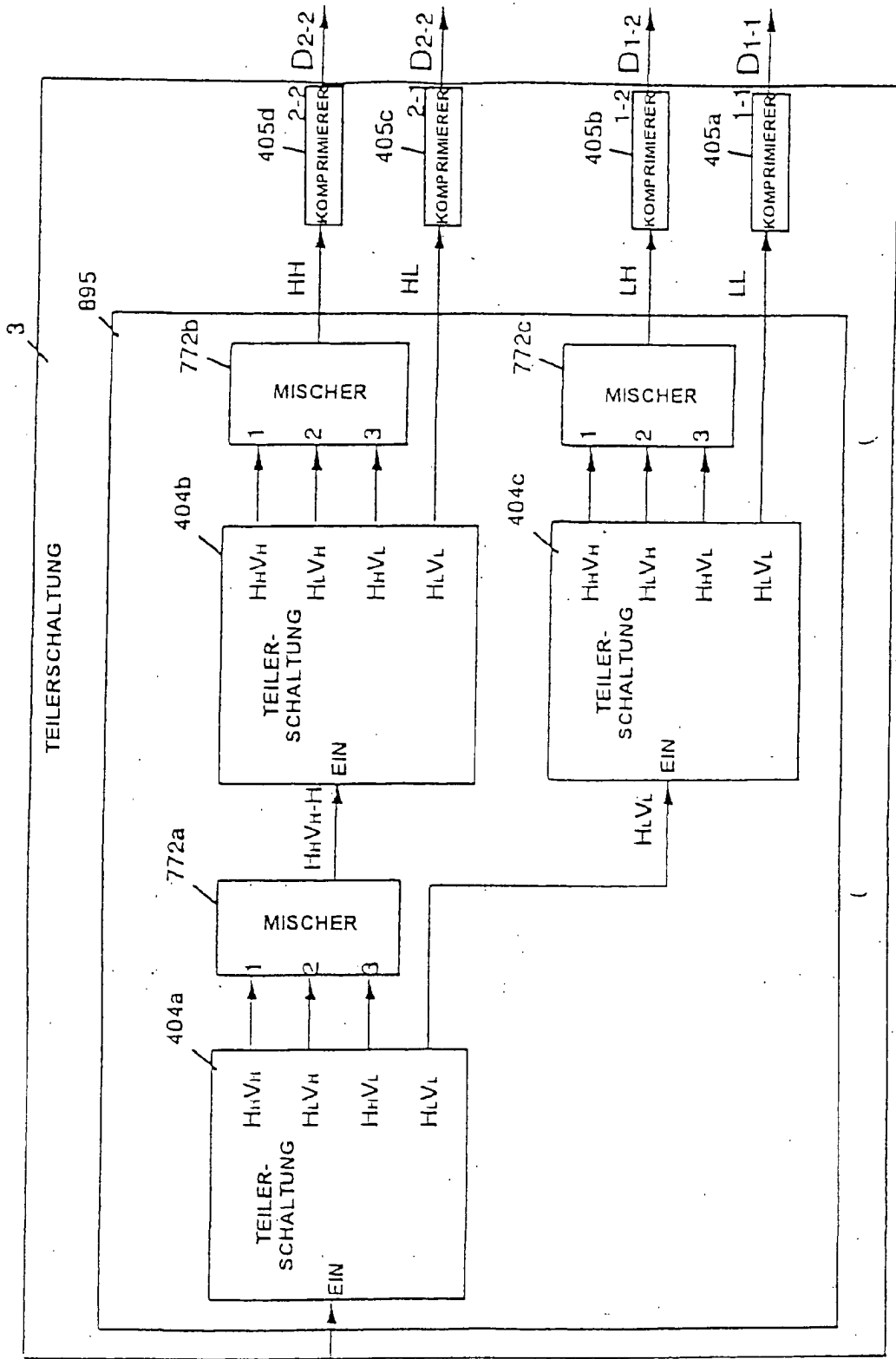


FIG. 94

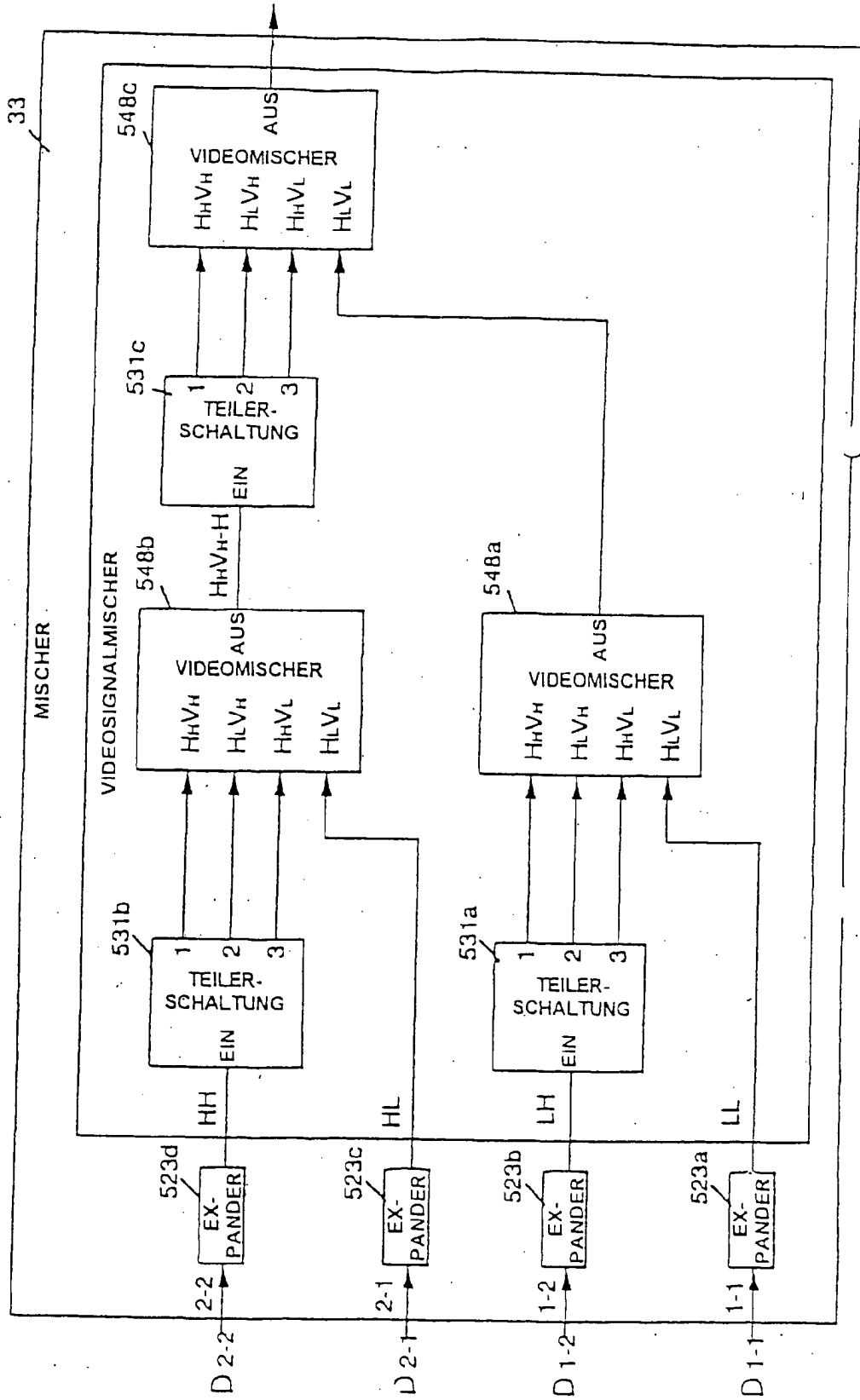


FIG. 95

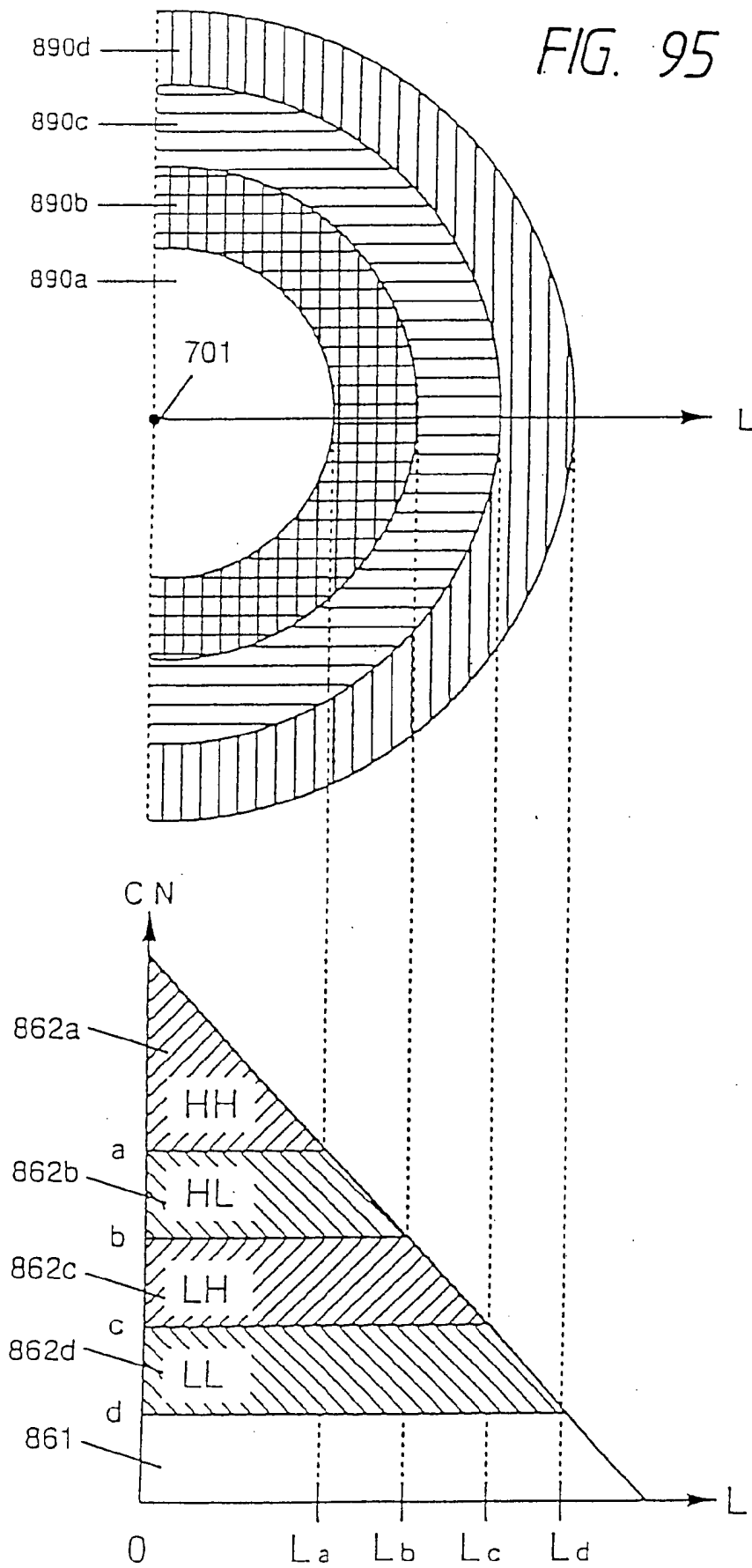


FIG. 96

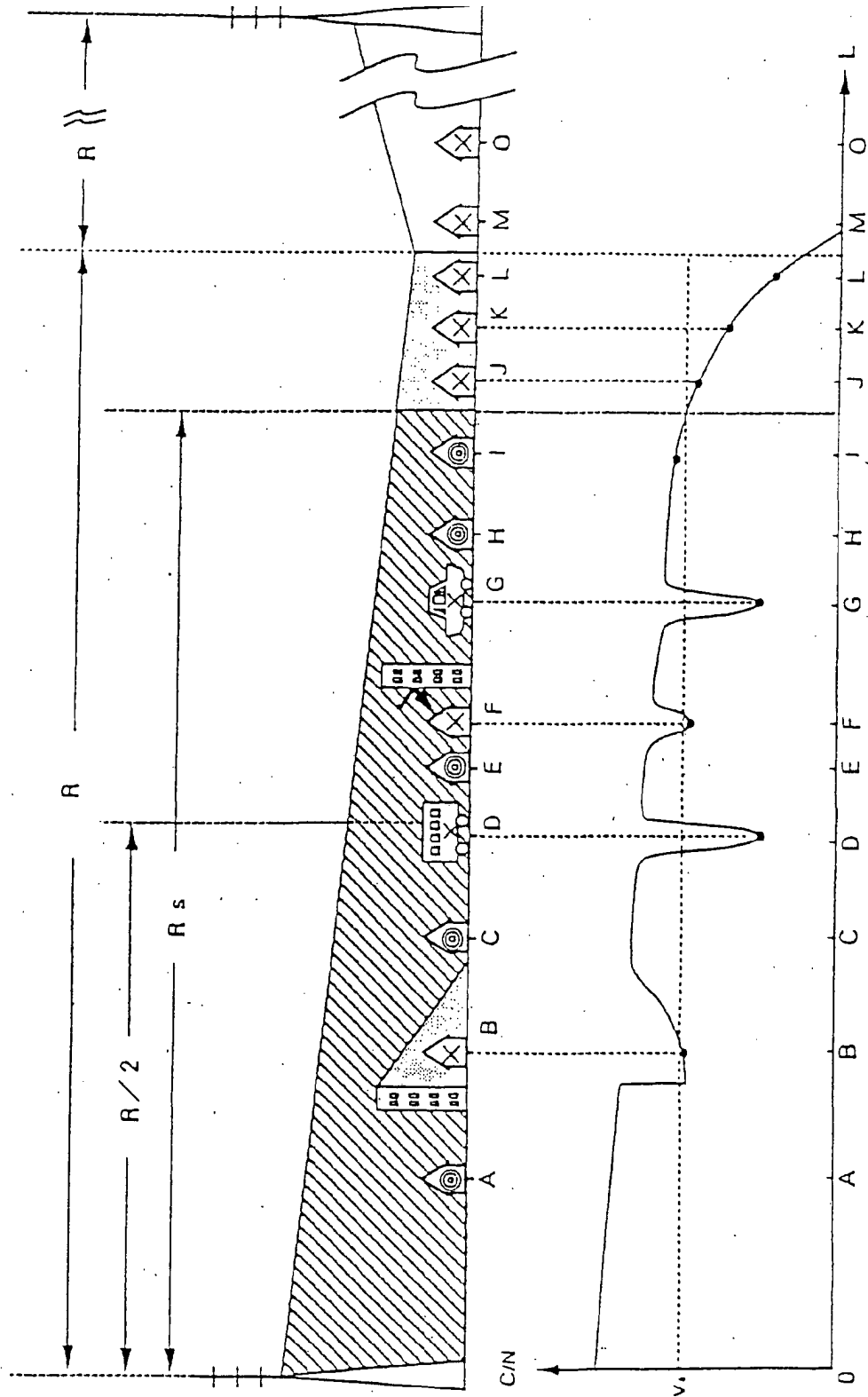


FIG. 97

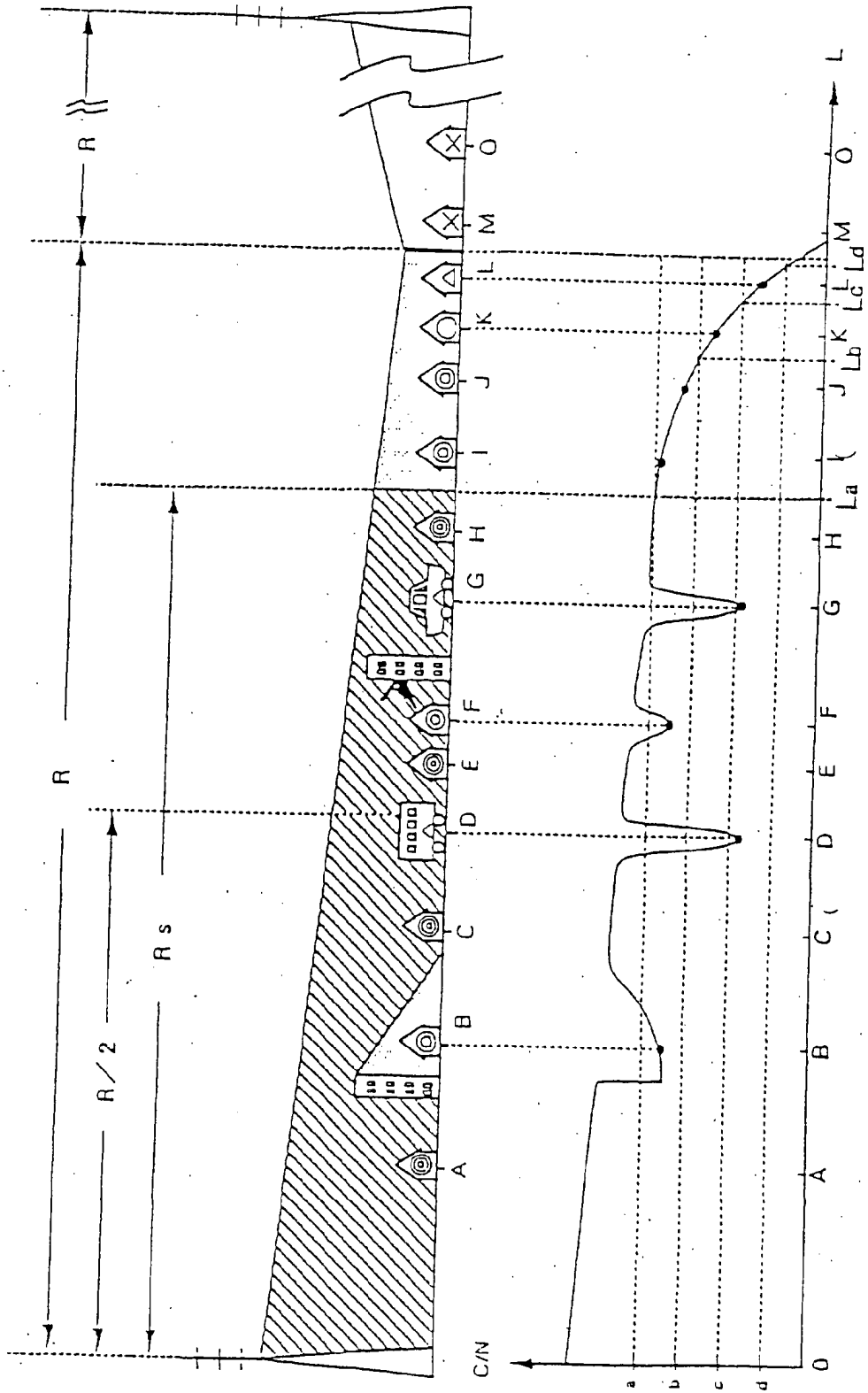
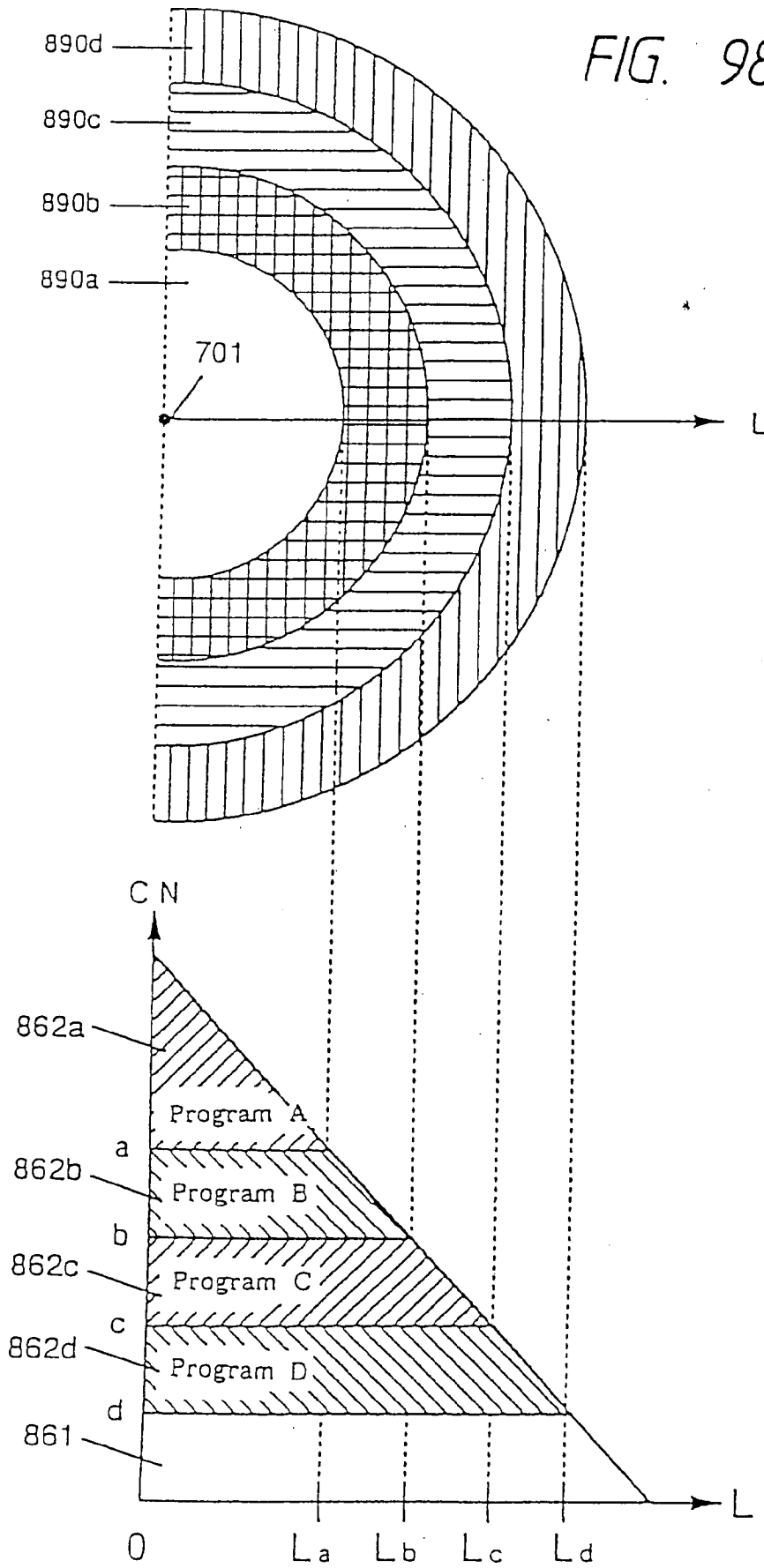


FIG. 98



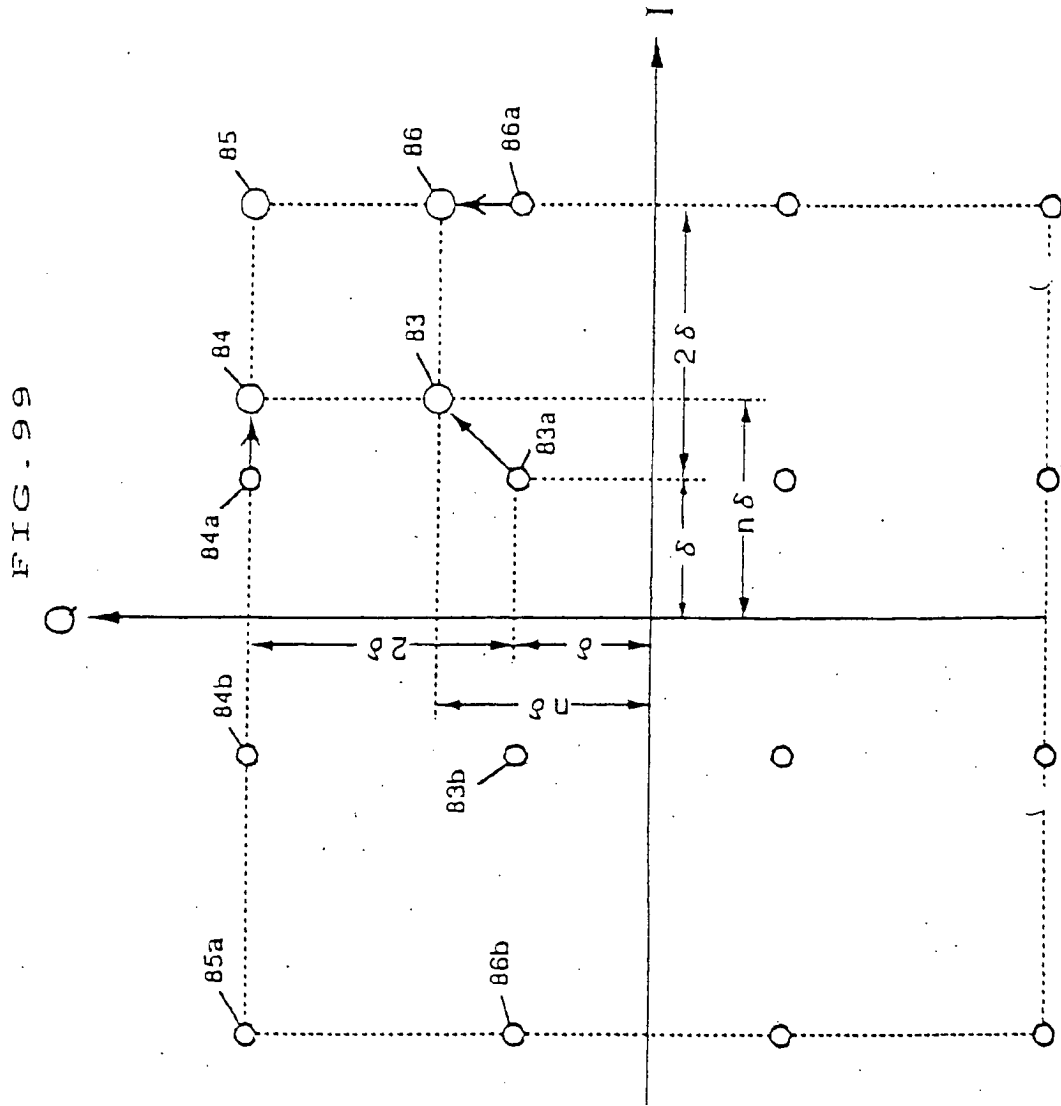


FIG. 100

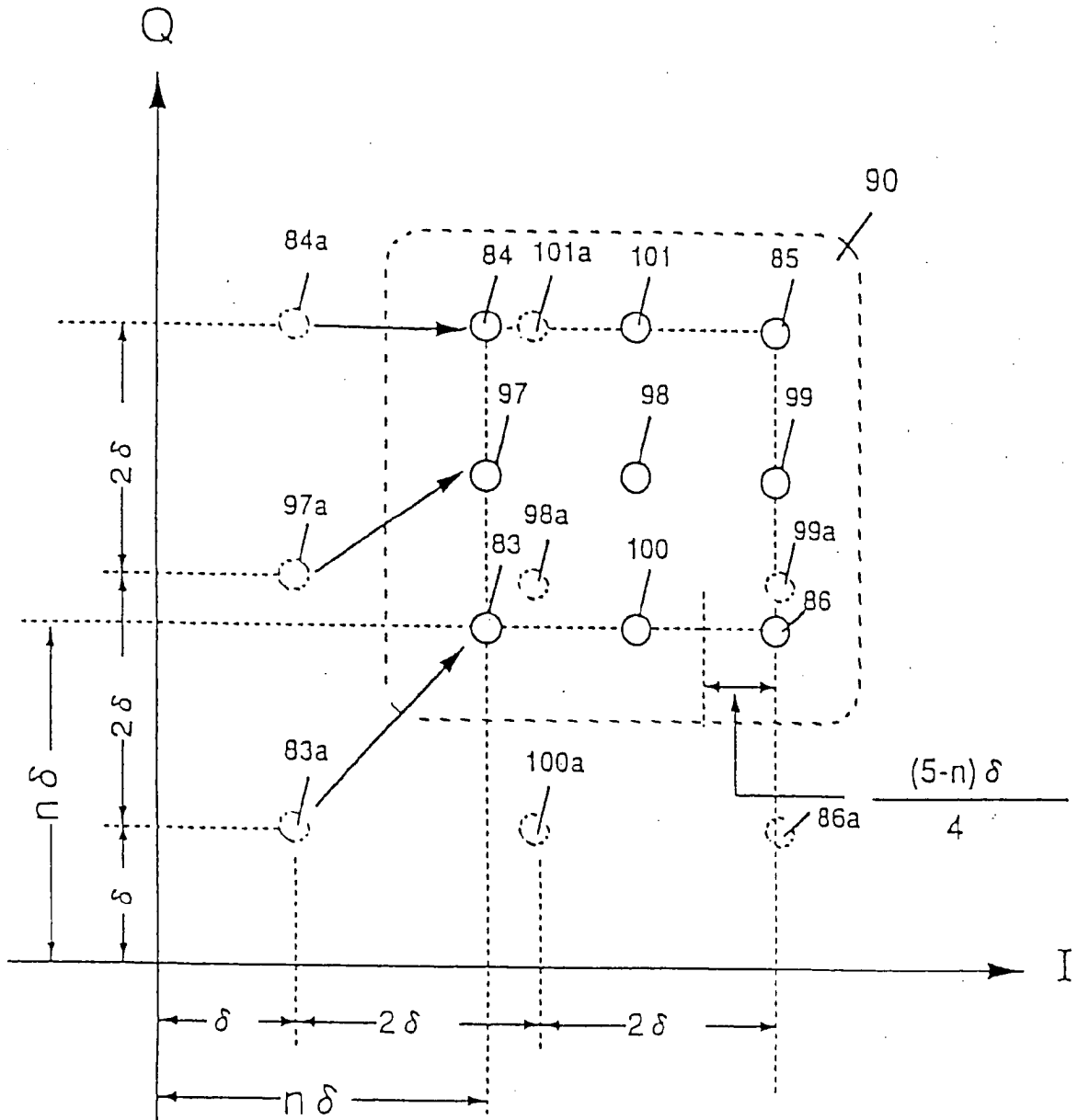


FIG. 101

Pe

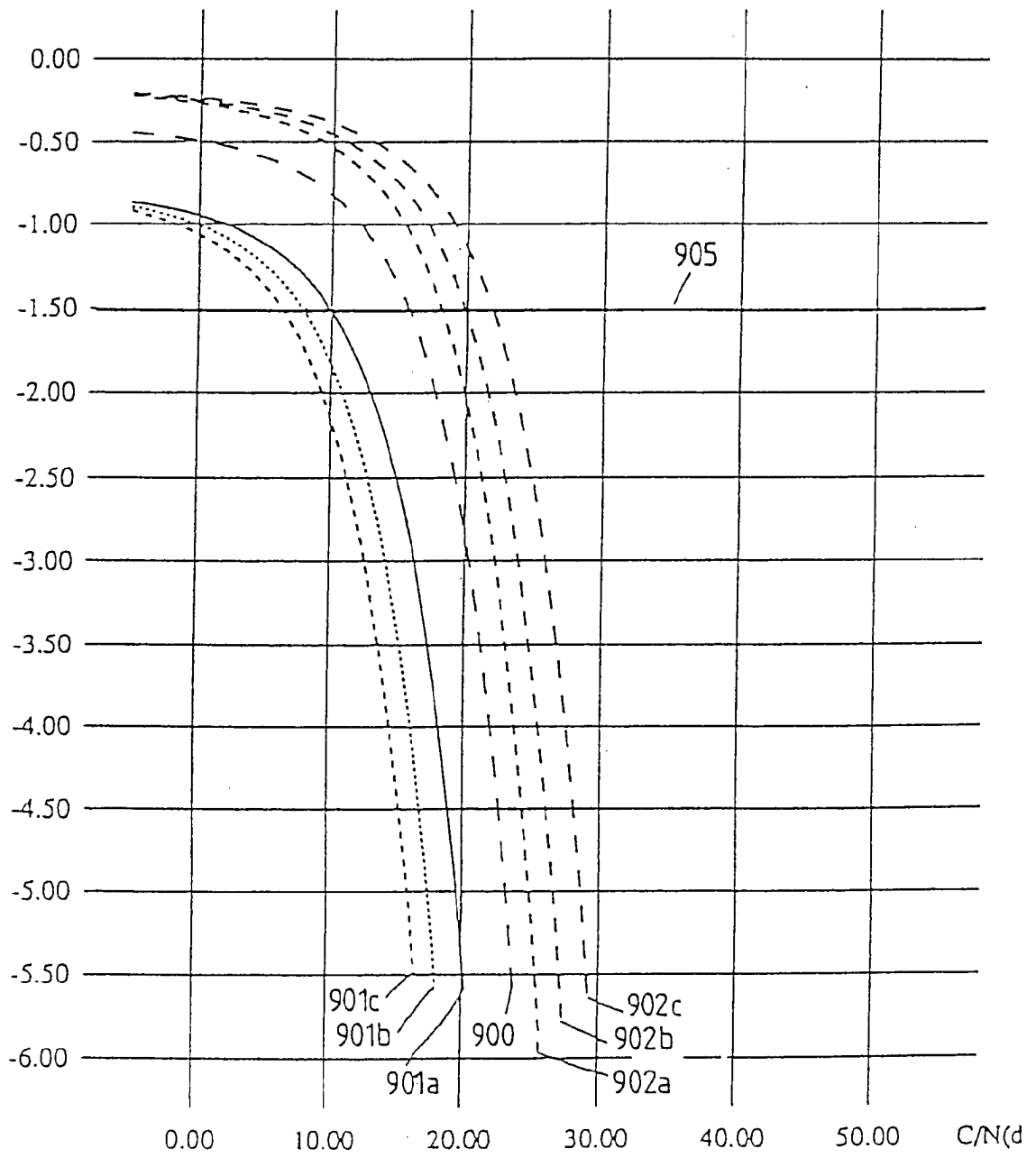


FIG. 102

Pe

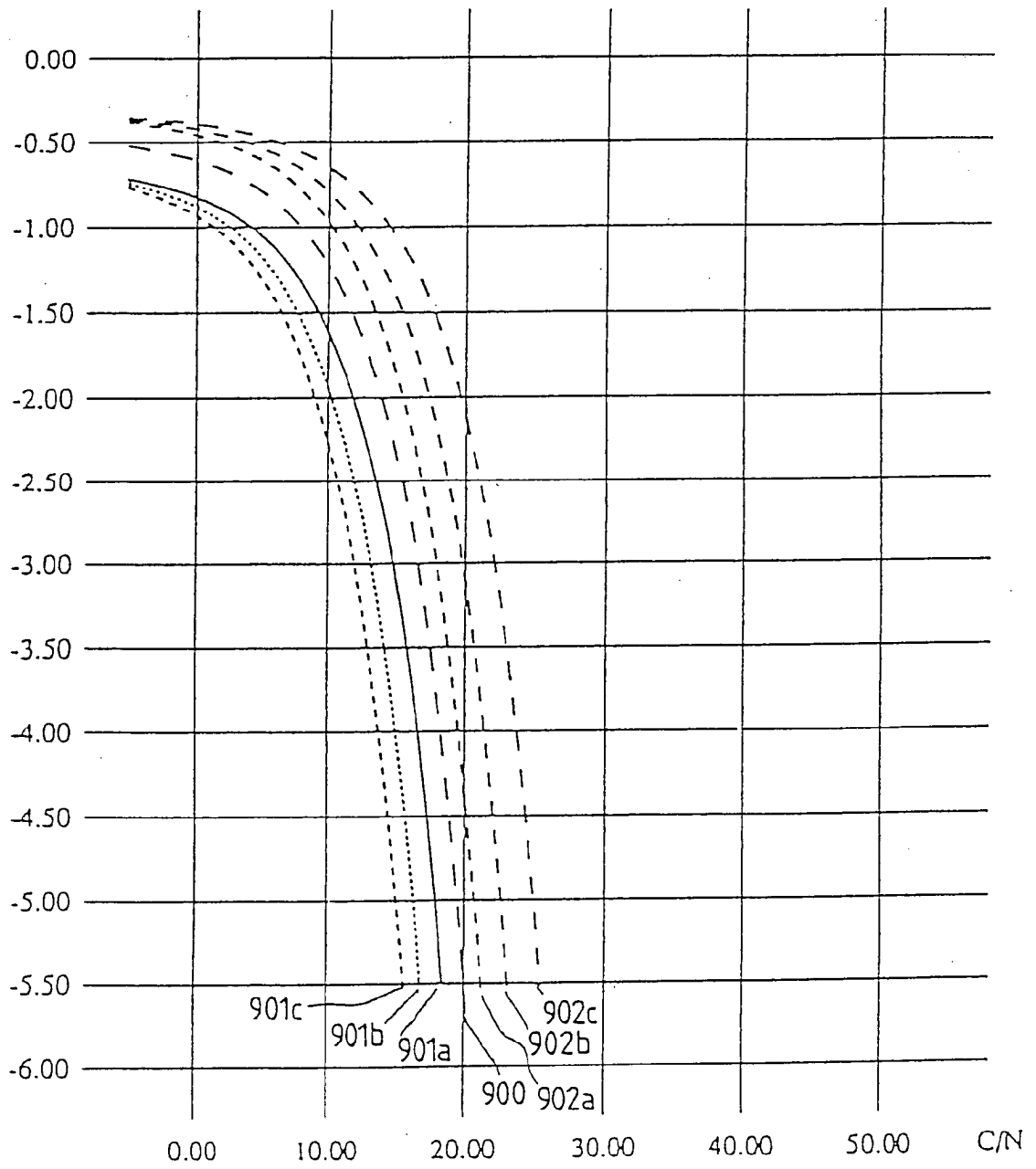


FIG. 103

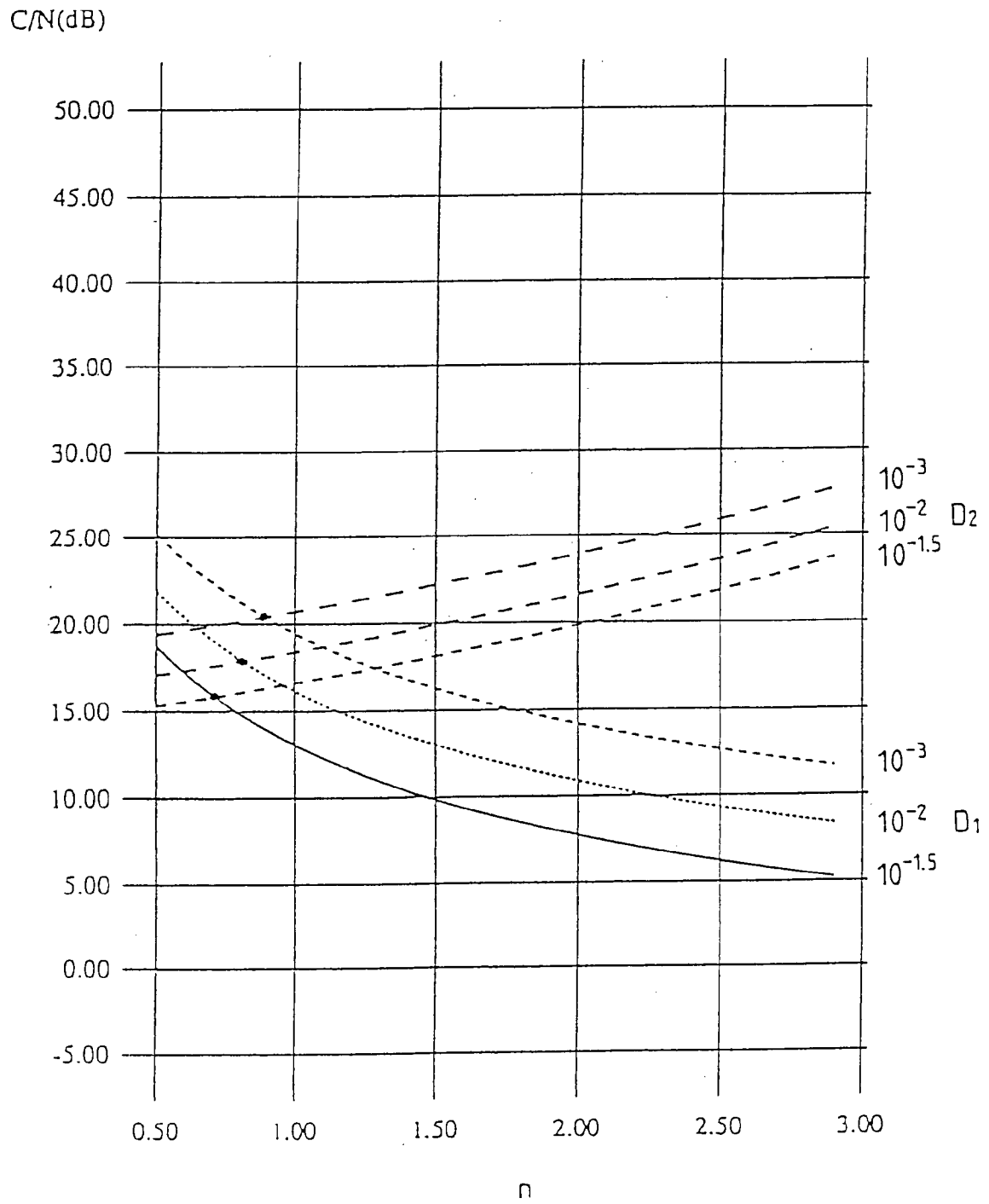


FIG. 104

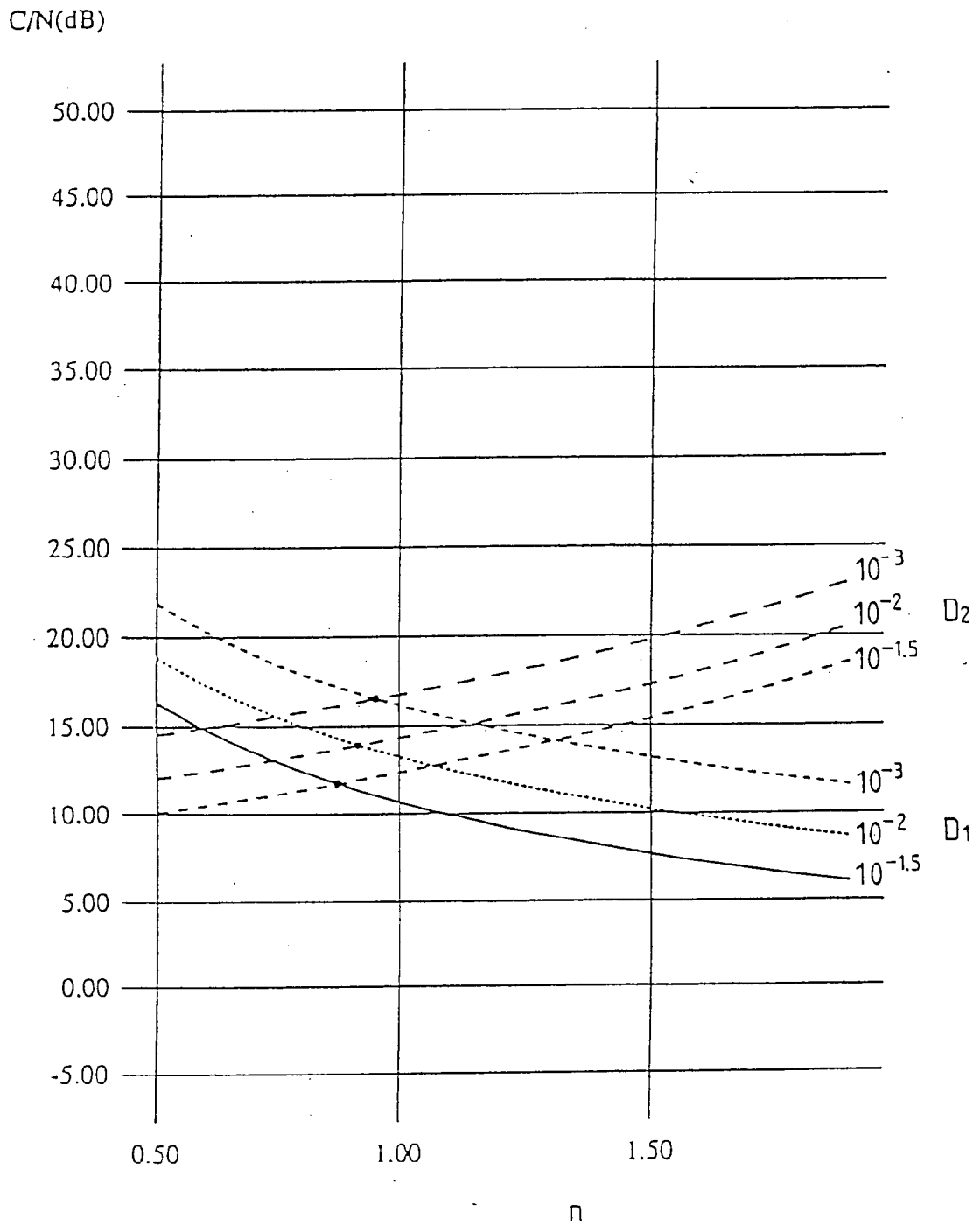


FIG. 105

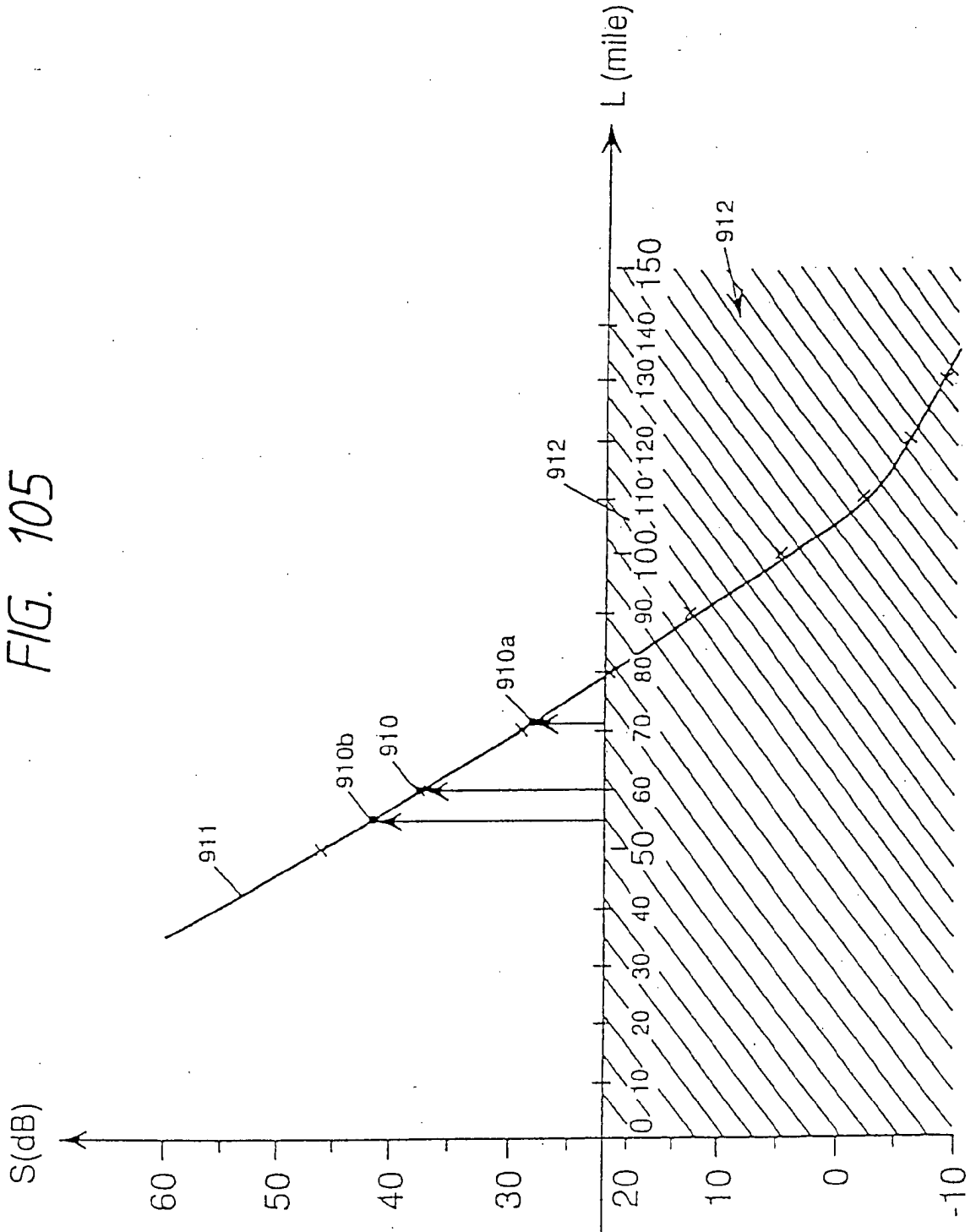


FIG. 106

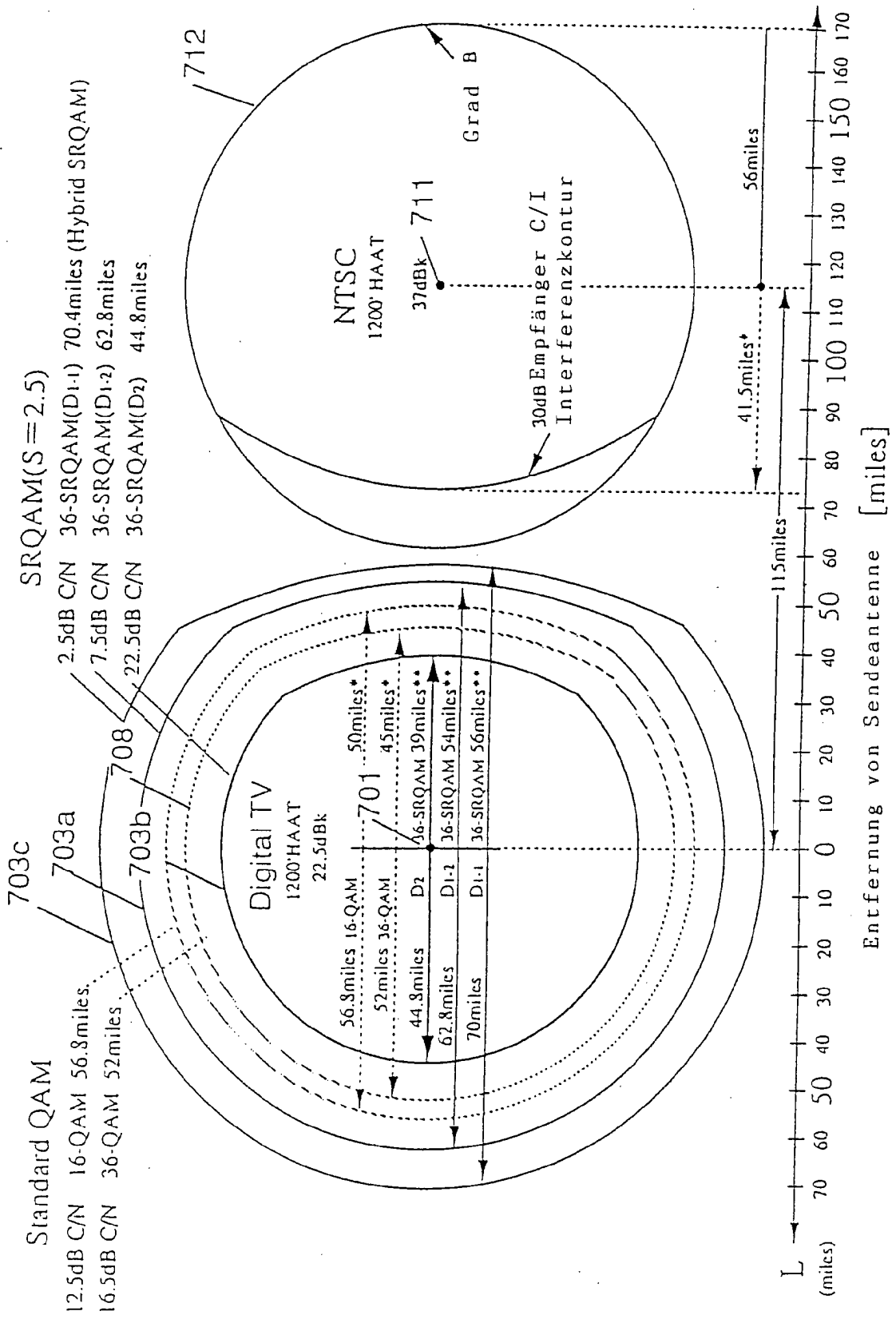


FIG. 107

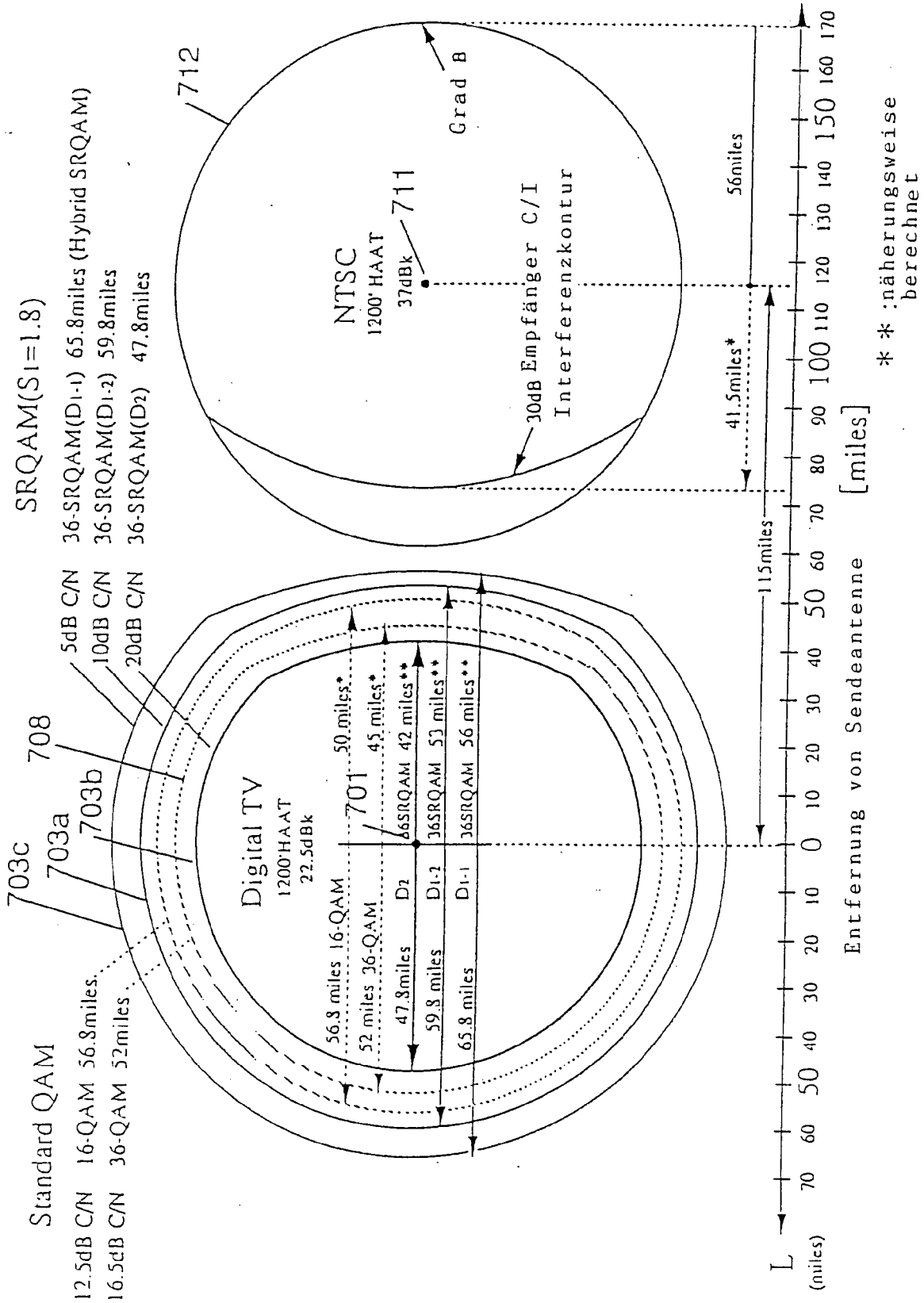


FIG. 108

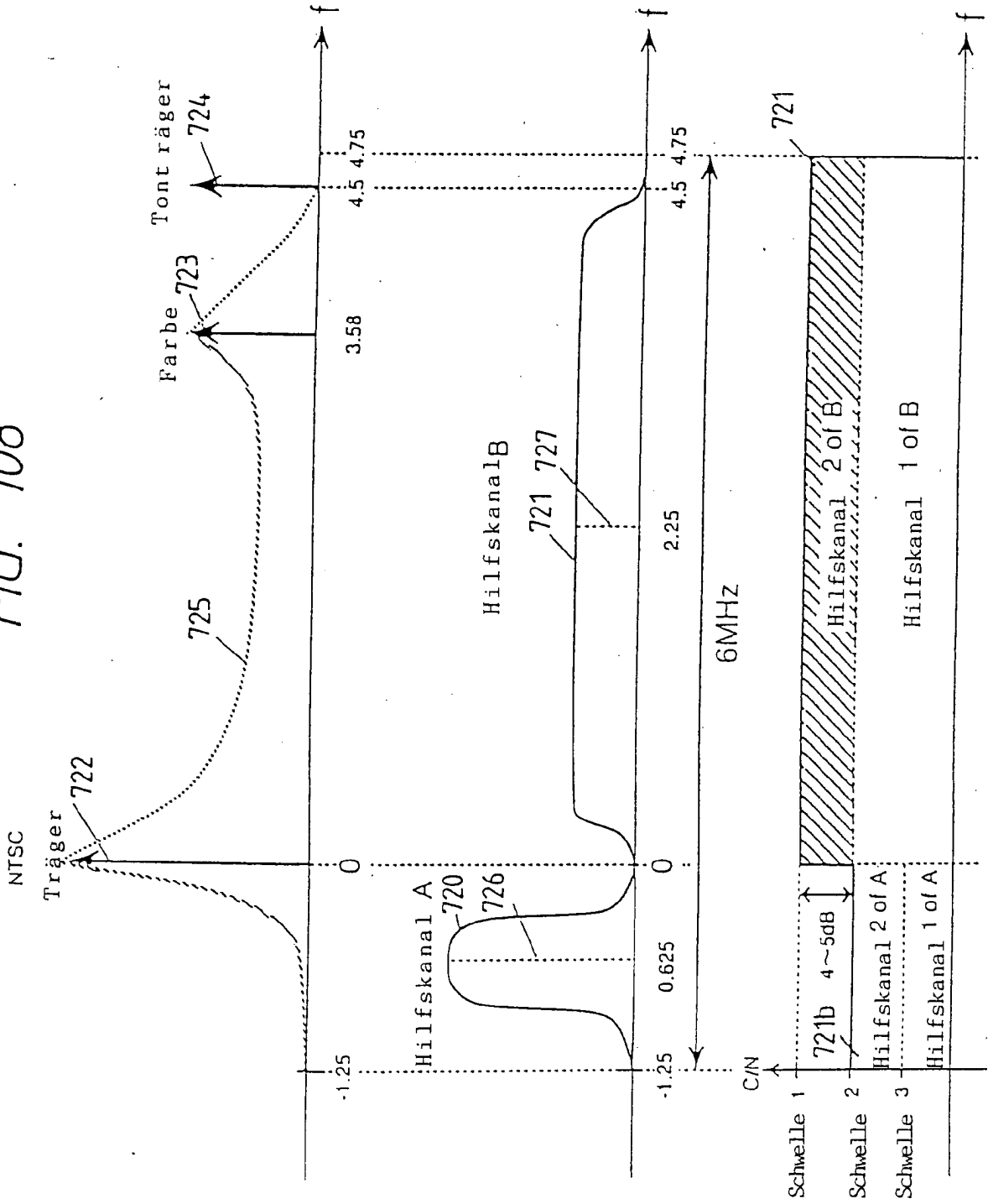


FIG. 109

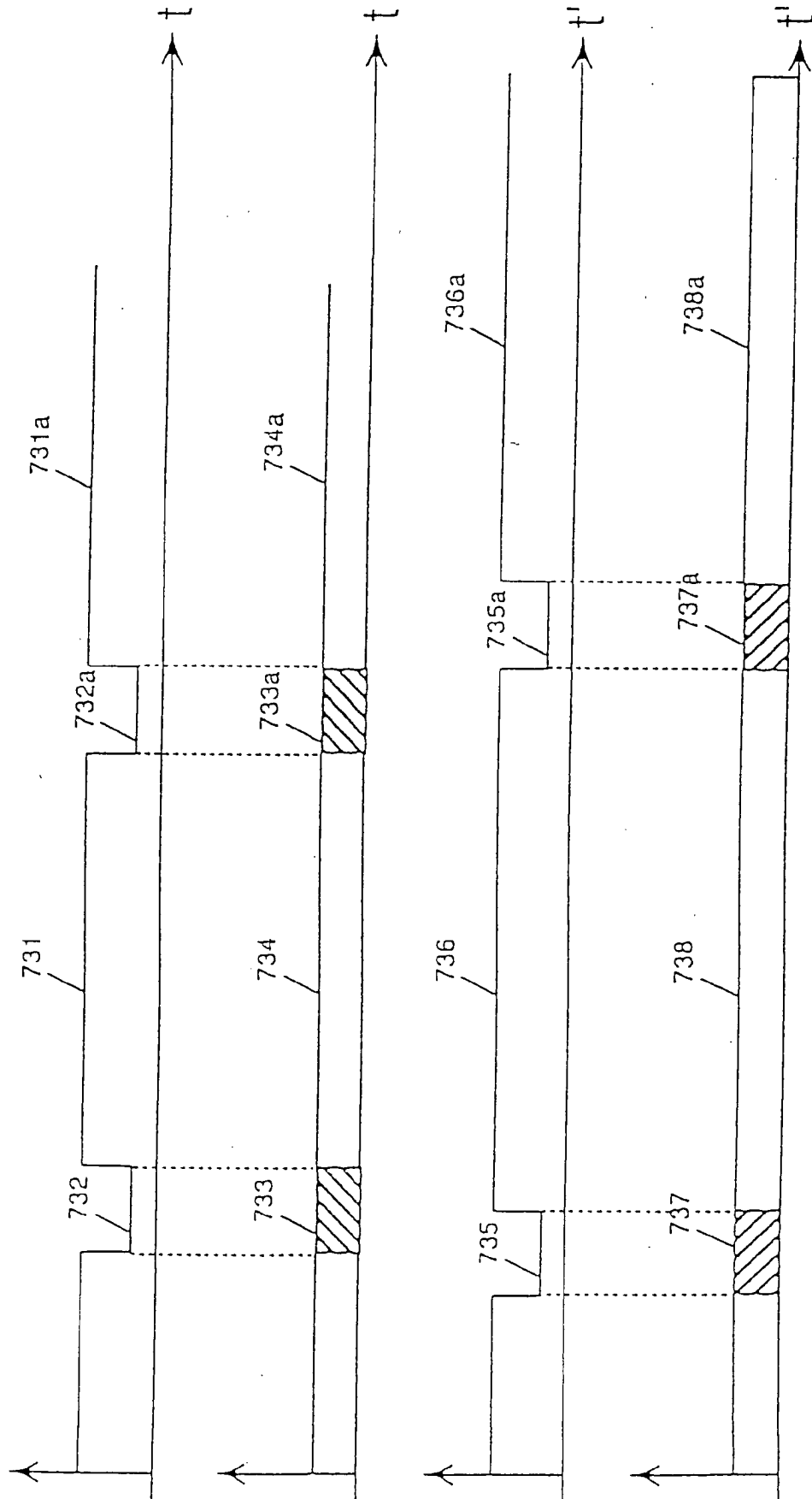


FIG. 110

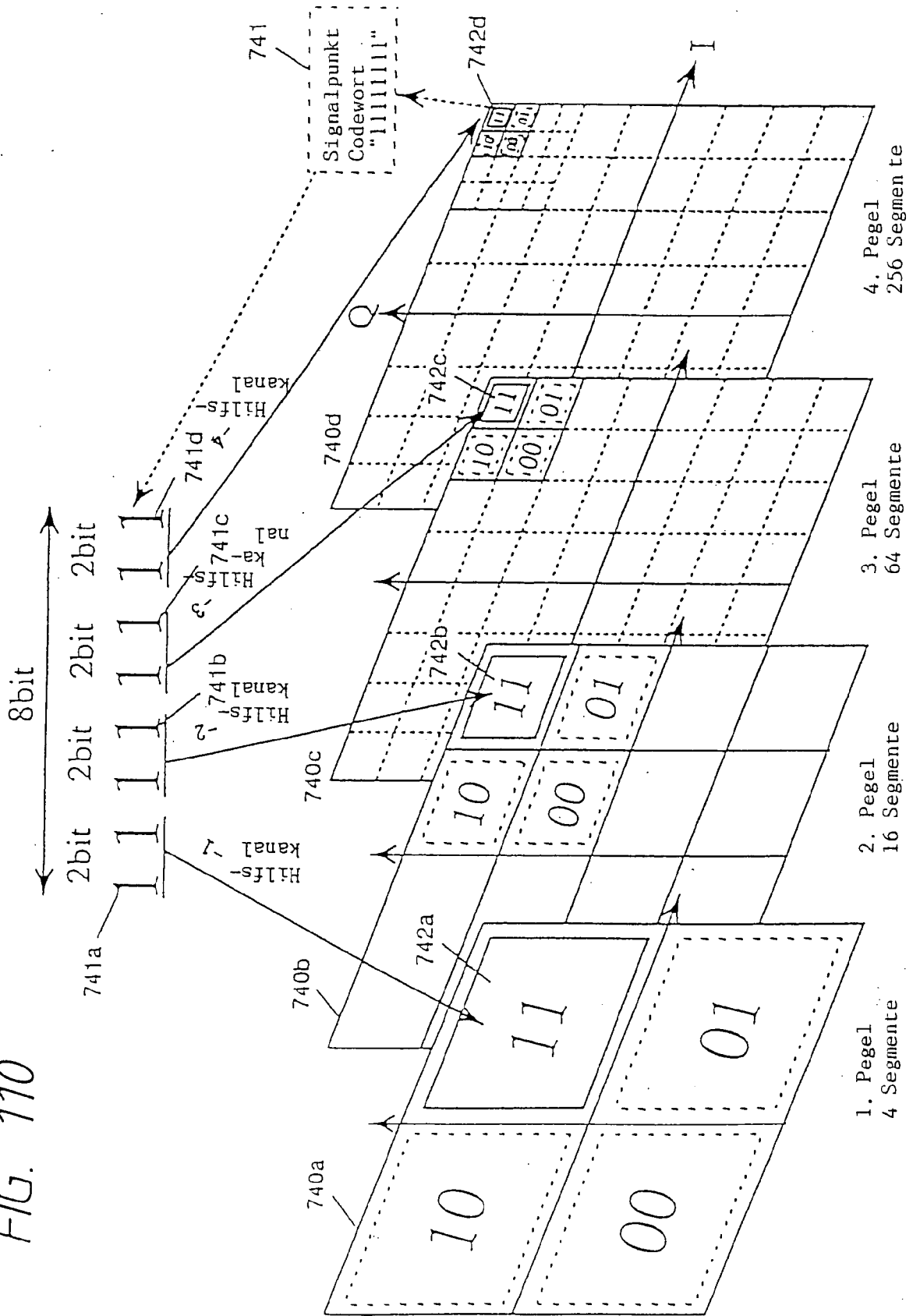
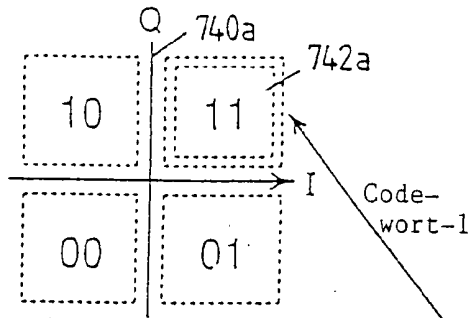
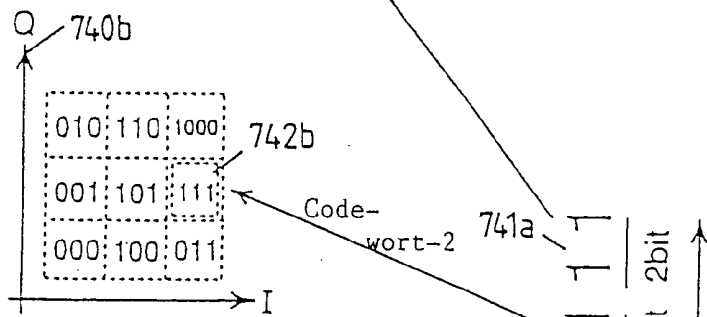


FIG. 111

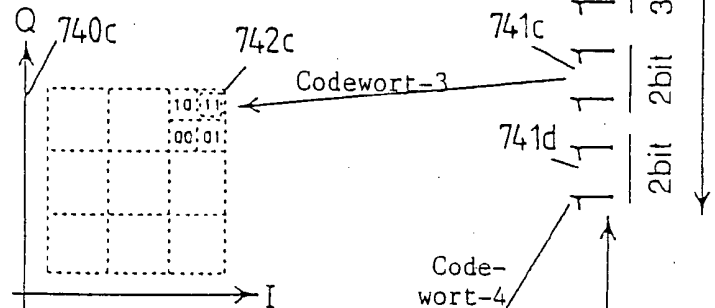
Hilfskanal -1 (SRQAM:D₁=2bit)



Hilfskanal -2 (36-SRQAM:D₂=3bit + 1/8bit)



Hilfskanal -3 (144-SRQAM:D₃=2bit)



Hilfskanal-4 (576-SRQAM:D₄=2bit)

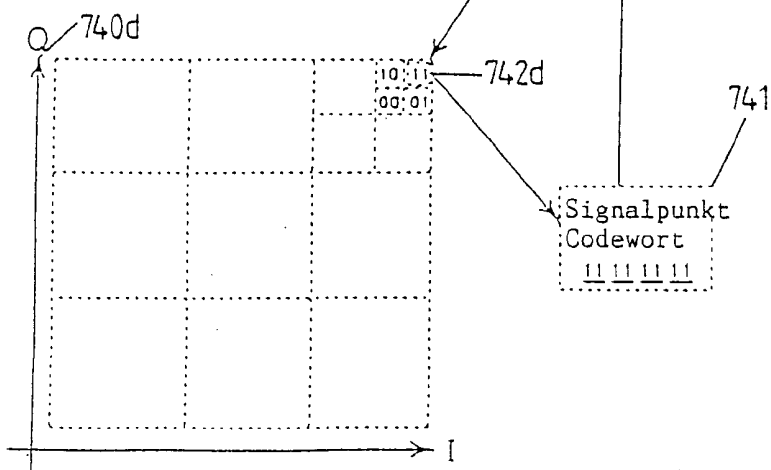
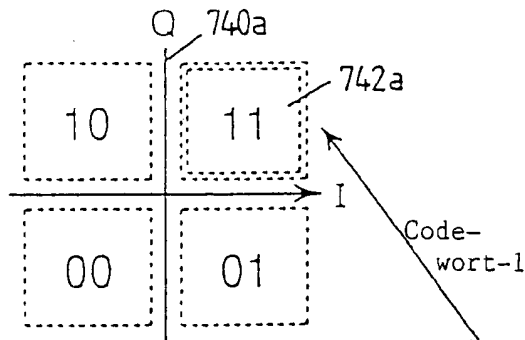
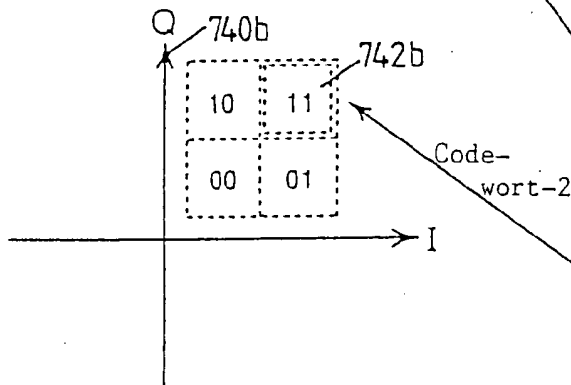


FIG. 112

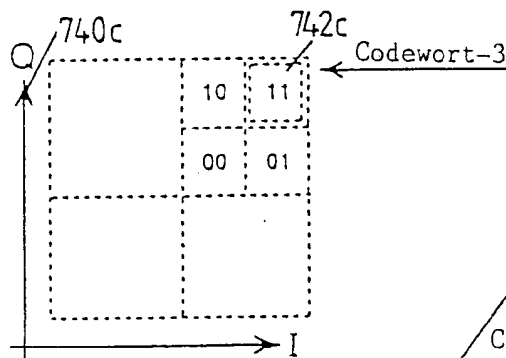
Hilfskanal-1 (SRQAM: $D_1 = 2\text{bit}$)



Hilfskanal -2 (16-SRQAM: $D_2 = 2\text{bit}$)



Hilfskanal-3 (64-SRQAM: $D_3 = 2\text{bit}$)



Hilfskanal -4 (256-SRQAM: $D_4 = 2\text{bit}$)

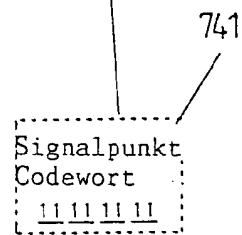
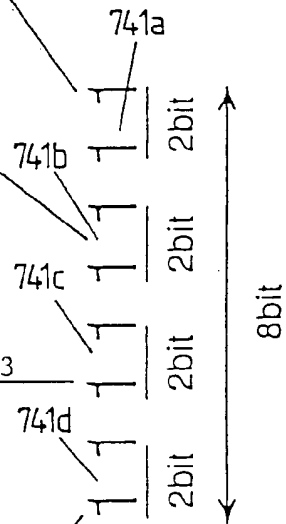
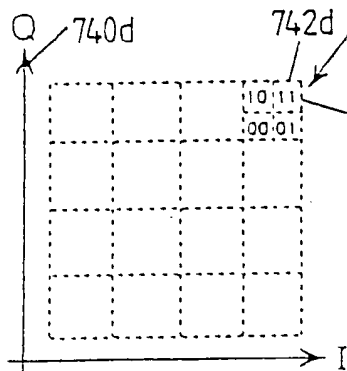


FIG. 113

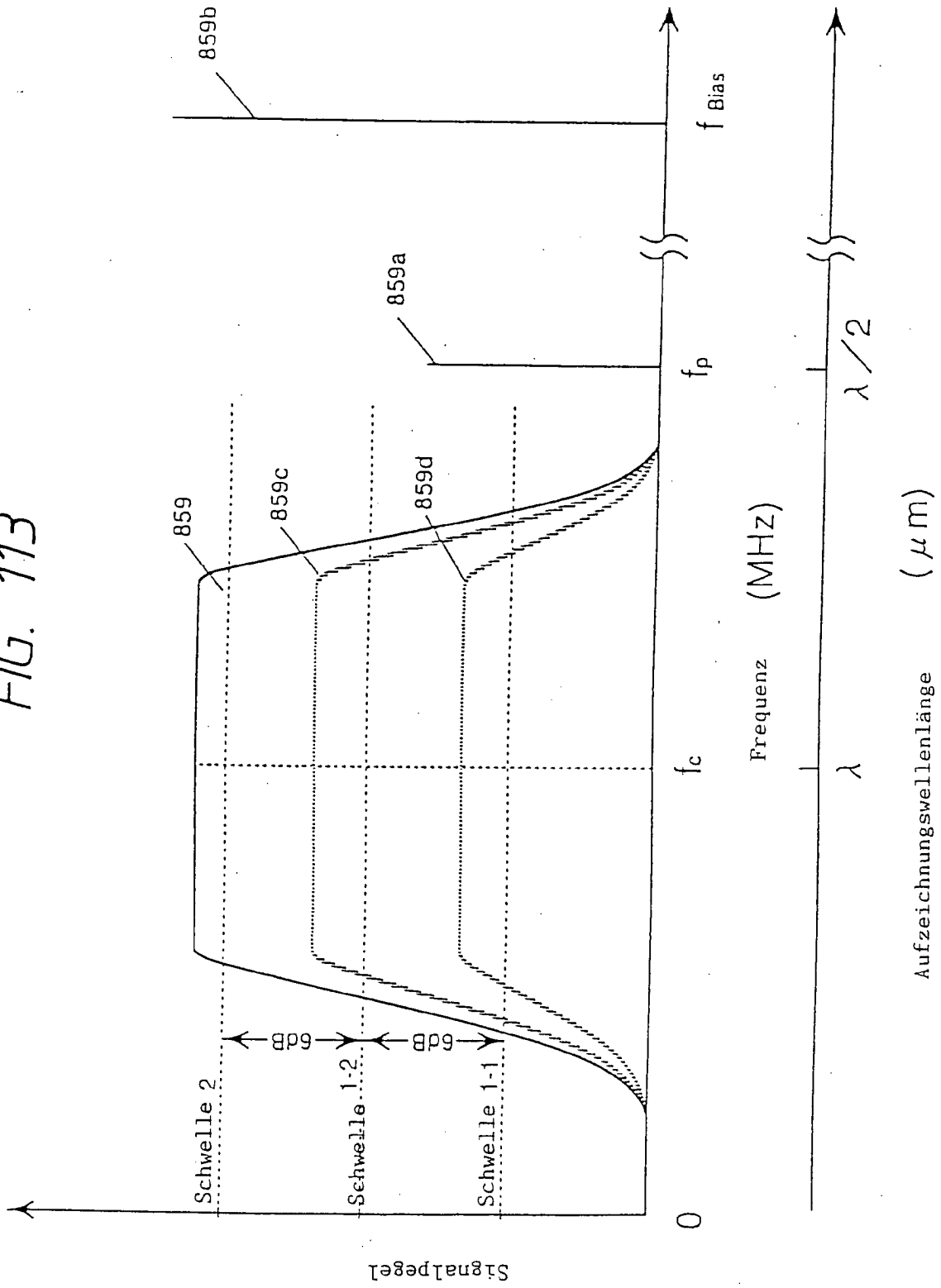


FIG. 114

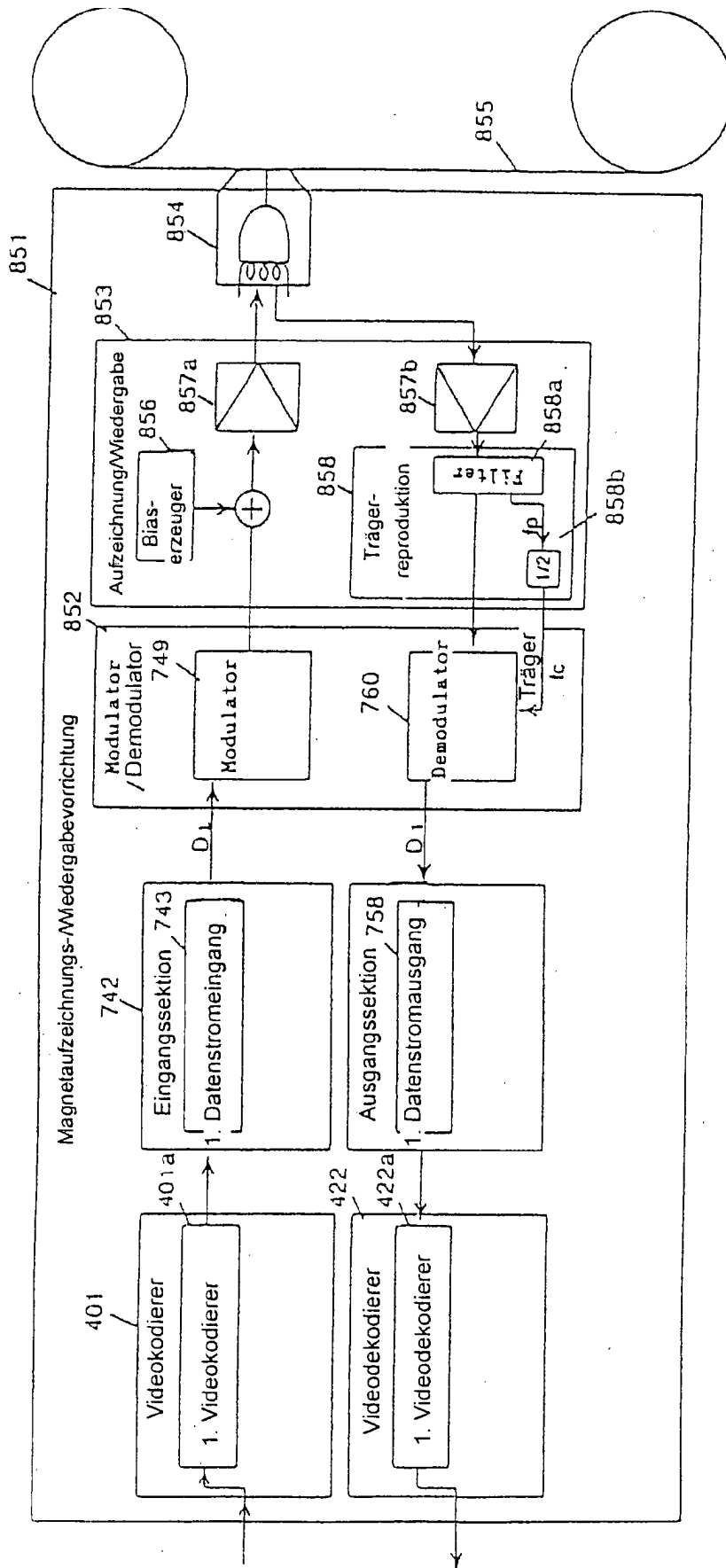


FIG. 115

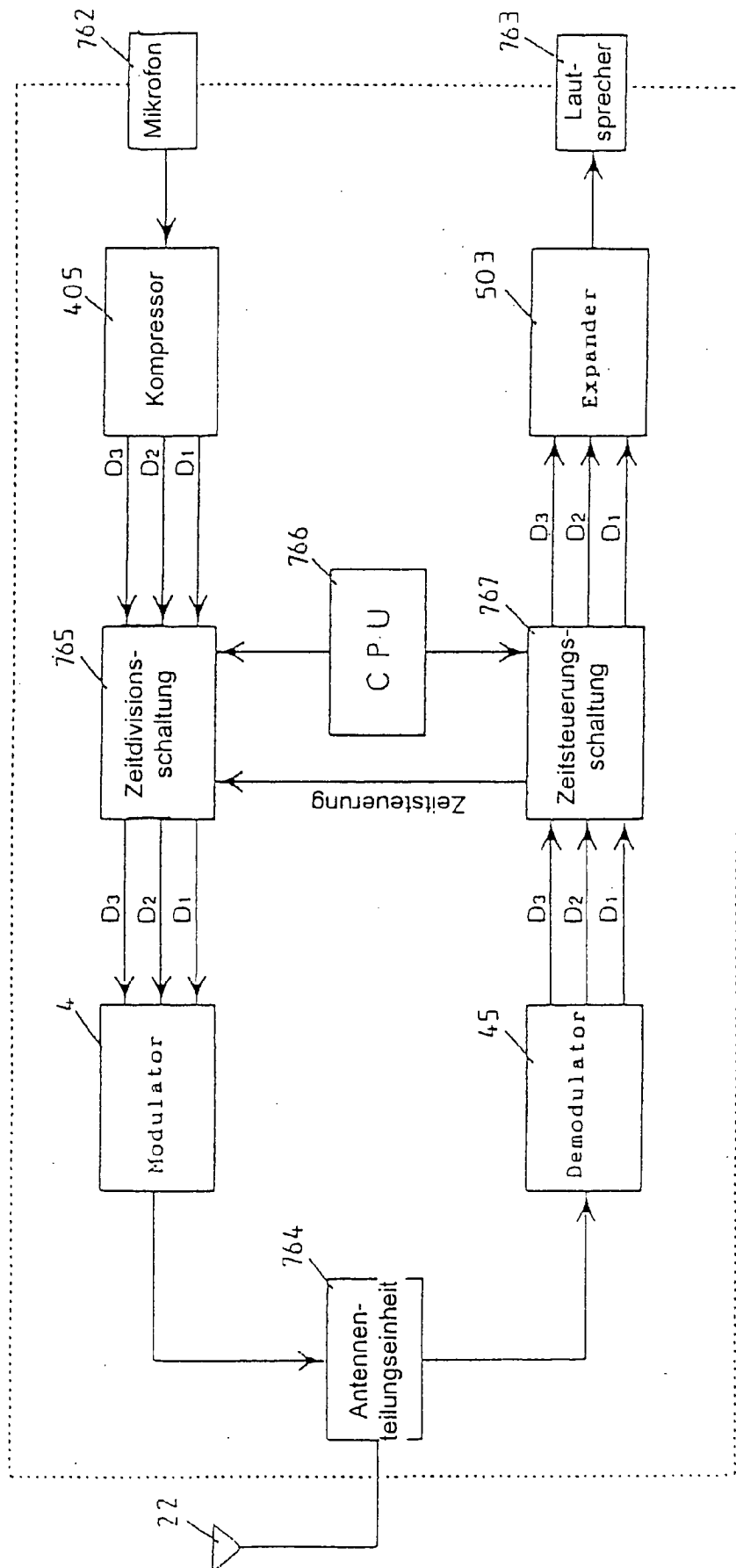


FIG. 116

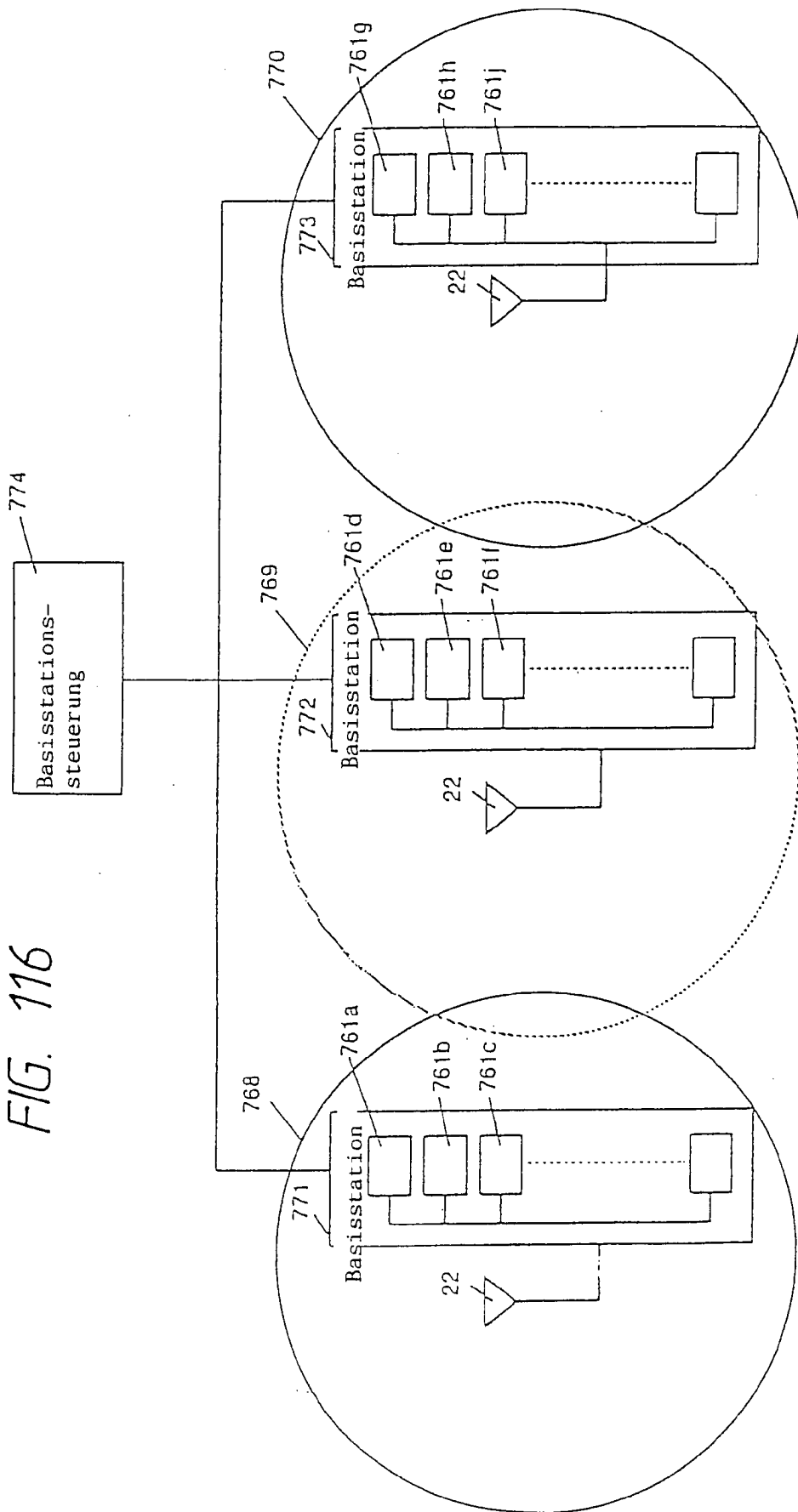


FIG. 117

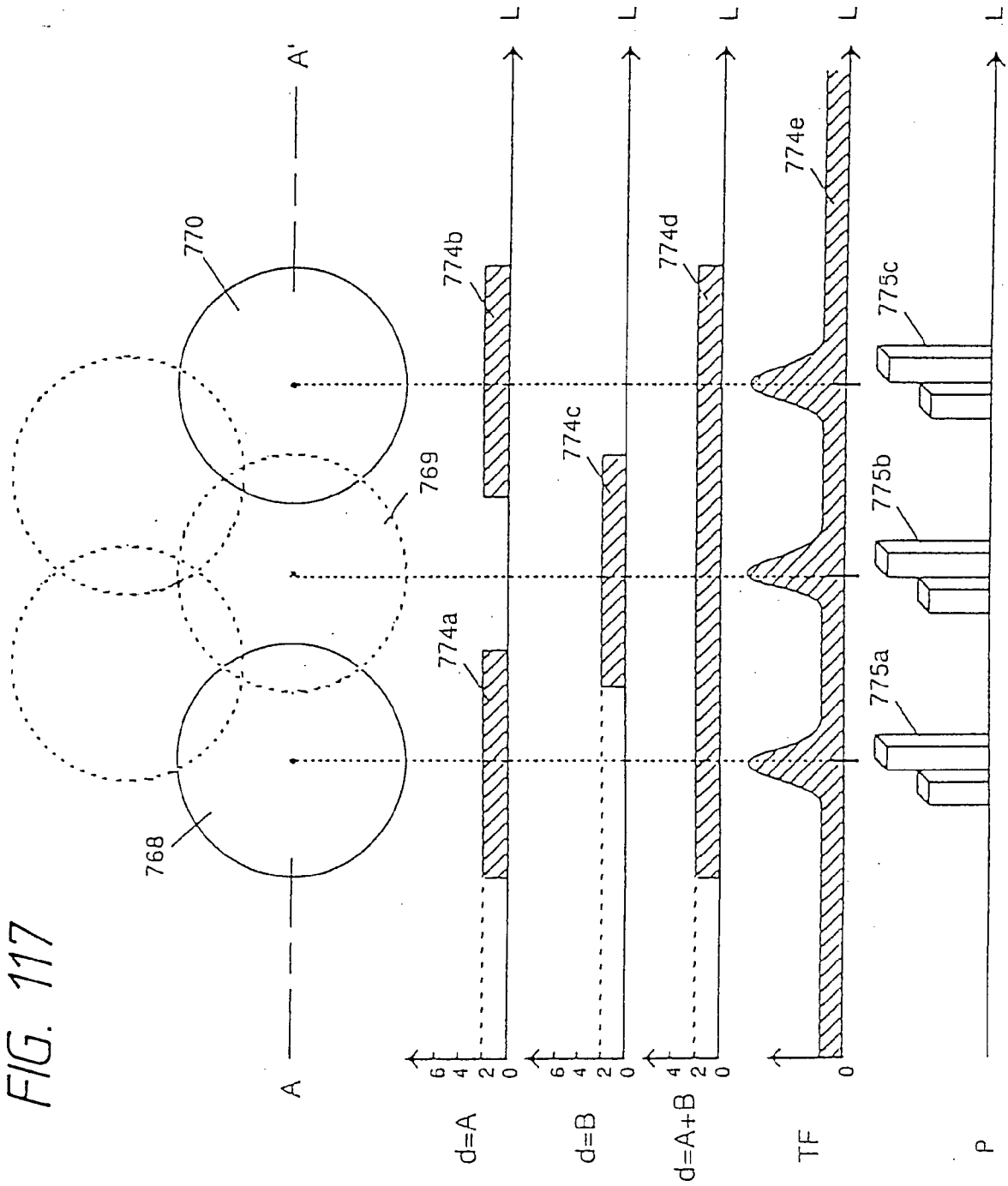


FIG. 118

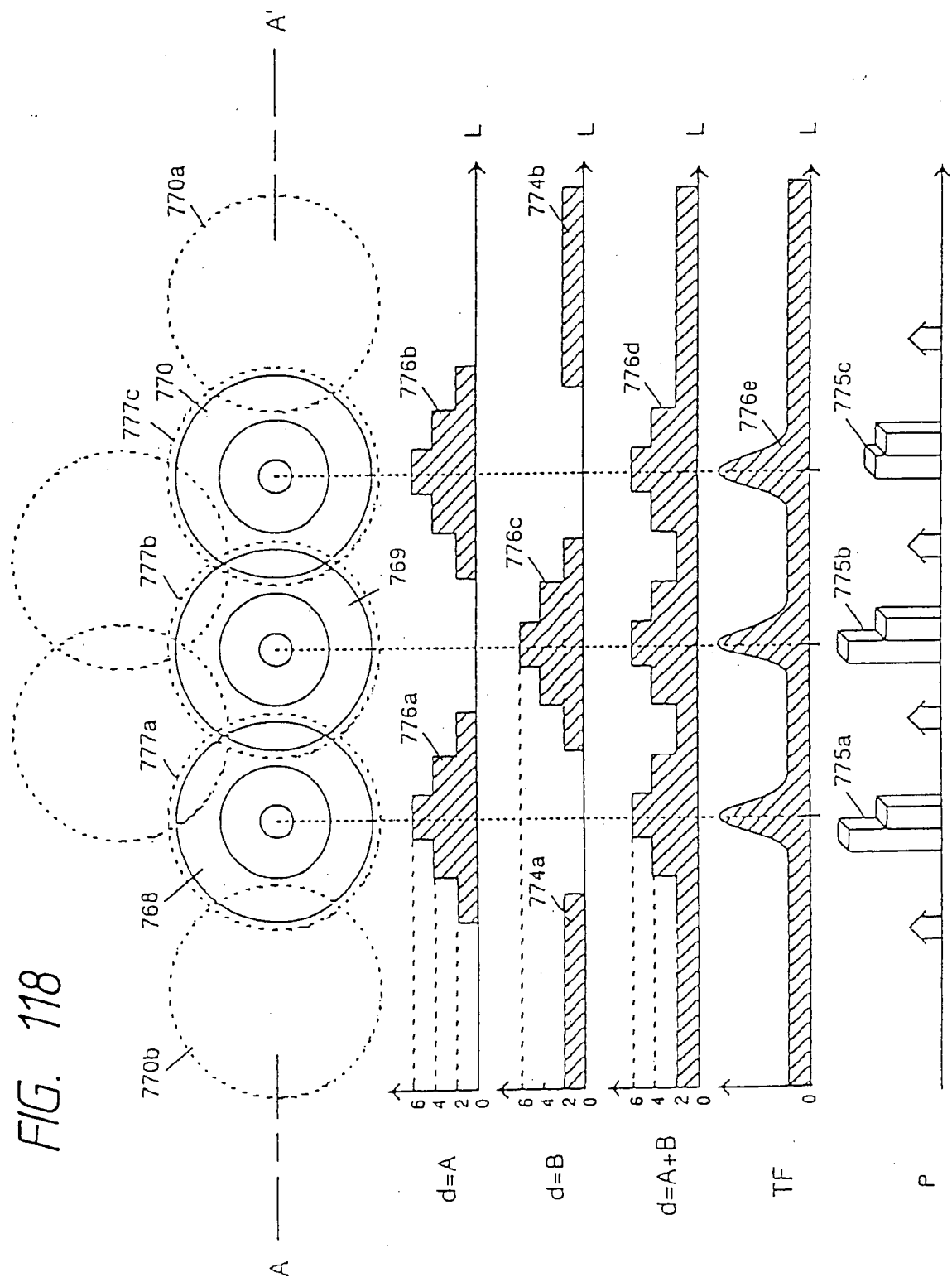


FIG. 119

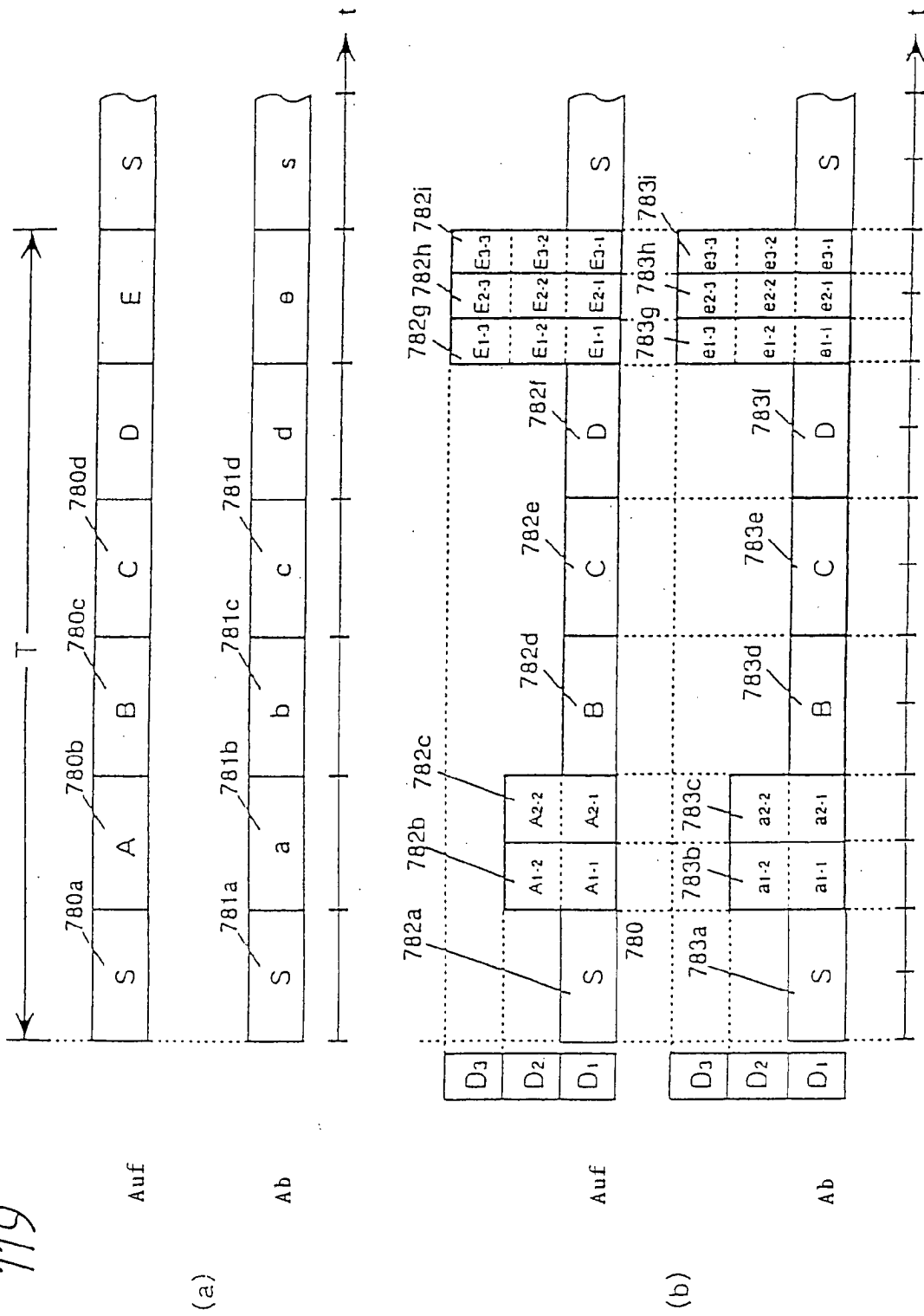


FIG. 120

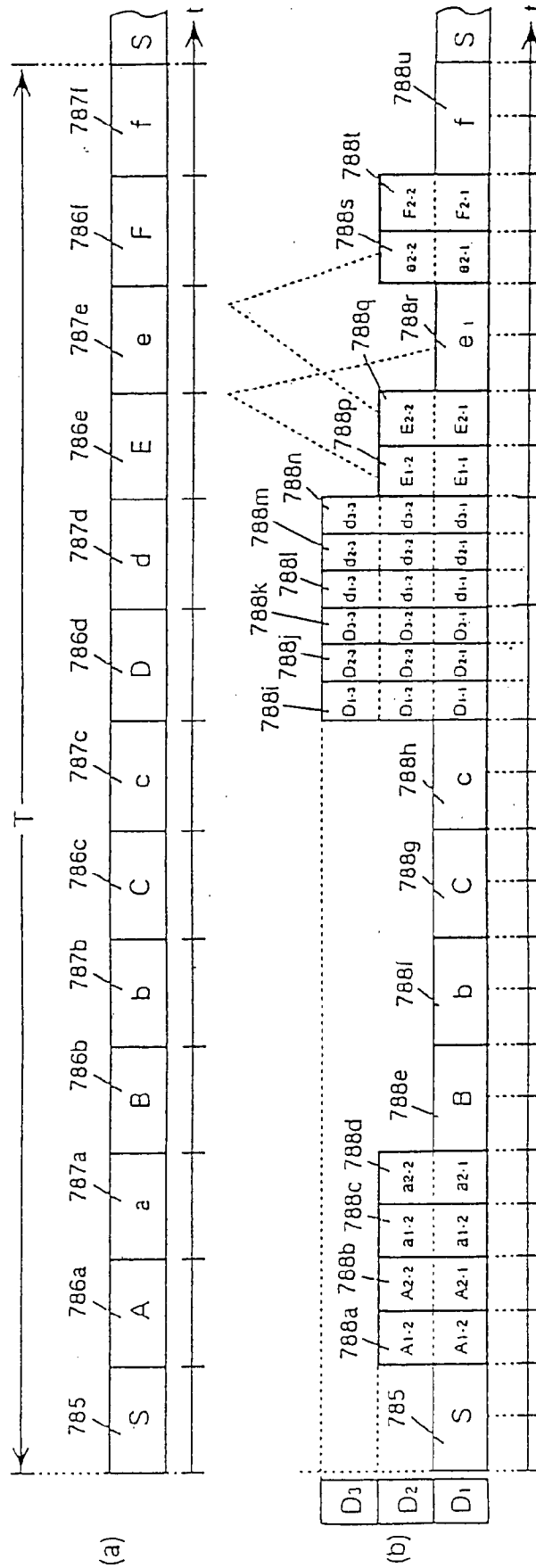


FIG. 121

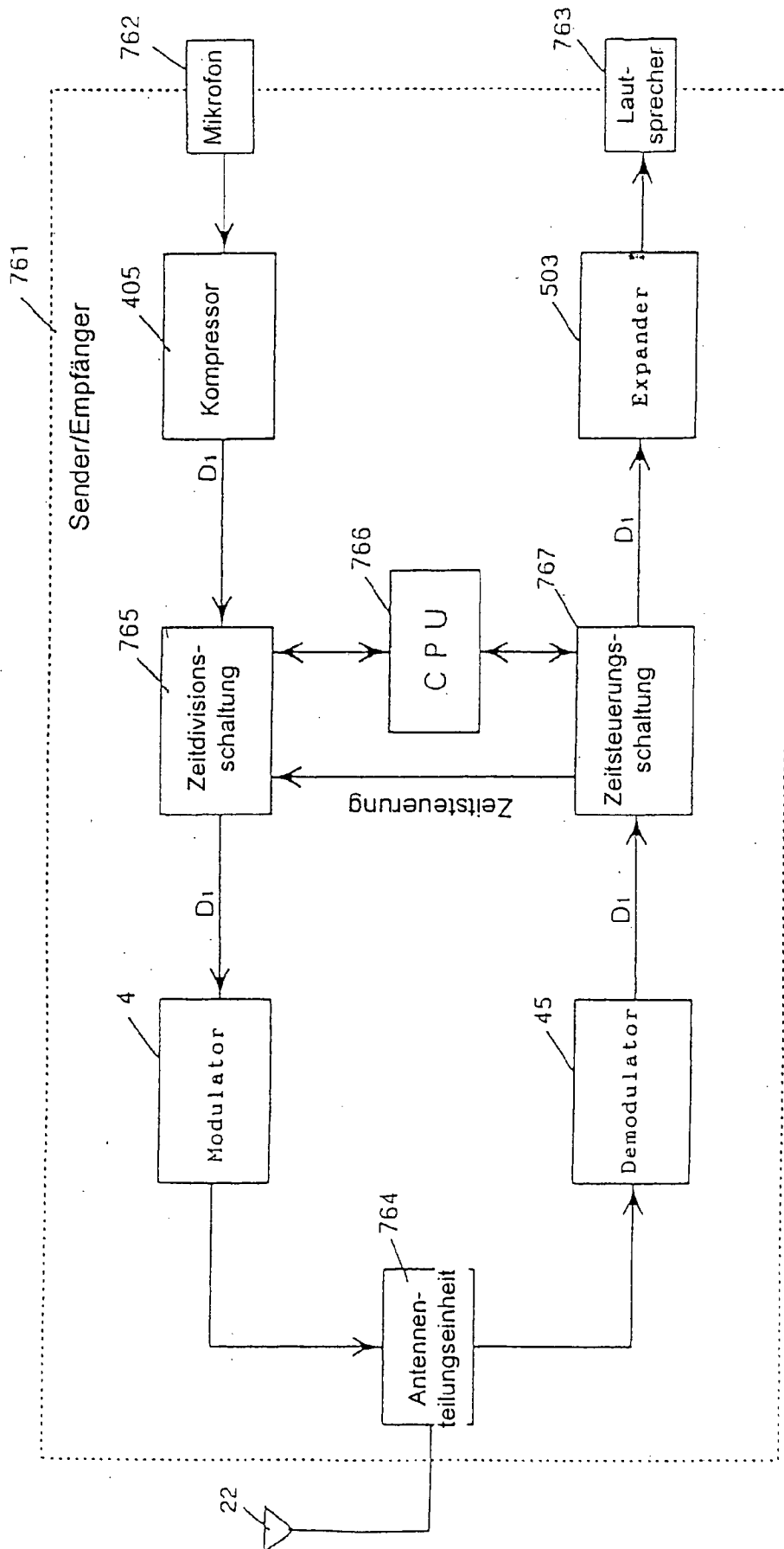


FIG. 122

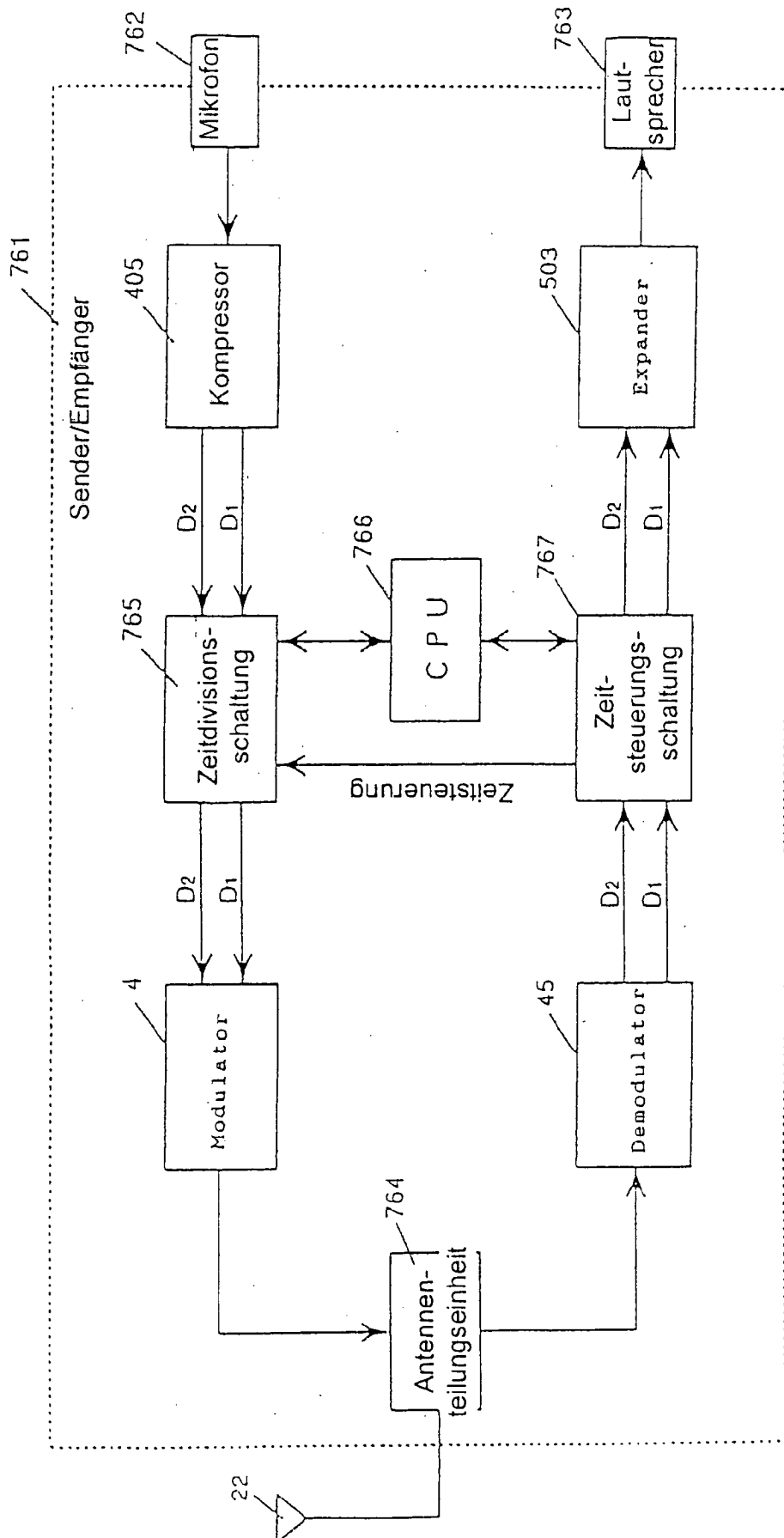


FIG. 123

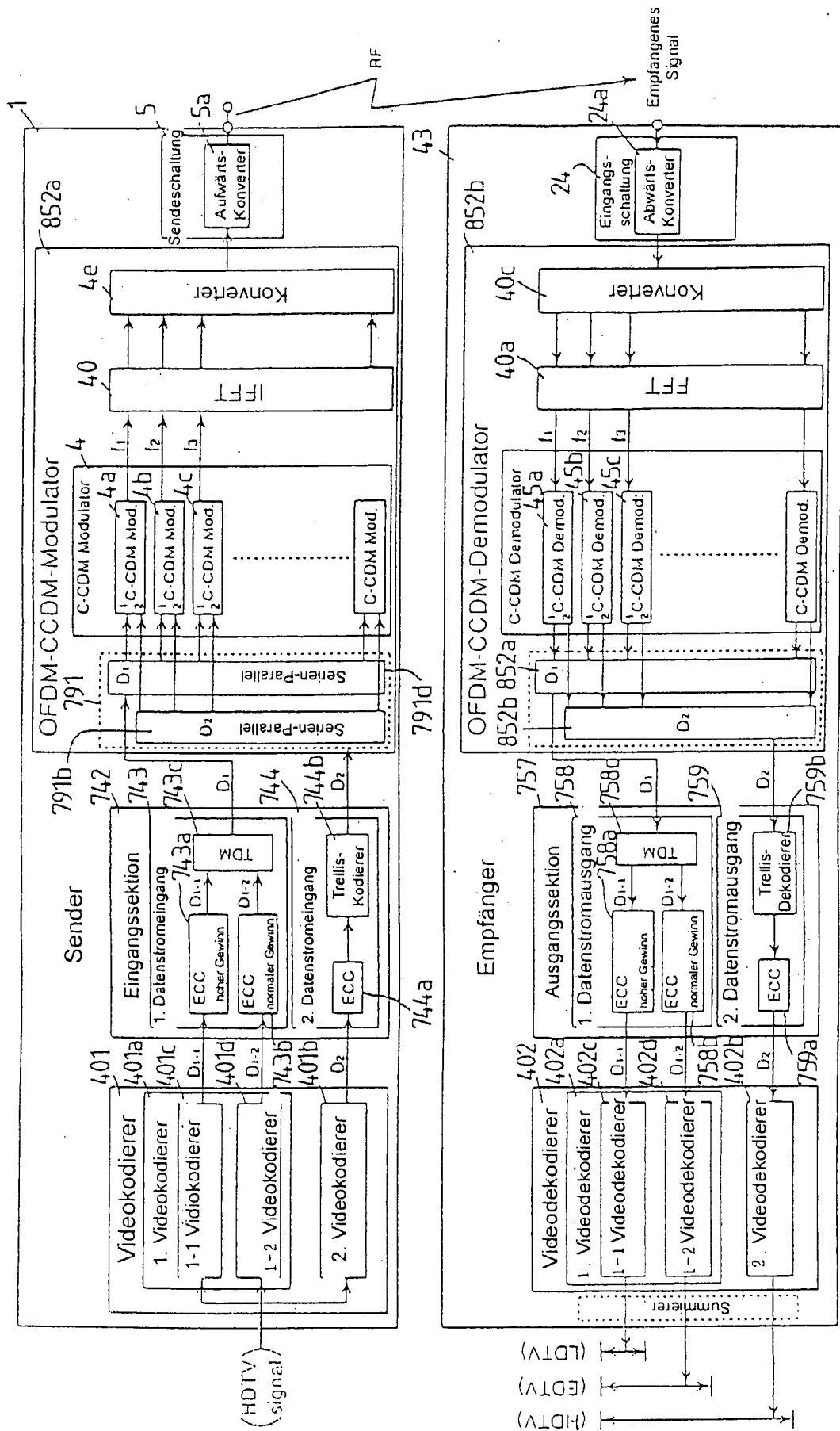


FIG. 124

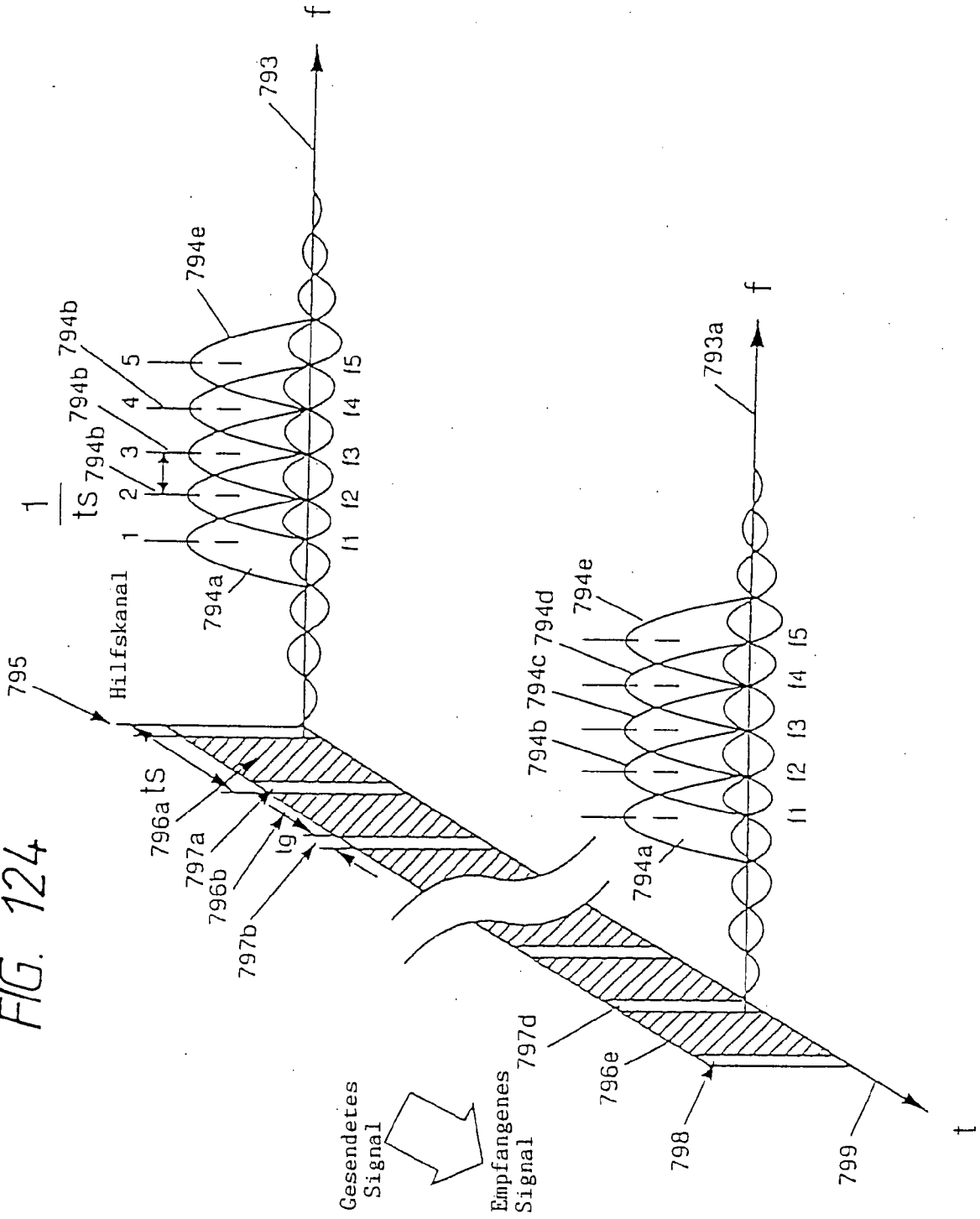


FIG. 125

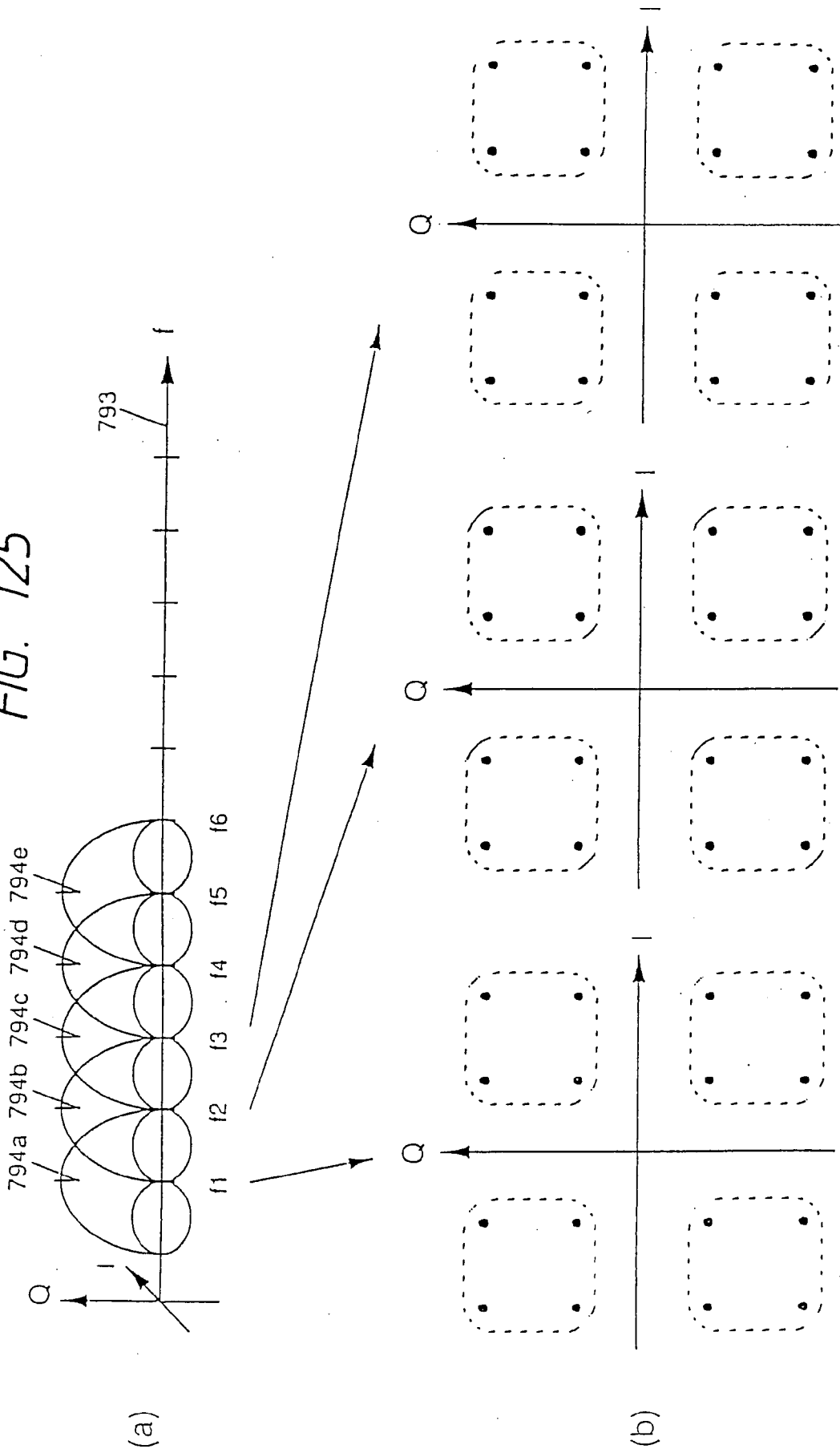


FIG. 126

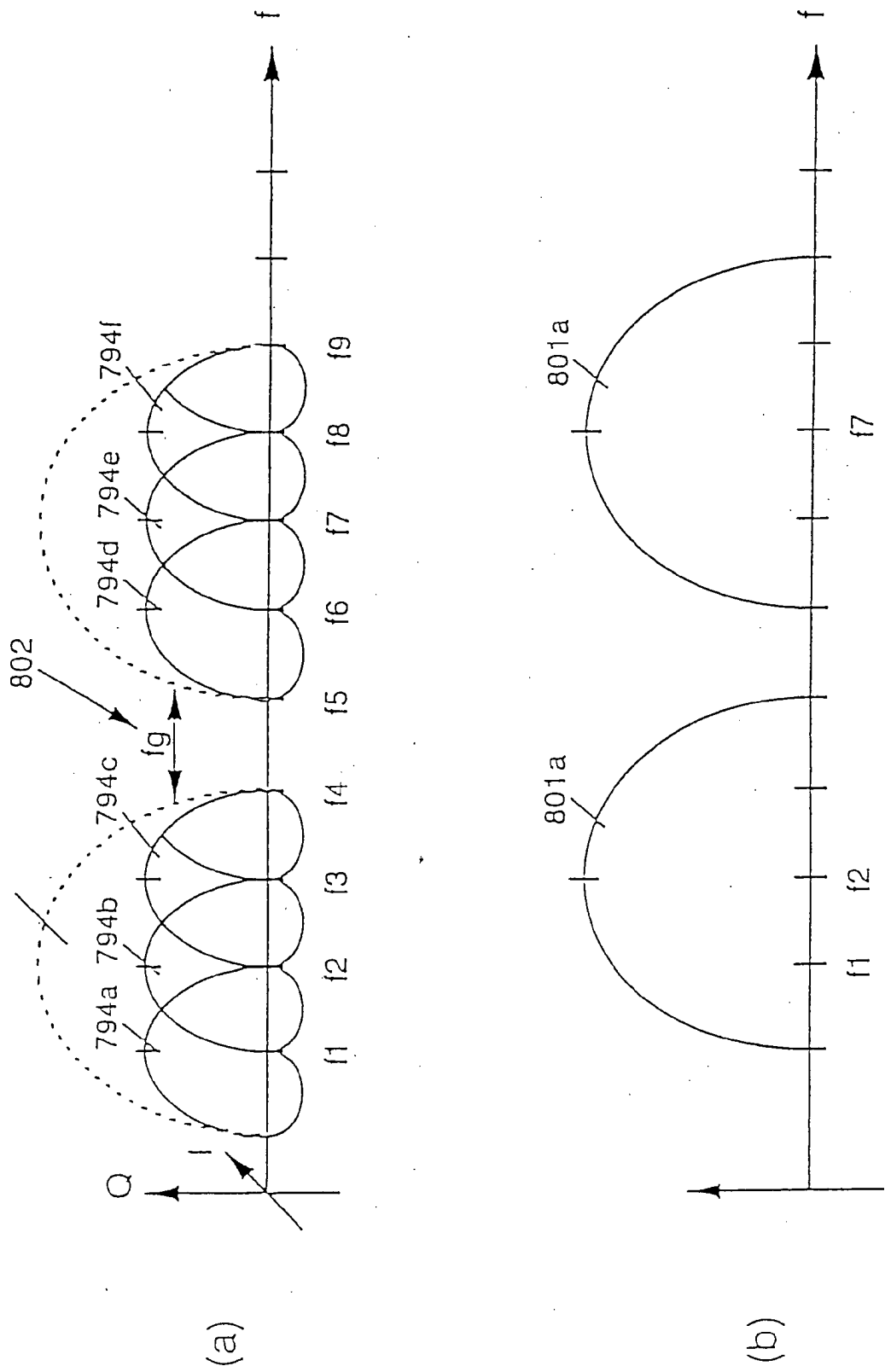


FIG. 127

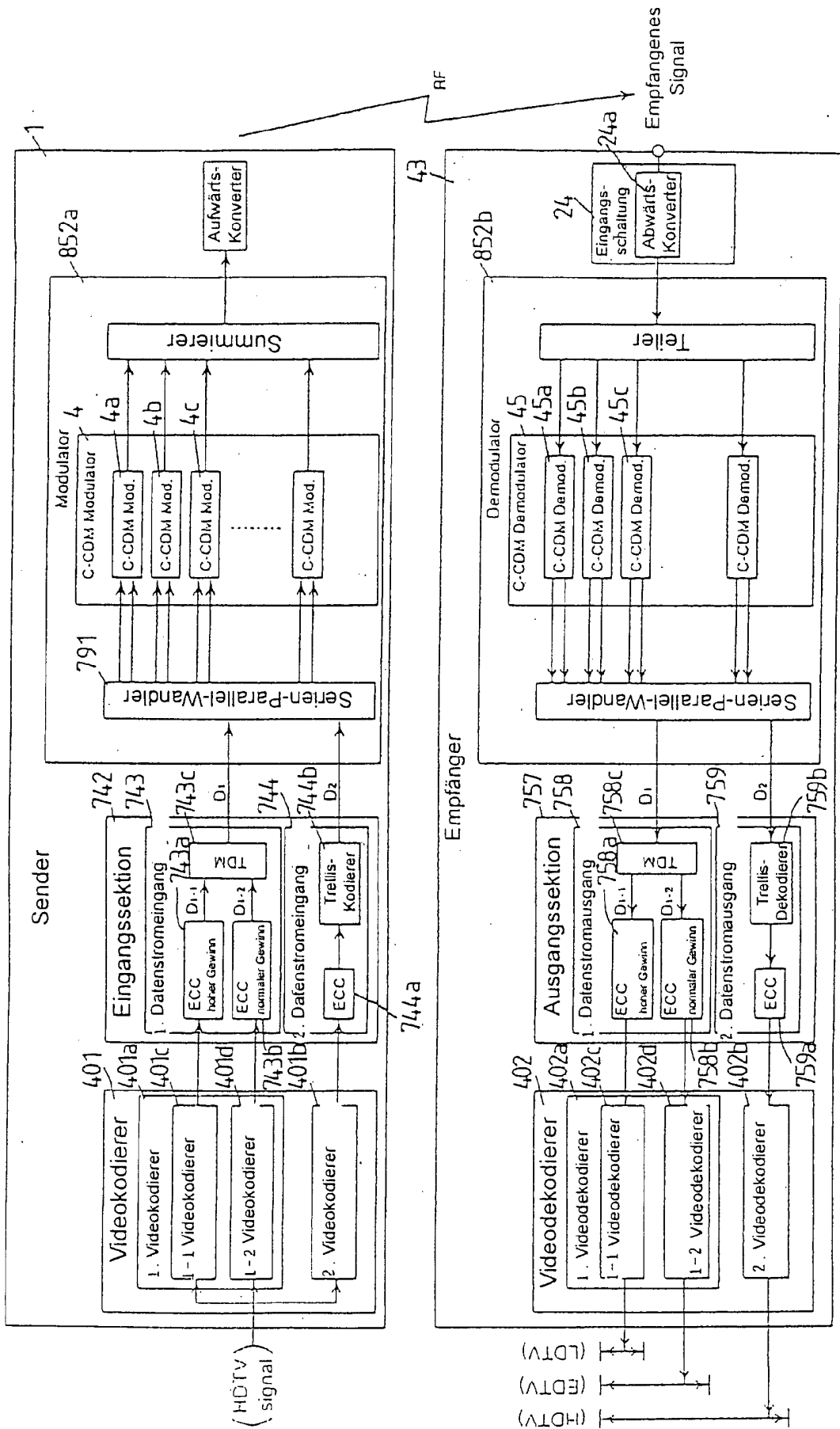


FIG. 128

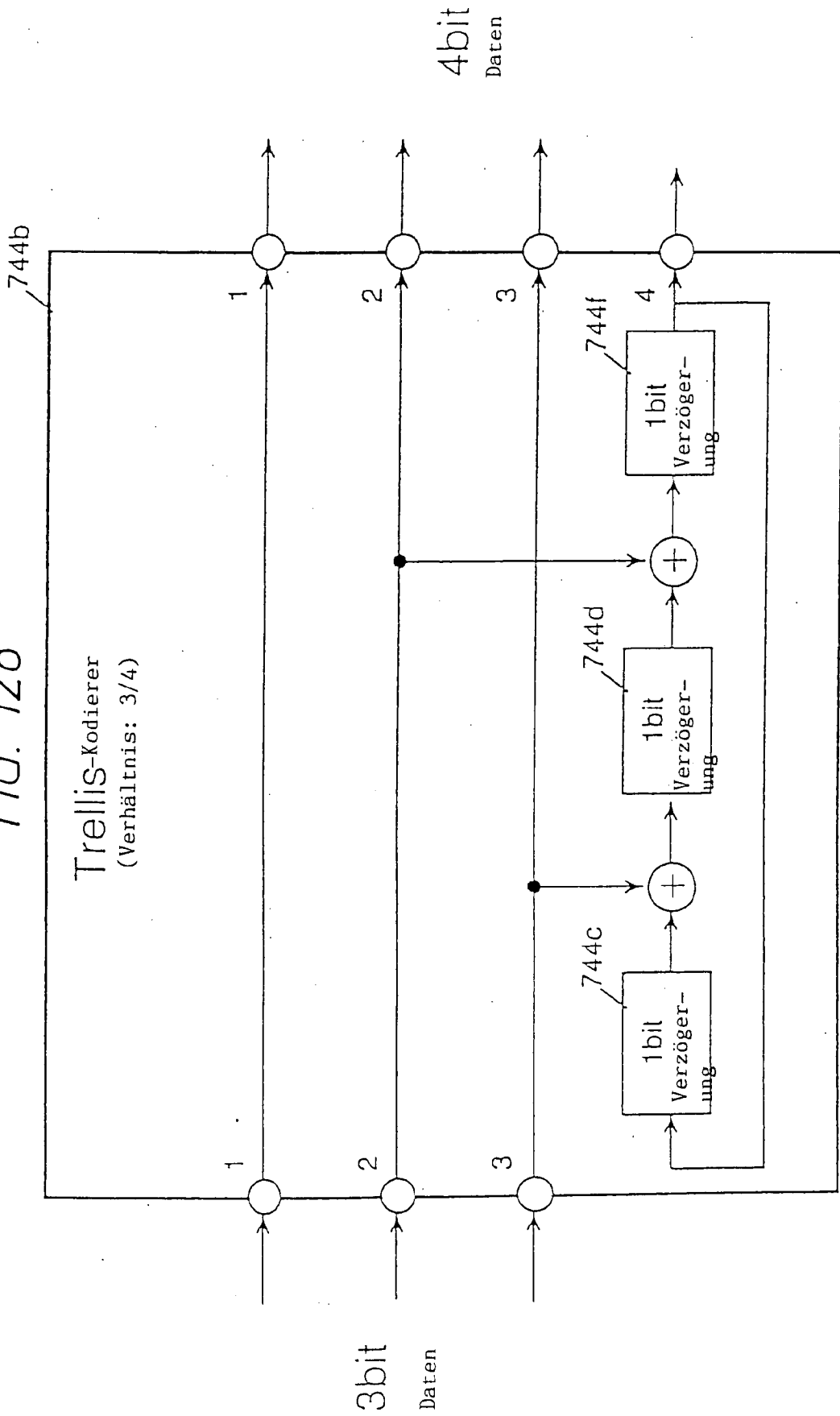


FIG. 129

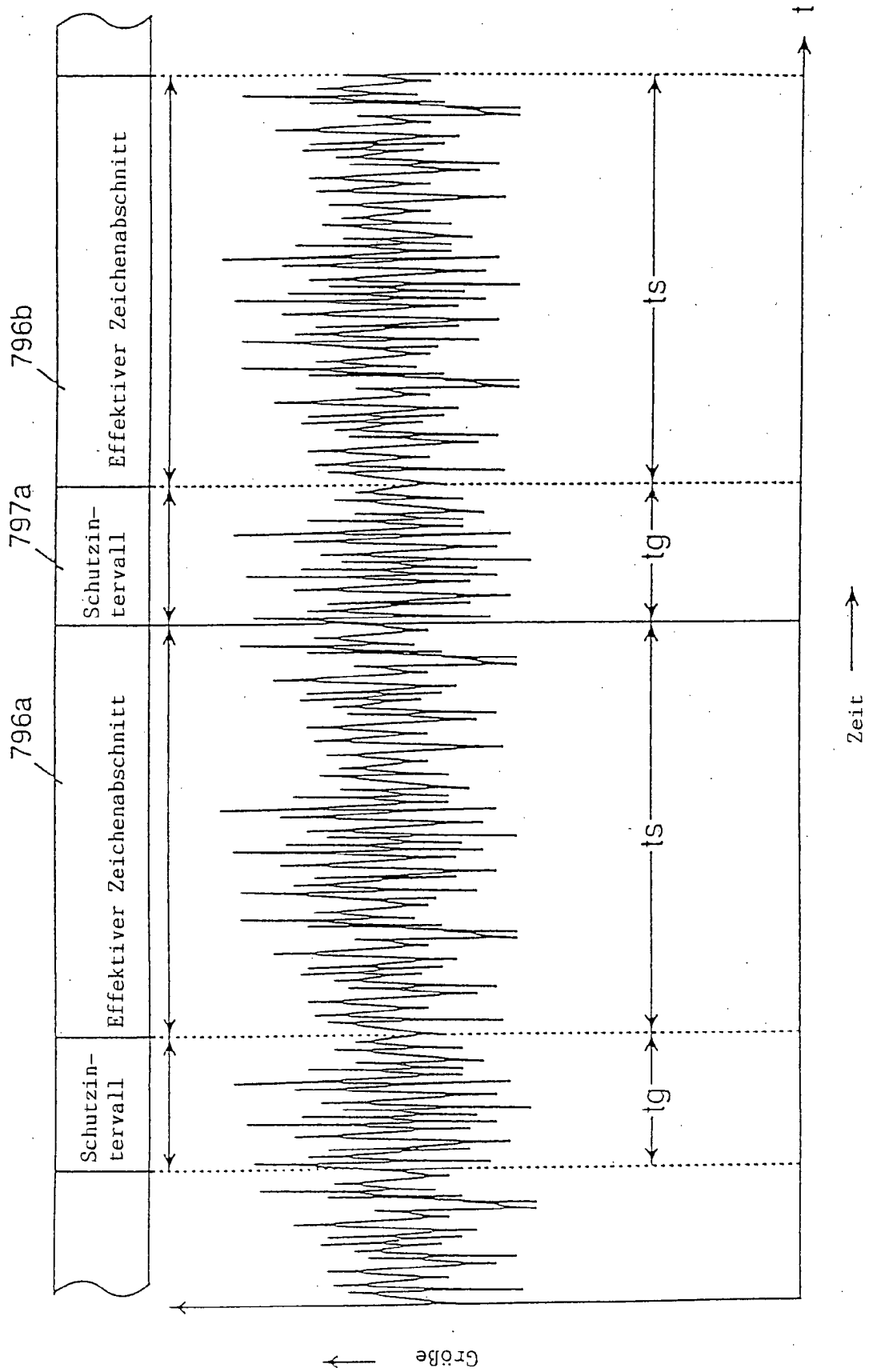


FIG. 130

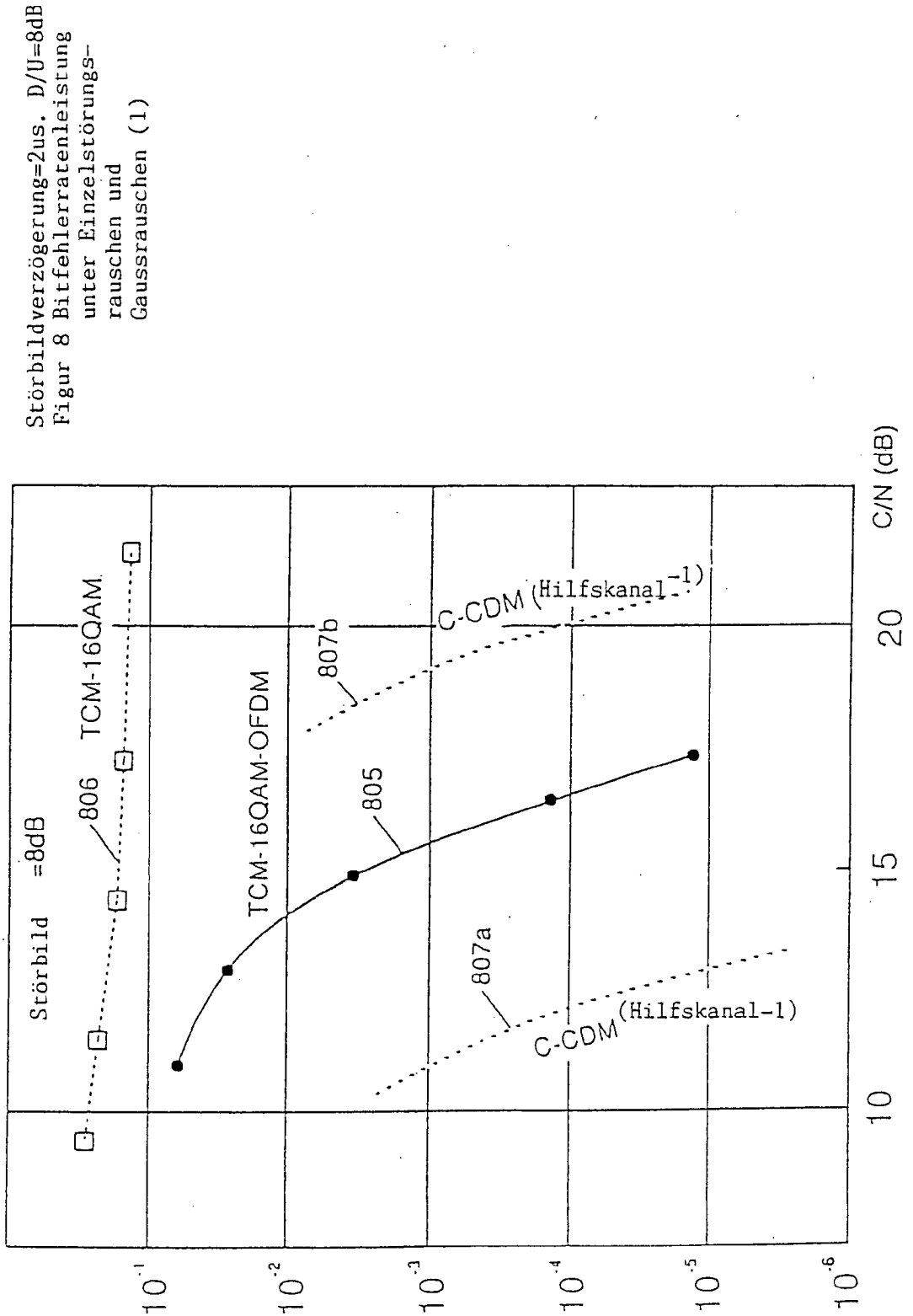
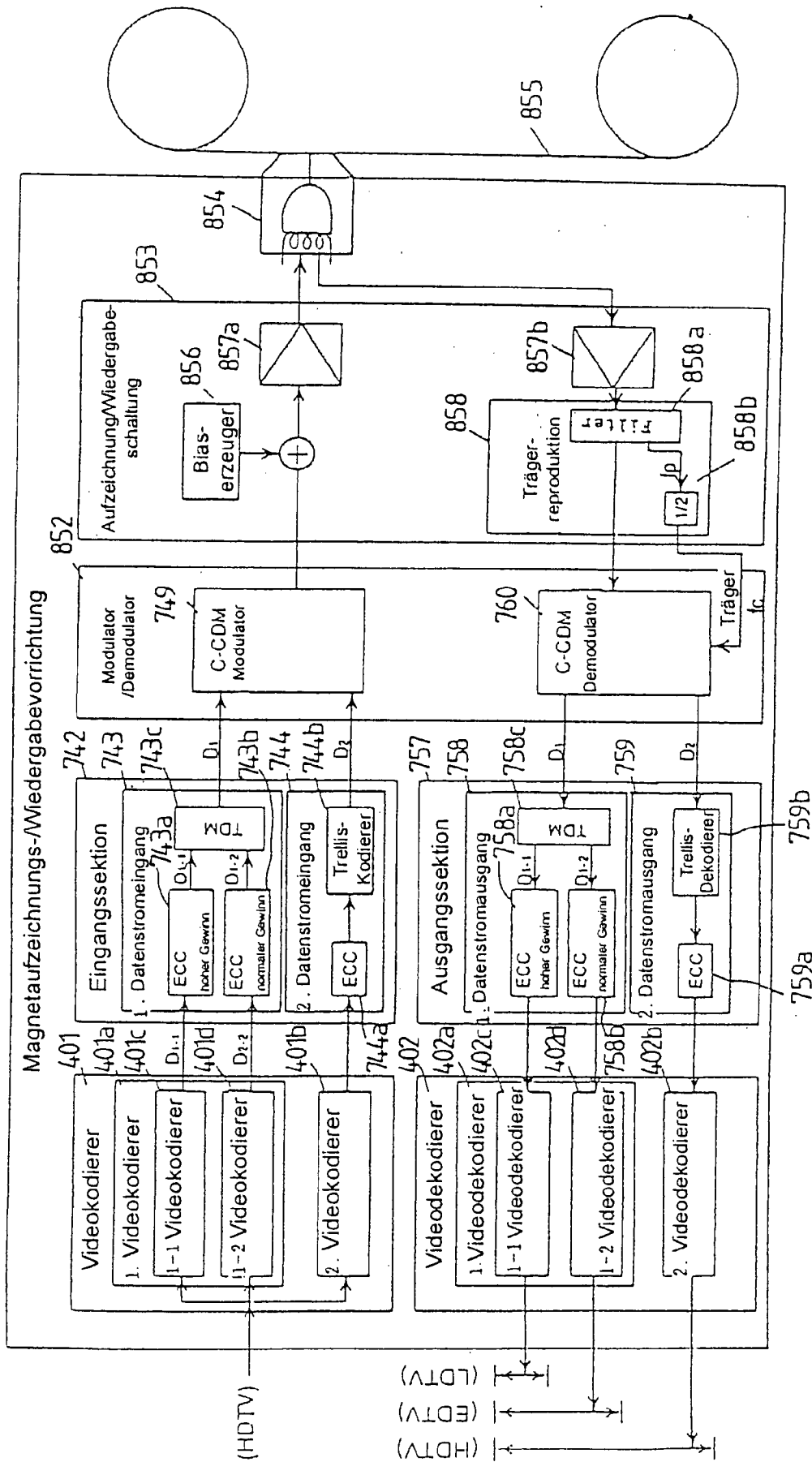


FIG. 131



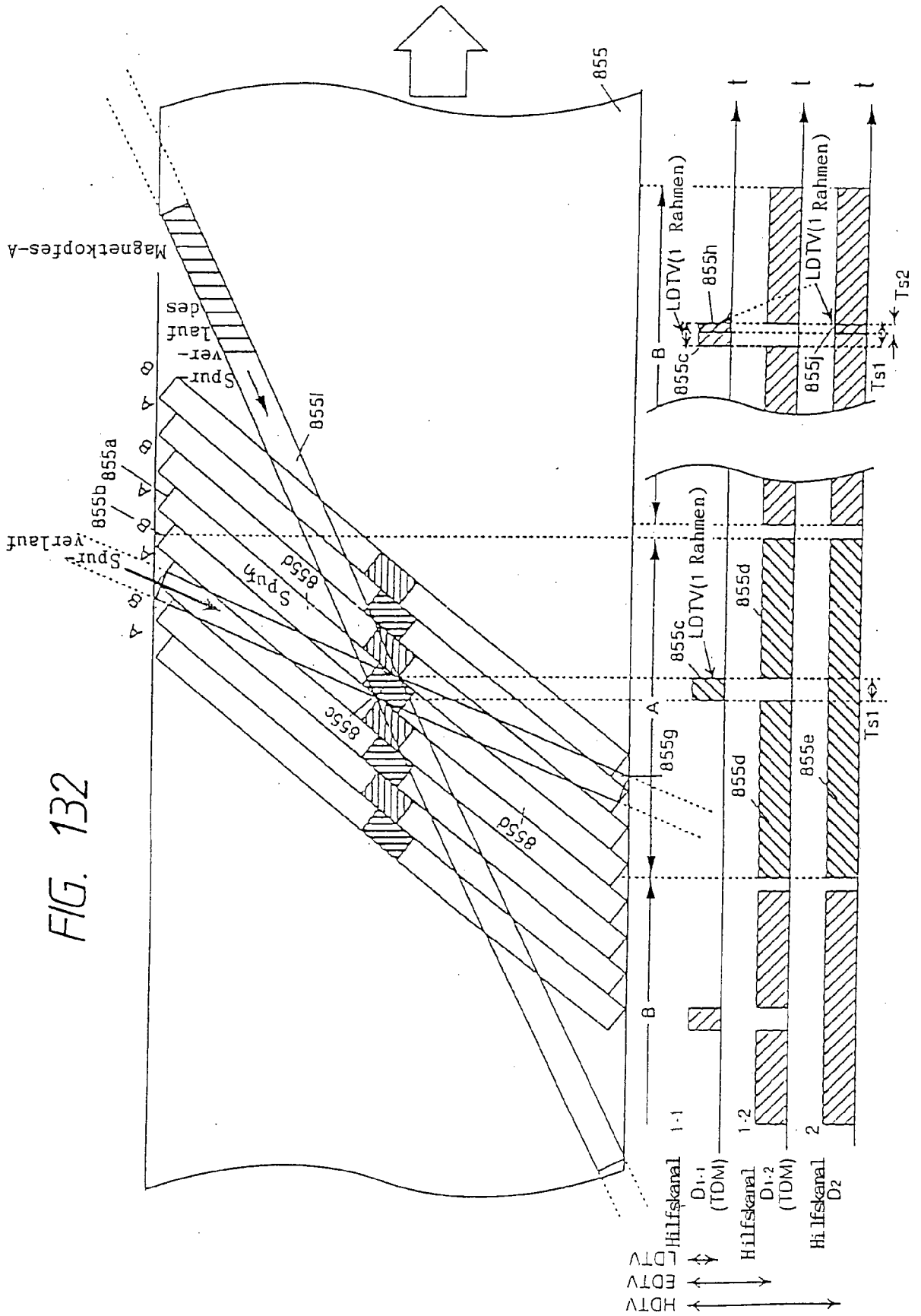
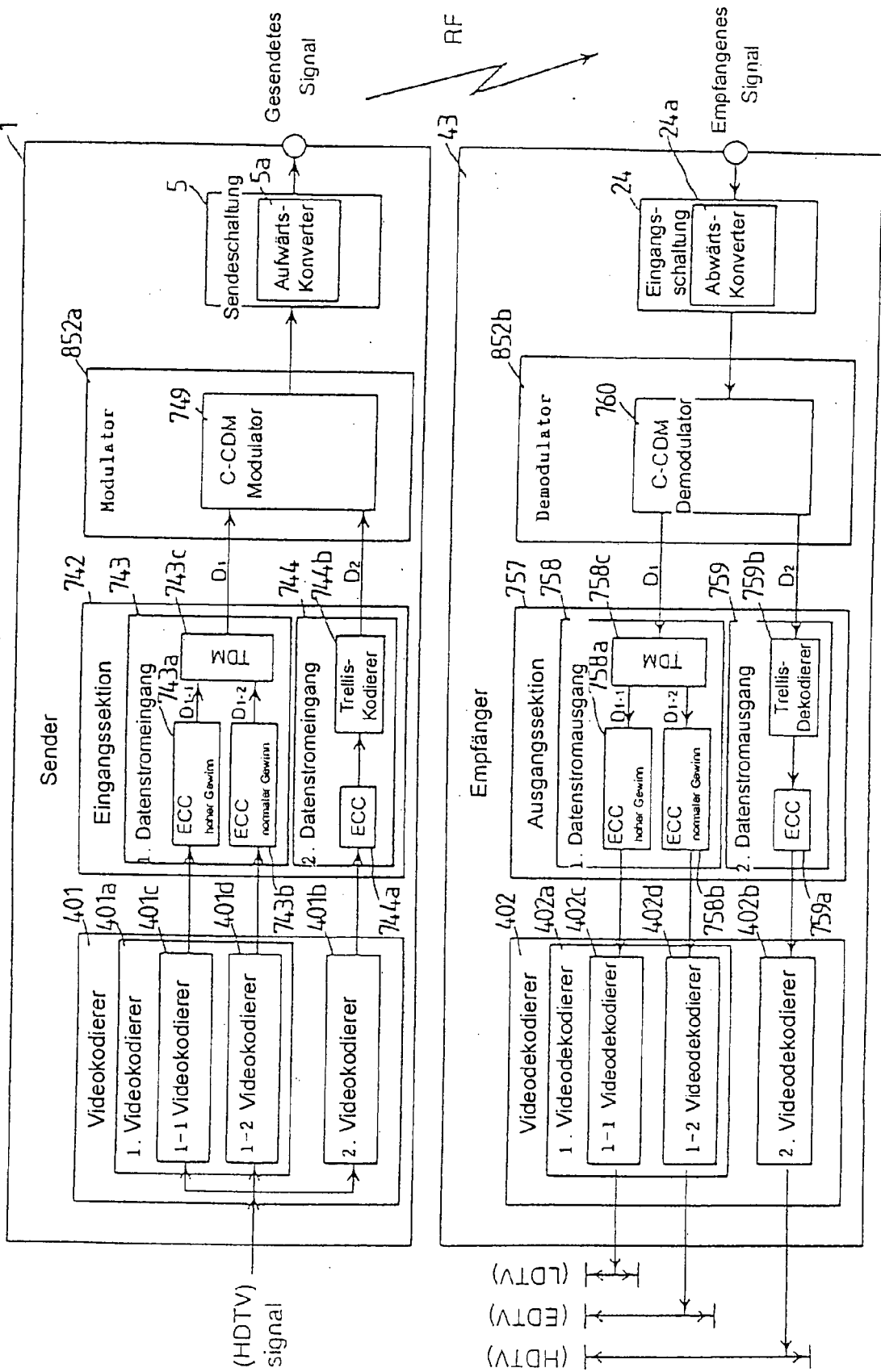


FIG. 133



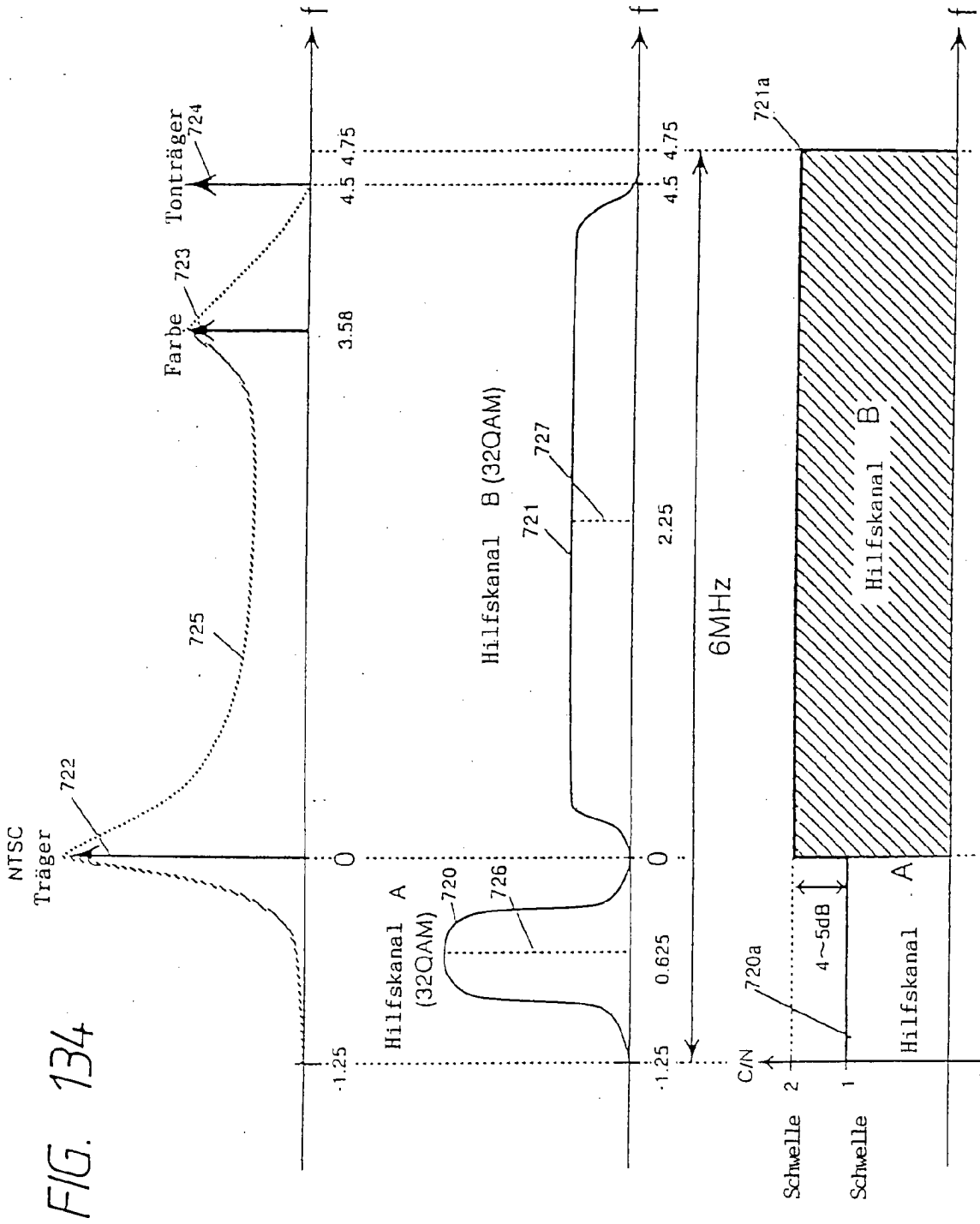


FIG. 135

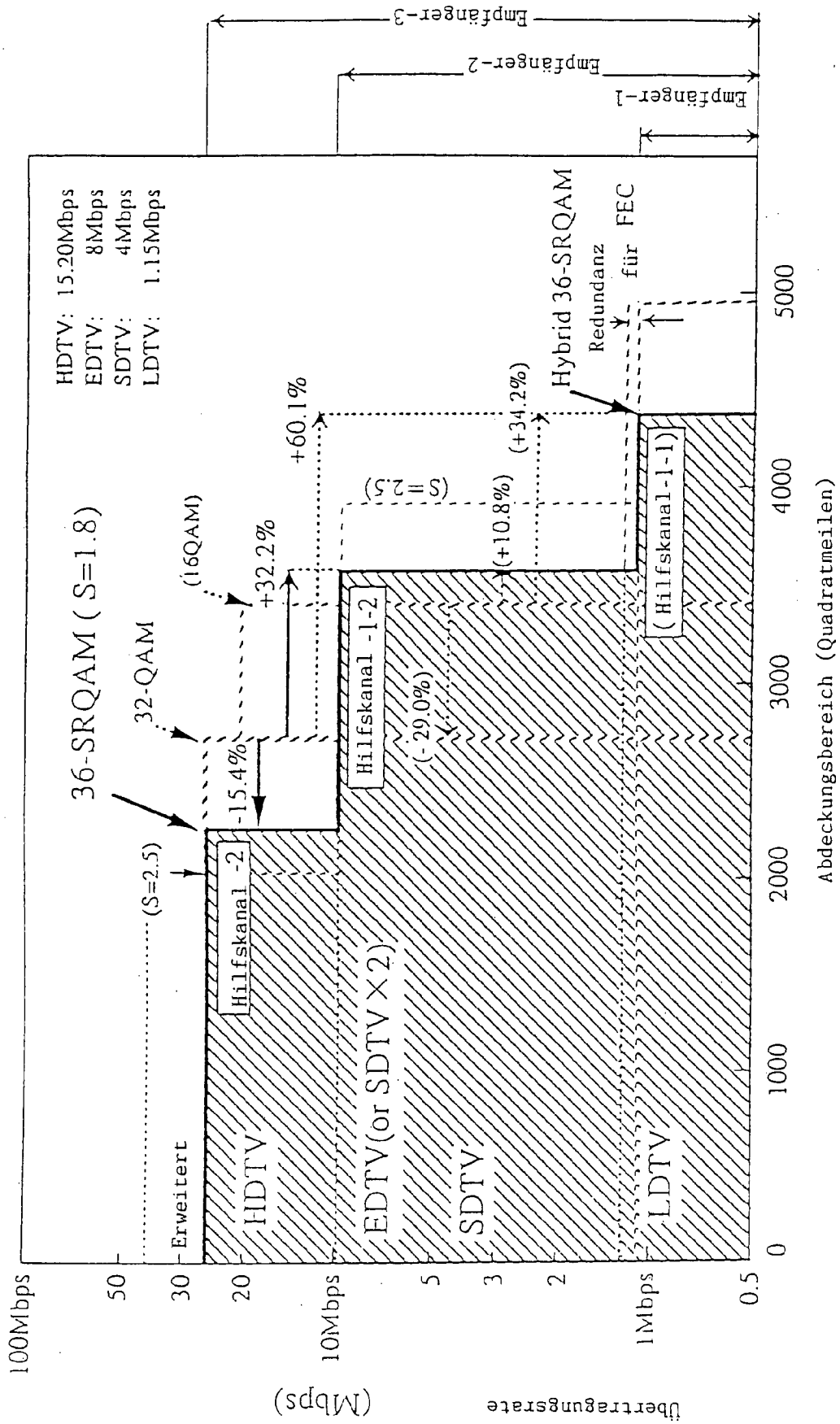


FIG. 136

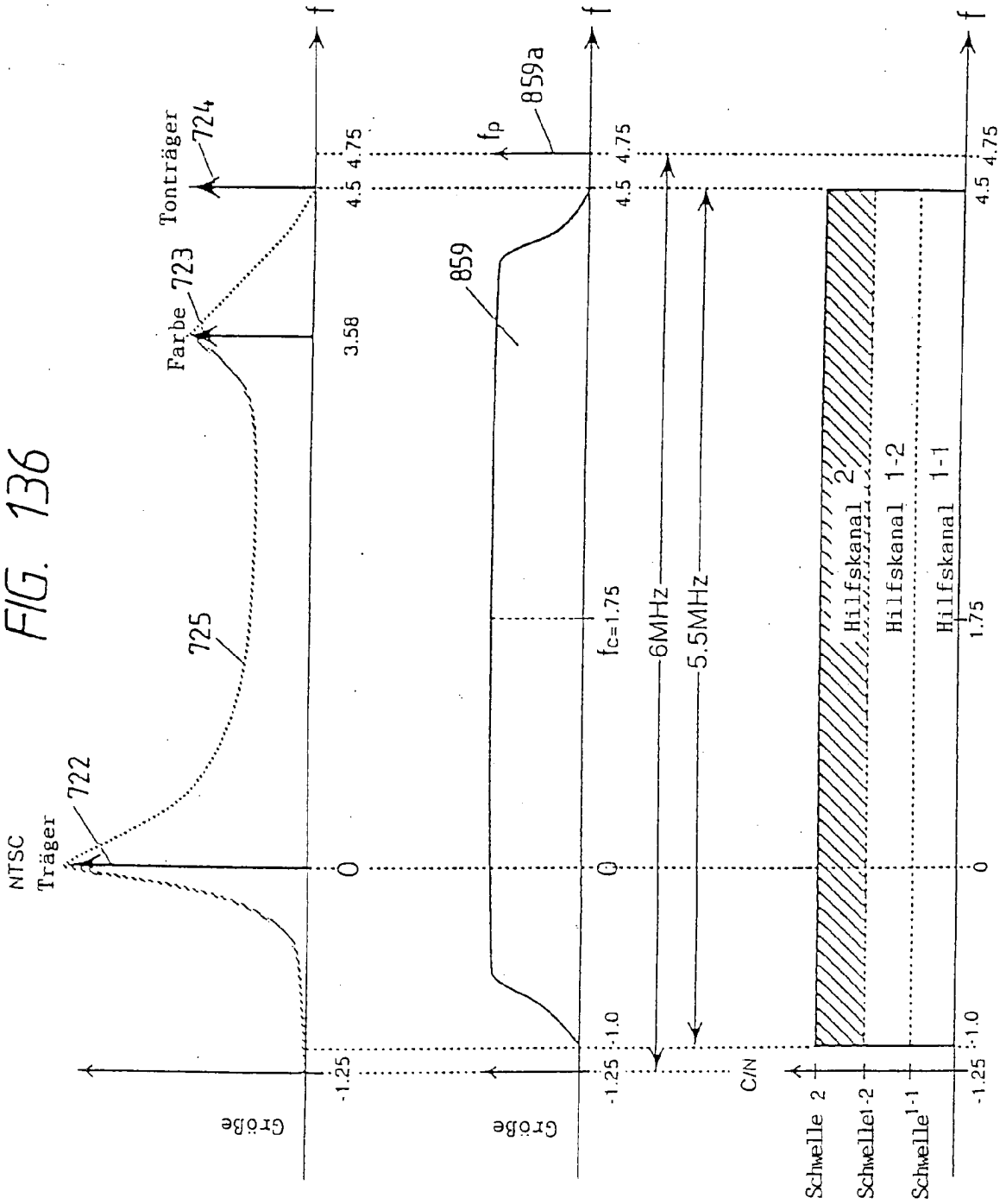


FIG. 137

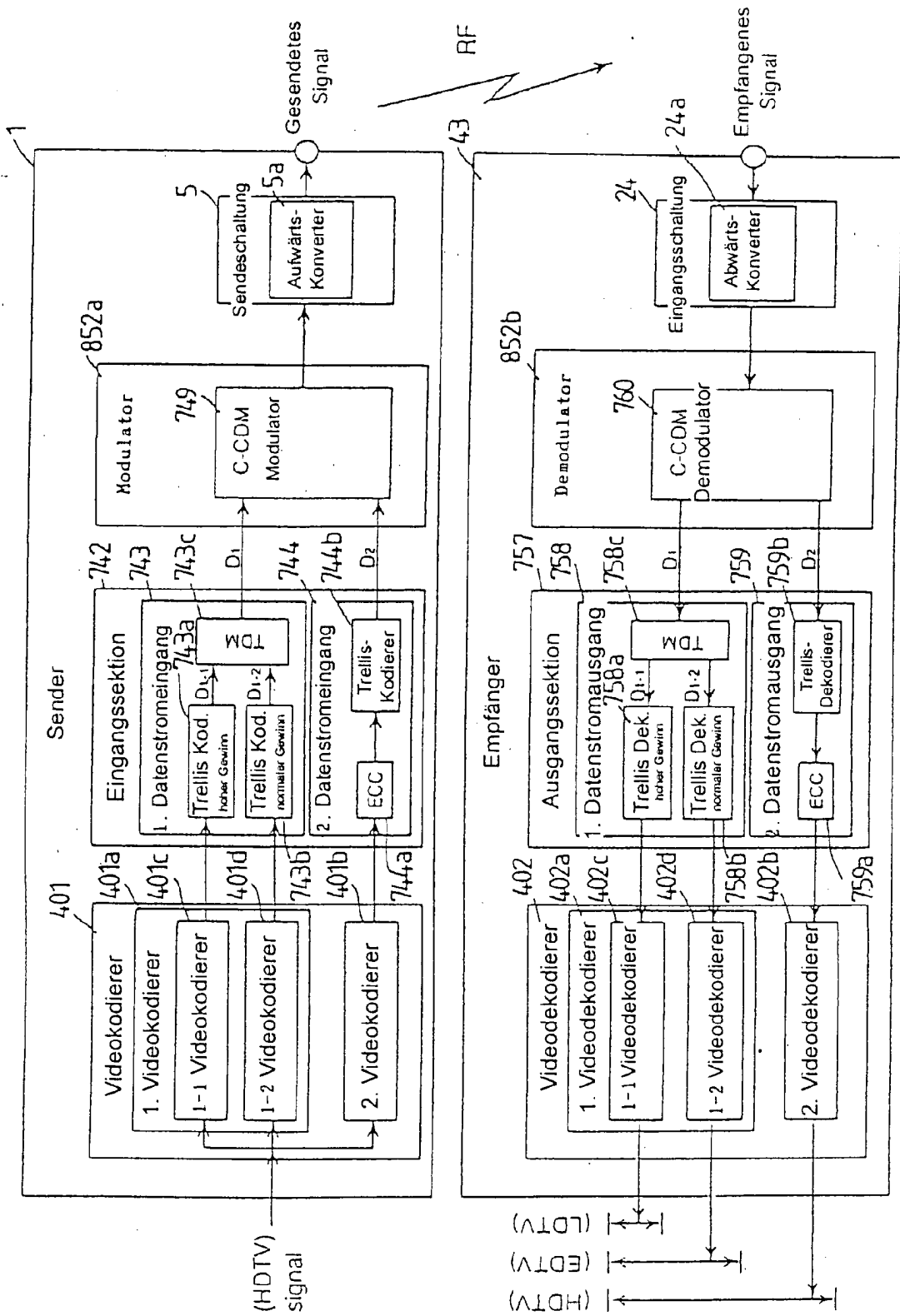


FIG. 138

