



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 601 06 551 T2** 2005.11.24

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 213 886 B1**

(51) Int Cl.⁷: **H04L 25/497**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 06 551.4**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 305 727.8**

(96) Europäischer Anmeldetag: **02.07.2001**

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

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **20.10.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **24.11.2005**

(30) Unionspriorität:

254181 P	08.12.2000	US
758958	11.01.2001	US

(74) Vertreter:

derzeit kein Vertreter bestellt

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR

(73) Patentinhaber:

Lucent Technologies Inc., Murray Hill, N.J., US

(72) Erfinder:

Wei, Lee-Fang, Lincroft, New Jersey 07738, US

(54) Bezeichnung: **Partial-Response Vorkodierung in einem WDM-System**

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**ALLGEMEINER STAND DER TECHNIK**

[0001] Diese Erfindung betrifft Kommunikationssysteme und genauer Modulationsverfahren für Kommunikationssysteme.

[0002] Das Wellenlängen-Multiplexieren (WDM) ist ein Kommunikationsschema, das verschiedene Spektralbänder als unabhängige Übertragungskanäle zuweist. Für optische Nachrichtenübertragungen über Lichtleitfasern liegen die zugewiesenen Bänder typisch spektral nebeneinander in einem Spektralbereich, für den Quarzglas-Lichtleitfasern eine schwache Dämpfung und/oder eine geringe Dispersion aufweisen. Der Gesamtspektralbereich enthält Wellenlängen zwischen ungefähr 1,35 µm und 1,7 µm. In WDM-Systemen ist eine Grenze für die Bandbreite der einzelnen Bänder durch das Übersprechen zwischen benachbarten Übertragungskanälen (CCI: cross-channel interference (engl.)) gegeben. Die Bänder können nicht so breit sein, dass der Nachrichtenverkehr auf einem Kanal den Nachrichtenverkehr auf benachbarten Kanälen stört und Fehler verursacht.

[0003] Im Zusammenhang mit den physikalischen Eigenschaften der Quarzglasfasern begrenzt das Übersprechen zwischen benachbarten Übertragungskanälen die Anzahl unabhängiger Kanäle, die für optische Systeme, die ein Wellenlängen-Multiplexieren ausführen, zur Verfügung stehen. Bei einer Zunahme der Datenübertragungsraten nimmt tendenziell auch das Übersprechen zwischen spektral benachbarten Übertragungskanälen zu. Zukünftige Übertragungsraten optischer WDM-Systeme könnten höher sein, wenn bessere Verfahren zur Verringerung oder zum Umgang mit dem Übersprechen zwischen benachbarten Übertragungskanälen zur Verfügung stünden.

[0004] US-A-3 388 330 beschreibt ein Partial-Response-Mehrebenen-Datensystem, das mit der schnellen Datenübertragung über Kanäle mit begrenzter Bandbreite im Zusammenhang steht. Im Besonderen werden Binärdaten mit Geschwindigkeiten übertragen, die jene überschreiten, bei denen bei Fehlen einer Kanalverzerrung eine Intersymbolinterferenz auftritt.

[0005] Takashi Ono u.a. beschreiben in: "Characteristics of Optical Duobinary Signals in Terabit/s Capacity, High-Spectral Efficiency WDM systems", Journal of Lightwave Technology, Bd. 16, Nr. 5 (1. Mai 1998), S. 788-797, das Anlegen duobinärer optischer Signale an dichte Wellenlängen-Multiplexierungssysteme mit hoher spektraler Empfindlichkeit, um für einen mit Erbium dotierten Faserverstärker eine eingeschränkte Verstärkungsbandbreite zu benutzen.

KURZDARSTELLUNG DER ERFINDUNG

[0006] Verschiedene Ausführungsformen liefern Modulationsschemata, die Trägerwellen erzeugen, die geringere spektrale Bandbreiten aufweisen als auf herkömmliche Weise modulierte Trägerwellen, die mit derselben Symbolrate übertragen. Die spektralen Bandbreiten werden verringert, indem die Interferenz zwischen Symbolen, die aufeinander folgende Datenwerte repräsentieren, erhöht wird. Die Intersymbolinterferenz hat eine bekannte Form, die ein Empfänger ausnutzt, um die übertragenen Datenwerte von der Trägerwelle wiederzugewinnen.

[0007] In einer Ausführungsform schafft die Erfindung ein Verfahren für ein Senden eines Stroms von digitalen Datenwerten. Das Verfahren umfasst das Erzeugen eines Stroms von Symbolen durch Verarbeiten der digitalen Datenwerte mit einer Partial-Response-Funktion, die durch

$$[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i}]$$

definiert ist, und Modulieren einer Trägerwelle mit dem erzeugten Strom von Symbolen. Hier ist die Ganzzahl K größer als Eins und die Funktionen Z^{-i} verzögern die Datensymbole um i-mal den Zeitraum zwischen jeweils aufeinander folgenden Datensymbolen.

[0008] In einer weiteren Ausführungsform schafft die Erfindung einen Sender für digitale Daten, der einen Modulator aufweist. Der Modulator hat einen Eingang für ein Trägersignal sowie einen Eingang für einen ersten Strom von Steuersymbolen, die für die digitalen Datenwerte repräsentativ sind. Der Modulator moduliert das Trägersignal mit einem zweiten Strom von Symbolen, die von dem Modulator erzeugt sind. Der Modulator ist derart ausgelegt, dass er jedes Symbol des zweiten Stroms als Summe aus dem vorliegenden Symbol und den letzten K Symbolen des ersten Stroms erzeugt, wobei die Ganzzahl K größer als Eins ist. Der Modulator weist ein Filter auf, das dafür ausgelegt ist, die Symbole des ersten Stroms mit einer Partial-Response-Funktion zu verarbeiten, die durch

$$[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i}]$$

definiert ist, wobei die Funktionen Z^{-i} Symbole um i-mal den Zeitraum zwischen jeweils aufeinander folgenden Eingangssymbolen verzögern.

[0009] In einer weiteren Ausführungsform schafft die Erfindung einen Empfänger, der einen Detektor, um ein moduliertes Trägersignal von einem Sender zu empfangen, und eine Abbildungseinheit aufweist. Die Abbildungseinheit benutzt das empfangene Signal, um für eingehende digitale Werte, die einem Strom von Eingangssymbolen zugeordnet sind, der von dem Sender benutzt worden ist, um ein Trägersi-

gnal zu modulieren, Werte zu bestimmen. Die Abbildungseinheit ist derart konfiguriert, dass sie für das Trägersignal, das durch einen Strom von Steuersymbolen moduliert worden ist, der durch Verarbeiten eines Stroms von eingehenden digitalen Datenwerten mit einer Partial-Response-Funktion, die durch

$$[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i}]$$

definiert ist, gebildet ist, Werte bestimmt. Die Ganzzahl K ist größer als Eins, und die Funktionen Z^{-i} verzögern die eingehenden digitalen Datenwerte um i -mal den Zeitraum zwischen jeweils aufeinander folgenden digitalen Datenwerten.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNG

[0010] [Fig. 1](#) ist ein Blockdiagramm eines Kommunikationssystems;

[0011] [Fig. 2](#) ist ein Ablaufplan eines Verfahrens zum Weiterleiten von Daten zu dem Übertragungskanal, der in [Fig. 1](#) dargestellt ist;

[0012] [Fig. 3](#) ist ein Blockdiagramm eines Modulators, der dem in [Fig. 1](#) gezeigten Modulator funktionell gleichwertig ist;

[0013] [Fig. 4](#) zeigt Leistungsspektren von Signalen, die von Modulatoren der in [Fig. 1](#) gezeigten Typen erzeugt werden;

[0014] [Fig. 5](#) ist ein Ablaufplan für ein Verfahren zur Gewinnung von Daten aus Signalen, die von dem Übertragungskanal von [Fig. 1](#) empfangen werden;

[0015] [Fig. 6](#) zeigt einen alternativen Empfänger zur Verwendung in dem Kommunikationssystem von [Fig. 1](#);

[0016] [Fig. 7](#) ist ein Ablaufplan für ein Verfahren, durch das der Empfänger von [Fig. 6](#) Daten aus den empfangenen Signalen gewinnt;

[0017] [Fig. 8](#) zeigt einen alternativen Sender zur Verwendung in dem Kommunikationssystem von [Fig. 1](#); und

[0018] [Fig. 9](#) listet Übertragungsbandbreiten und Empfangsempfindlichkeiten für verschiedene Werte der des Digitalfilter von [Fig. 1](#) kennzeichnenden Ganzzahl K auf.

[0019] In verschiedenen Figuren gleiche Bezugszeichen geben gleiche Eigenschaften an.

AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG

[0020] Wenn die Übertragungsrate digitaler Daten zunimmt, werden typisch die Modulationssymbolraten einer Trägerwelle erhöht, um sie an die höhere

Datenrate anzupassen. Ein Erhöhen der Modulationssymbolrate vergrößert die spektrale Bandbreite einer modulierten Trägerwelle. Diese Verbreiterung ist in WDM-Systemen, in denen benachbarte Wellenlängenbänder als separate Übertragungskanäle arbeiten, problematisch, da das Verbreitern das Übersprechen zwischen benachbarten Übertragungskanälen (CCI) verstärkt.

[0021] Um das Übersprechen zwischen benachbarten Übertragungskanälen zu verringern, sorgen die Ausführungsformen für Modulationsschemata, die eine „effektive“ Modulationssymbolrate in Bezug auf jene herkömmlicher Modulationsschemata herabsetzen. In den neuartigen Modulationsschemata bestimmt die „effektive“ Modulationssymbolrate die spektralen Bandbreiten der modulierten Trägerwellen, wobei sie niedriger als die Datenübertragungsrate ist. Die „effektive“ Modulationssymbolrate wird durch Erhöhen der Interferenz innerhalb des Kanals (ICI: intra-channel interference (engl.)), zwischen den Symbolen, die unabhängige digitale Datenwerte übertragen, verringert.

[0022] Hier ist die „effektive Symbolrate“ der Kehrwert der Zeit, die ein Symbol, das in einem Strom von eingehenden digitalen Daten für einen eingehenden digitalen Datenwert repräsentativ ist, zu der Wellenform, die verwendet wird, um die Trägerwelle für die digitalen Daten zu modulieren, beiträgt. Jeder eingehende digitale Datenwert kann ein einzelnes Bit oder mehrere Bits aufweisen.

[0023] [Fig. 1](#) ist ein Blockdiagramm, das ein Kommunikationssystem **10** für die Übertragung digitaler Daten zeigt. Das System **10** weist einen Sender **12**, einen Empfänger **14** und einen Übertragungskanal **16**, der den Sender **12** mit dem Empfänger **14** verbindet, auf.

[0024] Der Sender **12** weist eine Quelle **18**, einen Modulator **20** und einen Vorcodierer **22** auf. Der Modulator **20** weist eine Konstellationsabbildungseinheit **23**, ein digitales Filter **24** und einen NRZ-Modulator **25** auf. Der Modulator **20** moduliert eine Trägerwelle von der Quelle **18** so, dass die Trägerwelle einen Strom von Eingangsdatenbits an befördert. Der Modulator **20** leitet die modulierte Welle zu dem Übertragungskanal **16** weiter.

[0025] Hier moduliert ein NRZ-Modulator eine Trägerwelle mit einer NRZ-Wellenform, die eine Amplitude besitzt, die für die aufeinander folgenden Werte einer Sequenz von Steuersymbolen repräsentativ ist.

[0026] Der Empfänger **14** weist einen Empfangssignaldetektor **26**, einen Doppelbegrenzer **28** und eine Einheit **30** für eine inverse Konstellationsabbildung auf. Der Empfangssignaldetektor **26** weist ein Bandpassfilter **33** und eine Intensitätserfassungseinheit

32, d.h. eine Erfassungseinheit, die auf die Momentanenergie des empfangenen Signals anspricht, auf. Die Einheit **30** für eine inverse Konstellationsabbildung erzeugt auf der Grundlage des von dem Übertragungskanal **16** empfangenen Signals einen Strom von geschätzten Datenbits \hat{a}_n .

[0027] In verschiedenen Ausführungsformen sorgt das System **10** für eine optische Nachrichtenübermittlung, z.B. in einem optischen WDM-System. In diesen Ausführungsformen weist der Kanal **16** eine Lichtleitfaser auf, die Quelle **18** ist ein Laser, das Filter **33** ist ein optisches Filter und die Erfassungseinheit **32** ist eine Lichtintensitätserfassungseinheit.

[0028] In weiteren Ausführungsformen ist das System **10** ein drahtgebundenes oder drahtloses Kommunikationssystem, und die Quelle **18** ist ein Funkwellengenerator bzw. eine Hochfrequenzspannungsquelle.

[0029] [Fig. 2](#) ist ein Ablaufplan für ein Verfahren **40**, das von dem Sender **12** benutzt wird, um digitale Daten über den Kanal **16** von [Fig. 1](#) zu senden. Der Sender **12** nimmt einen Strom von Eingangsdatenbits an am Eingangsanschluss **34** des Vorcodierers **22** entgegen (Schritt **42**). Die Eingangsbits a_n haben die Werte logisch 1 oder logisch 0. Der Vorcodierer **22** codiert die Eingangsbits an sequenziell vor, um einen Strom von Ausgangsbits b_n zu erzeugen (Schritt **44**). Der Vorcodierer **22** benutzt den folgenden Vorcodierungsalgorithmus: $b_n = b_{n-K} \oplus b_{n-K+1} \oplus \dots \oplus b_{n-1} \oplus a_n$. Hier gibt \oplus eine logische Exklusiv-ODER-Verknüpfung an, und die unteren Indizes „n, n-1, ...n-K“ usw. geben die Ordnung in dem Signalisierungsintervall an.

[0030] Das Vorcodieren vereinfacht die spätere Verarbeitung der empfangenen Signale im Empfänger **14**. Die Ganzzahl K, die den oben beschriebenen Vorcodierungsalgorithmus kennzeichnet, ist in Übereinstimmung mit der Art der digitalen Filterung, die von dem Modulator **20** ausgeführt wird. Der Aufbau eines Vorcodierers **22**, der im Stande ist, einen derartigen Vorcodierungsalgorithmus auszuführen, dürfte dem Fachmann auf dem Gebiet angesichts der vorliegenden Darstellung klar sein.

[0031] Der Vorcodierer **22** gibt vorcodierte Datenwerte b_n in sequenzieller Weise an die Konstellationsabbildungseinheit **23** ab. Die Konstellationsabbildungseinheit **23** erzeugt Symbole P_n , die den b_n entsprechen (Schritt **46**). Die Symbole P_n gehören einer 2-Symbol-Konstellations an, deren Symbole die Amplituden $+A/2$ und $-A/2$ haben. Für b_n gleich 0 und 1 sind die entsprechenden Symbole $-A/2$ bzw. $+A/2$.

[0032] Die Konstellationsabbildungseinheit **23** gibt sequenziell Symbole P_n an das Digitalfilter **24** ab. Das Digitalfilter **24** erzeugt durch sequenzielles Verarbei-

ten der Symbole P_n mit einer Partial-Response-Funktion, die durch

$$1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i}$$

definiert ist, einen Ausgangsstrom von Steuersymbolen Q_n (Schritt **48**). Hier sind die Z^{-i} Operatoren, die Verzögerungen von i-mal dem Signalisierungsintervall, d.h. der Zeit zwischen dem Empfang von aufeinander folgenden Eingangsbits an, erzeugen, wenn sie auf Symbole P_n angewendet werden. Folglich ist $Z^{-i}(P_n) = P_{n-i}$. Das Steuersymbol Q_n ist die Summe aus dem vorliegenden Symbol P_n und den K vorhergehenden Symbolen, d.h. $P_{n-1}, P_{n-2}, \dots, P_{n-K}$. Die Steuersymbole Q_n haben Werte, die der Senderkonstellations $\{-(K+1)A/2, -(K+1)A/2+A, -(K+1)A/2+2A, \dots, (K+1)A/2\}$ angehören.

[0033] Die Ganzzahl K kennzeichnet die Form des digitalen Filters **24** und die Bandbreite der modulierten Trägerwelle, die von dem Modulator **20** erzeugt wird. In den Ausführungsformen ist K eine positive Ganzzahl, die größer als Eins ist.

[0034] Das Digitalfilter **24** sendet Steuersymbole Q_n zu dem NRZ-Modulator **25**. Der NRZ-Modulator **25** führt an einer Trägerwelle, die von der Quelle **18** erzeugt worden ist, eine Amplitudenmodulation mit einer NRZ-Wellenform aus, die für die von dem Digitalfilter **24** empfangene Sequenz von Steuersymbolen Q_n repräsentativ ist (Schritt **50**). Während jedes Datenintervalls „n“ entspricht die Amplitude der modulierten Trägerwelle dem laufenden Wert des Steuersymbols Q_n . Negative Werte von Q_n entsprechen Trägerwellen mit einer Amplitude $|Q_n|$ und einer um 180° verschobenen Phase. Der Modulator **20** leitet die modulierte Trägerwelle an den Übertragungskanal **16** weiter (Schritt **52**).

[0035] Durch Verarbeiten der Symbole P_n mit dem Digitalfilter **24** und anschließendes NRZ-Modulieren eines Trägers mit den verarbeiteten Steuersymbolen Q_n wird eine modulierte Trägerwelle erzeugt. Die resultierende modulierte Trägerwelle hat eine Bandbreite, die schmäler als diejenige einer Trägerwelle ist, die durch direktes NRZ-Modulieren der ursprünglichen Trägerwelle mit den Steuersymbolen P_n (oder P_{n-1} , verschoben um einen Betrag von $A/2$) erzeugt wird.

[0036] Damit die Entstehung der spektralen Einnengung verstanden wird, ist anzumerken, dass der Modulator **20** alternative, jedoch äquivalente Beschreibungen besitzt. Oben wurde eine serielle Beschreibung für den Modulator **20** geliefert. Bei der seriellen Beschreibung definieren aufeinander folgende Symbole Q_n seriell die Modulationsamplitude der Trägerwelle während Modulationsperioden, deren Längen einer Zeit „T“ gleich sind. Die Zeit „T“ ist das Signalisierungsintervall zwischen dem Empfang von aufeinander folgenden Eingangsdatenbits an. Alternativ

steht eine parallele Beschreibung für den Modulator **20** zur Verfügung. Bei der parallelen Beschreibung definieren aufeinander folgende Symbole P_n die Modulationsamplitude einer Kopie der Trägerwelle während Perioden, deren Länge gleich $(K+1)T$ ist. Folglich beteiligt die parallele Beschreibung des Modulators **20** Modulationsintervalle, die $(K+1)$ -mal so lang wie die Modulationsintervalle bei der seriellen Beschreibung sind.

[0037] Obwohl die digitalen Eingangsdaten des Systems **10** von [Fig. 1](#) einen Strom aus einzelnen Datenbits a_n bilden, benutzen weitere Ausführungsformen Eingangsdatenwerte a_n , die mehrere Bits digitaler Daten überbringen. In diesen Ausführungsformen überbringt jeder Wert von b_n mehrere Bits digitaler Daten, und jedes Symbol P_n repräsentiert derartige Mehrbitdaten. Genauso entspricht in diesen Ausführungsformen die Sendekonstellation der Symbole Q_n Summen von digitalen Mehrbitdaten.

[0038] Obwohl das Digitalfilter **24** und der NRZ-Modulator **25** von [Fig. 1](#) direkt Komponenten entsprechen, die bei der seriellen Beschreibung Aktionen ausführen, ist die parallele Beschreibung funktionell äquivalent. Außerdem zeigt die parallele Beschreibung deutlich, warum die Bandbreite der modulierten Trägerwelle geringer ist, weil nämlich das Modulationsintervall bei der parallelen Beschreibung $(K+1)$ -mal das Nennmodulationsintervall bei der seriellen Beschreibung ist.

[0039] [Fig. 3](#) zeigt einen Modulator **20'**, dessen Komponenten gemäß der äquivalenten parallelen Beschreibung des Modulators **20** von [Fig. 1](#) funktionieren. Der Modulator **20'** weist einen $(K+1)$ -zyklischen Demultiplexer (DEMUX) **60** auf, der eine Sequenz von Symbolen P_0, P_1, P_2, \dots von der Konstellationsabbildungseinheit **23** empfängt. Der Demultiplexer **60** verteilt zyklisch die empfangenen Symbole an eine Parallelbank von $(K+1)$ NRZ-Modulatoren **62₀** bis **62_K**. Der Modulator **62₀** empfängt das Symbol P_0 in einem ersten Signalintervall, der Modulator **62₁** empfängt das Symbol P_1 im nächsten Signalintervall usw.

[0040] Außerdem haben die Modulatoren **62₀** bis **62_K** einen Eingang für den Empfang einer Kopie der Trägerwelle, die von der Quelle **18** von [Fig. 1](#) erzeugt worden ist. Die verschiedenen Kopien der Trägerwelle weisen keine relativen Phasenunterschiede auf.

[0041] Während die Zeit zwischen aufeinander folgenden Eingangssymbolen des Demultiplexers **60** wieder gleich der Zeit T zwischen dem Empfang von aufeinander folgenden Eingangsdatenbits a_n ist, beträgt die Zeit zwischen aufeinander folgenden Eingangssymbolen für jeden NRZ-Modulator **62_m** $(K+1)T$. Bis zum Empfang eines neuen Eingangssymbols fährt jeder Modulator **62_m** fort, die Trägerwel-

le mit derselben Amplitude zu modulieren. Auf diese Weise erzeugen die Modulatoren **62₀** bis **62_K** optische Signale mit konstanten Amplituden während der zeitlichen Perioden $(K+1)T$. Von den Modulatoren **62₀** bis **62_K** gelangen die modulierten optischen Signale zu einem Summierer **64**, der die einzelnen modulierten Signale überlagert und das Ergebnis an den Kanal **16** sendet.

[0042] Da die von dem Summierer **64** gesendete Welle eine einfache Summierung der von den einzelnen Modulatoren **62₀** bis **62_K** erzeugten Signale ist, ist der Spektralgehalt der gesendeten Welle durch den Spektralgehalt der von diesen Modulatoren **62₀** bis **62_K** erzeugten Signale bestimmt. Dies ergibt sich dadurch, dass eine Fouriertransformierte einer Summe einfach die Summe der Fouriertransformierten der einzelnen zu summierenden Signale ist.

[0043] Da jedes Symbol P_n eine Kopie der Trägerwelle für einen Zeitraum $(K+1)T$ moduliert, haben die Modulatoren **62₀** bis **62_K** effektive Symbolraten von $1/[(K+1)T]$. Folglich ist die effektive Symbolrate im Modulator **20'** oder in äquivalenter Weise im Modulator **20** $1/[(K+1)T]$.

[0044] [Fig. 4](#) zeigt Spektren von Trägerwellen, die von dem Modulator **20** oder **20'** für verschiedene der diese Modulatoren kennzeichnenden Ganzzahlen K erzeugt sind, d.h. für $K = 0, 1, 3$ und 7 .

[0045] Die Datenrate beträgt 40 Gigabits pro Sekunde, d.h. $T = 0,025$ Nanosekunden. Die modulierte Trägerwelle besitzt eine Leistungsdichte $W(K)$, die durch:

$$W(K) \propto [\sin[\pi (K+1)T(f-f_c)] / [\pi(f-f_c)]]^2$$

gegeben ist. Diese Leistungsdichtefunktion hat auf jeder Seite einer mittigen Spitze bei der Trägerfrequenz f_c Nullen. Der Abstand zwischen diesen Nullen ist gleich $2/[(K+1)T]$, d.h. er ist umgekehrt proportional zur Anzahl der Modulatoren **62₀** bis **62_K** in der in [Fig. 3](#) gezeigten parallelen Anordnung.

[0046] Der Abstand zwischen den Nullen der Leistung, die der Trägerfrequenz f_c benachbart sind, bestimmt die Bandbreite des Leistungsspektrums. Die Bandbreite eines Ausgangssignals von dem Modulator **20'** ist etwa proportional zu $(K+1)^{-1}$, d.h. der Bandbreite der Modulatoren **62₀** bis **62_K**, da die von den einzelnen Modulatoren **62₀** bis **62_K** erzeugten Signale summiert worden sind, um das Ausgangssignal des Modulators **20'** zu erzeugen. Folglich erzeugt sowohl der Modulator **20'** als auch der Modulator **20** Trägerwellen, deren Spektrum um einen Faktor von $(K+1)^{-1}$ schmaler als bei herkömmlichen NRZ-modulierten Trägerwellen ist, welche die gleiche Menge an Daten übertragen.

[0047] Diese Bandbreiteneinengung trägt dazu bei, das Übersprechen zwischen benachbarten Übertragungskanälen (CCI) in optischen WDM-Systemen zu verringern, da durch das Einengen Signalüberlappungen zwischen benachbarten Wellenlängenkanälen reduziert werden. Die Verringerung des Übersprechens zwischen benachbarten Übertragungskanälen wird erreicht, indem zwischen aufeinander folgenden Symbolen P_n eine starke Intersymbolinterferenz eingeführt wird, die jedoch im Empfänger leicht beseitigt werden kann, wie weiter unten erläutert wird.

[0048] [Fig. 5](#) ist ein Ablaufplan für ein Verfahren **70**, das von dem Empfänger **14** von [Fig. 1](#) benutzt wird, um einen Strom von geschätzten Datenbits an aus der vom Kanal **16** empfangenen Trägerwelle zu gewinnen. Das empfangene Signal durchläuft das Bandpassfilter **33**, das eine Trägerwelle, z.B. einen Kanal des WDM-Systems, auswählt (Schritt **72**). Für jedes n-te Signalisierungsintervall misst die Erfassungseinheit **32** die momentane Intensität der Trägerwelle und übermittelt den Intensitätsmesswert $M(Q_n^2)$ an den Doppelbegrenzer **28** (Schritt **74**). Die gemessene Intensität kann z.B. die momentane Energie der Trägerwelle sein.

[0049] Aus dem Wert $M(Q_n^2)$ schätzt der Doppelbegrenzer **28** die Intensität Q_n^2 der ursprünglich gesendeten Trägerwelle für das a_n zugeordnete Datenintervall und leitet den Schätzwert $E(Q_n^2)$ an die Einheit **30** für eine inverse Konstellationsabbildung weiter (Schritt **76**). Für die Konstellation der Sendesymbole des Senders **12** mit K gleich eine ungerade Ganzzahl, d.h. $K = 3, 5, 7, \dots$, haben die Intensitäten Q_n^2 der Sendesymbole Werte, die der Konstellation $\{[(K+1)A/2]^2, [(K+1)A/2-A]^2, [(K+1)A/2-2A]^2, \dots, 0\}$ angehören. Der Doppelbegrenzer **28** bestimmt jeden Schätzwert $E(Q_n^2)$ durch Vergleichen der gemessenen Intensität $M(Q_n^2)$ mit einem im Voraus ausgewählten Satz von Schwellenwerten. Die Schwellenwerte definieren einen oberen und einen unteren Grenzwert für die empfangenen Intensitäten, die jedem der gesendeten Intensitätswerte Q_n^2 zugeordnet sind. Die Schwellenwerte variieren für verschiedene Ausführungsformen des Übertragungskanals **16**, da die Kanalbeeinträchtigung und das Rauschen von Kanal zu Kanal verschieden sind. Der Doppelbegrenzer **28** leitet Schätzwerte der Intensitäten $E(Q_n^2)$ seriell an die Einheit **30** für eine inverse Konstellationsabbildung und mit der ursprünglichen Rate für den Empfang von Eingangsdatenbits an an den Sender **12** weiter.

[0050] Von einem empfangenen Wert für $E(Q_n^2)$ bildet die Einheit **30** für eine inverse Konstellationsabbildung den Wert $E(Q_n^2)$ auf einen Wert \hat{a}_n ab (Schritt **78**). Der Wert \hat{a}_n , nämlich der Ausgangsdatenwert vom Empfänger **14**, ist eine Schätzung des ursprünglich gesendeten Datenbits an, das Q_n erzeugte. Fol-

lich beseitigt die inverse Abbildung die Intersymbolinterferenz, die durch den Sender **12** eingeführt wurde, um die Bandbreite der modulierten Trägerwelle zu verringern.

[0051] Der Empfänger **14** wiederholt die Schritte **72**, **74**, **76** und **78** während aufeinander folgender Signalisierungsintervalle, um die Ausgangssequenz der geschätzten Datenbits \hat{a}_n wiederherzustellen, die der Sequenz der Eingangsdatenbits a_n , die von dem Sender **12** empfangen worden sind, entspricht.

[0052] Die inverse Abbildung beruht auf einer Konstellation, bei der verschiedene Werte von Q_n^2 demselben a_n entsprechen. Die Art der Relation zwischen den Q_n^2 -Werten und den a_n -Werten, die von der Einheit **30** für eine inverse Konstellationsabbildung benutzt wird, folgt aus der Art des Senders **12**. Insbesondere ist die inverse Abbildung durch zwei Relationen definiert. Die erste Relation gibt an: Wenn $Q_n^2 = [(K+1)A/2-2LA]^2$ mit L gleich einer Ganzzahl, dann ist a_n gleich Null. Die zweite Relation gibt an: Wenn $Q_n^2 = [(K+1)A/2-(2L+1)A]^2$ mit L gleich einer Ganzzahl, dann ist a_n gleich Eins. Die Einheit **30** für eine inverse Konstellationsabbildung liest einfach den Wert für a_n aus dem Wert $E(Q_n^2)$ und den beiden oben angegebenen Relationen.

[0053] [Fig. 6](#) zeigt eine Ausführungsform **10'** des Kommunikationssystems **10** von [Fig. 1](#), bei dem der Wert von K , der den Sender **12** kennzeichnet, einer geraden Ganzzahl gleich ist, d.h. $2, 4, 6, \dots$ ist. In dem System **10'** weist der Empfänger **14'** einen Kohärentdetektor **32'** auf, dessen Ausgangssignal $M(Q_n)$ ein Messwert sowohl des Betrags als auch des Vorzeichens von Q_n ist.

[0054] [Fig. 7](#) ist ein Ablaufplan für ein Verfahren **70'**, das von dem Empfänger **14'** von [Fig. 6](#) benutzt wird, um einen Strom geschätzter Datenbits an von der vom Kanal **16** empfangenen Trägerwelle zu gewinnen. In diesem Fall misst der Detektor **32'** $M(Q_n)$, was sowohl die Amplitude als auch die Phase (d.h. ein Vorzeichen) der empfangenen Trägerwelle in jedem Signalisierungsintervall liefert (Schritt **74'**). Aus dem Wert $M(Q_n)$ schätzt der Doppelbegrenzer **28'** Q_n der ursprünglich gesendeten Trägerwelle für das a_n zugeordnete Datenintervall und leitet den Schätzwert $E(Q_n)$ an die Einheit **30'** für eine inverse Konstellationsabbildung weiter (Schritt **76'**). Für den Sender **12** gehören die Q_n für Sendesymbole der Konstellation $\{-(K+1)A/2, -(K+1)A/2+A, -(K+1)A/2+2A, \dots, +(K+1)A/2\}$ an. Der Doppelbegrenzer **28'** bestimmt jeden Schätzwert $E(Q_n)$ durch Vergleichen des gemessenen Signals $M(Q_n)$ mit einem im Voraus ausgewählten Satz von Schwellenwerten. Die Schwellenwerte definieren einen oberen und einen unteren Grenzwert für das empfangene Signal, die jedem der gesendeten Werte Q_n zugeordnet werden. Die Schwellenwerte variieren für verschiedene Ausführungs-

rungsformen des Übertragungskanal **16**. Der Doppelbegrenzer **28'** sendet Schätzwerte $E(Q_n)$ seriell an die Einheit **30'** für eine inverse Konstellationsabbildung und mit der ursprünglichen Rate für den Empfang von Eingangsdatenbits an den Sender **12**.

[0055] Von einem empfangenen Wert $E(Q_n)$ ausgehend bildet die Einheit **30'** für eine inverse Konstellationsabbildung den Wert $E(Q_n)$ auf einen Wert a_n ab (Schritt **78'**). Der Wert von a_n , nämlich der Ausgangsdatenwert vom Empfänger **14'**, ist eine Schätzung des ursprünglich gesendeten Datenbits a_n , das Q_n erzeugte. Folglich beseitigt die inverse Abbildung die Intersymbolinterferenz wieder, die durch den Sender **12** eingeführt wurde, um die Bandbreite der modulierten Trägerwelle zu verringern.

[0056] Die inverse Abbildung beruht auf einer Konstellation, bei der mehrere Werte Q_n demselben a_n entsprechen. Insbesondere ist die inverse Abbildung durch zwei Relationen definiert. Die erste Relation gibt an: Wenn $Q_n = -(K+1)A/2 + 2LA$ mit L gleich einer Ganzzahl, dann ist a_n gleich Null. Die zweite Relation gibt an: Wenn $Q_n = -(K+1)A/2 + (2L+1)A$ mit L gleich einer Ganzzahl, dann ist a_n gleich Eins. Die Einheit **30'** für eine inverse Konstellationsabbildung liest einfach den Wert für a_n aus dem Wert $E(Q_n)$ und den beiden oben angegebenen Relationen.

[0057] Die oben angegebenen Relationen zwischen Q_n^2 und a_n , wenn K eine ungerade Ganzzahl ist, und zwischen Q_n und a_n , wenn K eine gerade Ganzzahl ist, folgen aus Relationen zwischen Symbolen Q_n der Senderkonstellation und den Eingangsdatenbits a_n . Es ist zu beachten, dass aus $b_n = b_{n-K} \oplus b_{n-K+1} \oplus \dots \oplus b_{n-1} \oplus a_n$ im Vocoder **22** folgt, dass $a_n = b_{n-K} \oplus b_{n-K+1} \oplus \dots \oplus b_{n-1} \oplus b_n$. Für Ganzzahlen $m = n-K, n-K+1, \dots, n-1, n$ wählt jedes b_m einen Wert P_m in der Konstellationsabbildungseinheit **23**. Der Wert von P_m ist gleich $-A/2$ für $b_m = 0$ und ist gleich $+A/2$ für $b_m = 1$. Es folgt für jede gerade oder ungerade Ganzzahl K , dass die Sendesymbole $Q_n = -(K+1)A/2 + 2LA$ genügen, wenn a_n Null ist, und $Q_n = -(K+1)A/2 + (2L+1)A$ genügen, wenn a_n Eins ist. Für K ungerade vereinfachen sich die oben angegebenen Relationen zur Konstellation der Sendesymbole, da beide, Q_n und $-Q_n$, auf denselben Wert von a_n abbilden.

[0058] **Fig. 8** zeigt einen alternativen, jedoch funktionell äquivalenten Sender **12'** für das Kommunikationssystem **10** von **Fig. 1**. In dem Sender **12'** bildet das digitale Filter **24'** eine Summe D_n aus dem vorliegenden Bit b_n und den K vorhergehenden Bits $b_{n-K}, b_{n-K+1}, \dots, b_{n-1}$, die von dem Vocoder **22** empfangen wurden, und leitet die Summe an die Konstellationsabbildungseinheit **23'** weiter. Die Konstellationsabbildungseinheit **23'** bildet die $(K+2)$ möglichen D_n -Werte $0, 1, 2, \dots, K+1$ auf entsprechende Werte $\{-(K+1)A/2, -(K+1)A/2 + A, -(K+1)A/2 + 2A, \dots, (K+1)A/2\}$ einer $(K+2)$ -Symbolkonstellation für Q_n ab. Die Sequenz

von Symbolen Q_n liefert eine Wellenform, die benutzt wird, um in dem NRZ-Modulator **25** eine Trägerwelle zu modulieren, wie schon für den Sender **12** der **Fig. 1** und **Fig. 2** beschrieben worden ist.

[0059] Obwohl die oben beschriebenen Ausführungsformen einen Vocoder **22** und einen speziellen Vocoder-Algorithmus aufweisen, ist die Erfindung nicht auf einen Sender **12** mit dem Vocoder **22** von **Fig. 1** beschränkt. Der oben beschriebene Vocoder **22** vereinfacht die Verarbeitung durch den Empfänger. Ausführungsformen ohne Vocoder **22** würden einen anderen Algorithmus benutzen, um geschätzte Datenbitwerte \hat{a}_n aus den Messwerten $M(Q_n^2)$ oder $M(Q_n)$ für das empfangene Signal zu erhalten.

[0060] **Fig. 9** ist eine Tabelle, die Übertragungsbandbreiten und Empfangsempfindlichkeiten für verschiedene Wahlen der das Digitalfilter **24** von **Fig. 1** kennzeichnenden Ganzzahl K zeigt. In der Tabelle sind die Empfangsempfindlichkeiten als das Verhältnis des minimalen quadrierten Abstands zwischen den Übertragungssymbolen Q_n in der Konstellation, geteilt durch die mittlere Intensität, d.h. Q_n^2 , der Übertragungssymbole Q_n in der Konstellation definiert. Für eine bestimmte Datenrate kann die Signalbandbreite immerhin um 50 % verringert werden, indem ein größerer Wert für K benutzt wird und indem 3 dB der Empfangsempfindlichkeit geopfert werden. Dies ist beispielsweise der Fall, wenn K in der Tabelle von 1 auf 3, von 3 auf 5 oder von 7 auf 15 erhöht wird. Dementsprechend kann für eine gegebene Signalbandbreite die Datenrate verdoppelt werden, indem ein größerer Wert für K benutzt wird und indem 6 dB der Empfangsempfindlichkeit geopfert werden. Der Verlust ist 3dB höher als vorhin, da das Verdoppeln der Datenrate die Energie für jedes Bit um die Hälfte vermindert. Dies sollte mit einem herkömmlichen Modulator verglichen werden, der eine einfache Pulsamplitudenmodulation ausführt. Bei einem derartigen Modulator kostet das Erhöhen der Datenübertragungsrate um ungefähr ein Bit pro Hertz ungefähr 6 dB der Empfangsempfindlichkeit. Folglich ist der neuartige Modulator **20** viel effizienter als der herkömmliche Modulator. Beispielsweise sollte der neuartige Modulator **20** für zukünftige optische Kommunikationssysteme, die Datenraten von mehr als 10 Gigabits pro Sekunde haben werden, vorteilhaft sein.

[0061] Nun wieder zu **Fig. 1**: Um die Empfangsempfindlichkeit zu verbessern, benutzen einige Ausführungsformen des Empfängers **14** einen Viterbi-Decoder, um Schätzwerte für \hat{a}_n direkt aus den gemessenen Signalwerten $M(Q_n^2)$ und $M(Q_n)$ zu erhalten. Da die Benutzung eines Viterbi-Decoders eine Verarbeitung des empfangenen Signals bei der vollen Symbolrate erfordert, sind diese Ausführungsformen weniger zweckmäßig, wenn sich die Symbolrate 10 Gigabits pro Sekunde nähert oder höhere Werte er-

reicht.

[0062] Weitere Ausführungsformen benutzen Fehlerkorrekturcodes, um die Empfangsempfindlichkeit zu verbessern.

[0063] Fehlerkorrekturcodes erfordern keine Verarbeitung empfangener Signale mit vollen Symbolraten. Stattdessen kann in dem Sender **12** eine Bank von Codierern parallel betrieben werden, und in dem Empfänger **14** kann eine Bank von Decodierern parallel betrieben werden. Fehlerkorrekturcodes, die mit dem System **10** und **10'** von [Fig. 1](#) und [Fig. 6](#) verträglich sind, umfassen Reed-Solomon-Codes, punktierte Faltungscodes mit geringer Redundanz und Verkettungen dieser Codes.

[0064] In verschiedenen Ausführungsformen moduliert der Modulator **20** die Trägerwelle sowohl mit positiven als auch mit negativen Modulationsamplituden Q_n , d.h. die negativen Modulationsamplituden führen eine Phasenverschiebung von 180° ein. Wenn sowohl positive als auch negative Modulationsamplituden verwendet werden, können die mittleren Signalintensitäten im Kanal **16** niedriger gehalten werden. In einem optischen Übertragungskanal reduzieren die geringeren Intensitäten nichtlineare Effekte, die die Übertragung beeinträchtigen.

[0065] Weitere Ausführungsformen des Modulators **20** verwenden nur positive Modulationsamplituden, um die Trägerwelle zu modulieren.

[0066] Angesichts der Beschreibung, der Zeichnung und den Ansprüchen dieser Anmeldung werden dem Fachmann auf dem Gebiet weitere Ausführungsformen der Erfindung offensichtlich sein.

Patentansprüche

1. Verfahren für ein Senden eines Stroms von digitalen Datenwerten, umfassend:

Erzeugen (**46, 48**) eines Stroms von Symbolen (Q_n); und

Modulieren (**50**) einer Trägerwelle mit dem erzeugten Strom von Symbolen;

DADURCH GEKENNZEICHNET, DASS der Erzeugungsschritt das Verarbeiten (**48**) der digitalen Datenwerte mit einer Partial-Response-Funktion umfasst, die durch

$$\left[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i} \right]$$

definiert ist, wobei die Ganzzahl K größer als Eins ist, und die Funktionen Z^{-i} die digitalen Datenwerte um i -mal den Zeitraum zwischen jeweils aufeinander folgenden digitalen Datenwerten verzögern.

2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei das Modu-

lieren ein Amplitudenmodulieren der Trägerwelle mit einer Non-return-to-zero-Wellenform (**25**), deren Amplitude durch eine Sequenz der Symbole sequenziell definiert ist, umfasst.

3. Verfahren nach Anspruch 1, wobei das Modulieren ein Amplitudenmodulieren eines Lichtwellenträgers umfasst.

4. Verfahren nach Anspruch 3, wobei das Modulieren ein Amplitudenmodulieren der Trägerwelle mit einer Non-return-to-zero-Wellenform (**25**), deren Amplitude durch eine Sequenz der Symbole sequenziell definiert ist, umfasst.

5. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Ganzzahl K ungerade ist.

6. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die digitalen Datenwerte Datenbits sind.

7. Sender für digitale Daten, umfassend: einen Modulator (**24, 25**) mit einem Eingang für ein Trägersignal und einem Eingang für einen ersten Strom von Symbolen (P_n), die digitale Datenwerte (b_n) darstellen, wobei der Modulator dafür ausgelegt ist, das Trägersignal mit den sequenziellen Werten der Symbole (Q_n) eines zweiten Stroms zu modulieren;

DADURCH GEKENNZEICHNET, DASS der Modulator derart ausgelegt ist, dass er jedes Symbol des zweiten Stroms als Summe aus dem vorliegenden Symbol und den letzten K Symbolen des ersten Stroms erzeugt, wobei die Ganzzahl K größer als Eins ist; und

der Modulator ein Filter (**24**) aufweist, das dafür ausgelegt ist, die Symbole des ersten Stroms mit einer Partial-Response-Funktion zu verarbeiten, die durch

$$\left[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i} \right]$$

definiert ist, wobei die Funktionen Z^{-i} Symbole um i -mal den Zeitraum zwischen jeweils aufeinander folgenden Eingangssymbolen verzögern.

8. Sender nach Anspruch 7, wobei der Modulator einen Non-return-to-zero-Modulator (**25**) aufweist, der derart konfiguriert ist, dass er das Trägersignal mit einer Non-return-to-zero-Wellenform moduliert, deren Amplitude durch die Sequenz der Symbole in dem zweiten Strom sequenziell definiert ist.

9. Sender nach Anspruch 7, wobei der Modulator derart konfiguriert ist, dass er einen Lichtwellenträger moduliert.

10. Sender nach Anspruch 9, wobei der Modulator einen Non-return-to-zero-Modulator (**25**) aufweist, der derart konfiguriert ist, dass er den Lichtstrahl mit

einer Non-return-to-zero-Wellenform moduliert, deren Amplitude durch die Sequenz der Symbole in dem zweiten Strom sequenziell definiert ist.

11. Sender nach Anspruch 7, wobei die Ganzzahl K ungerade ist.

12. Sender nach Anspruch 7, wobei die digitalen Datenwerte Datenbits sind.

13. Empfänger, umfassend:
einen Detektor (**26**), um ein modulierte Trägersignal von einem Sender (**12**) zu empfangen; und
eine Abbildungseinheit (**30**), die derart konfiguriert ist, dass sie das empfangene Signal benutzt, um für eingehende digitale Werte, die einem Strom von Eingangssymbolen zugeordnet sind, der von dem Sender benutzt worden ist, um ein Trägersignal zu modulieren, Werte zu bestimmen,
DADURCH GEKENNZEICHNET, DASS
die Abbildungseinheit derart konfiguriert ist, dass sie für das Trägersignal, das durch einen Strom von Steuersymbolen (Q_n) moduliert worden ist, der durch Verarbeiten (**48**) eines Stroms von eingehenden digitalen Datenwerten mit einer Partial-Response-Funktion gebildet worden ist, die durch

$$\left[1 + \sum_{i=1}^K Z^{-i} \right]$$

definiert ist, wobei die Ganzzahl K größer als Eins ist, und die Funktionen Z^{-i} die eingehenden digitalen Datenwerte um i-mal den Zeitraum zwischen jeweils aufeinander folgenden eingehenden digitalen Datenwerten verzögern, Werte bestimmt.

14. Empfänger nach Anspruch 13, wobei der Detektor Lichtintensitäten (**32**) bestimmt.

15. Empfänger nach Anspruch 13, wobei die Abbildungseinheit eine Einheit (**30**) für eine inverse Konstellationsabbildung aufweist, die auf einer Konstellation von Übertragungssymbolen basiert, bei der wenigstens zwei der Übertragungssymbole dem gleichen Wert für einen der Eingangsdatenwerte entsprechen.

16. Empfänger nach Anspruch 13, wobei die eingehenden digitalen Datenwerte Datenbits darstellen.

Es folgen 9 Blatt Zeichnungen

FIG. 1

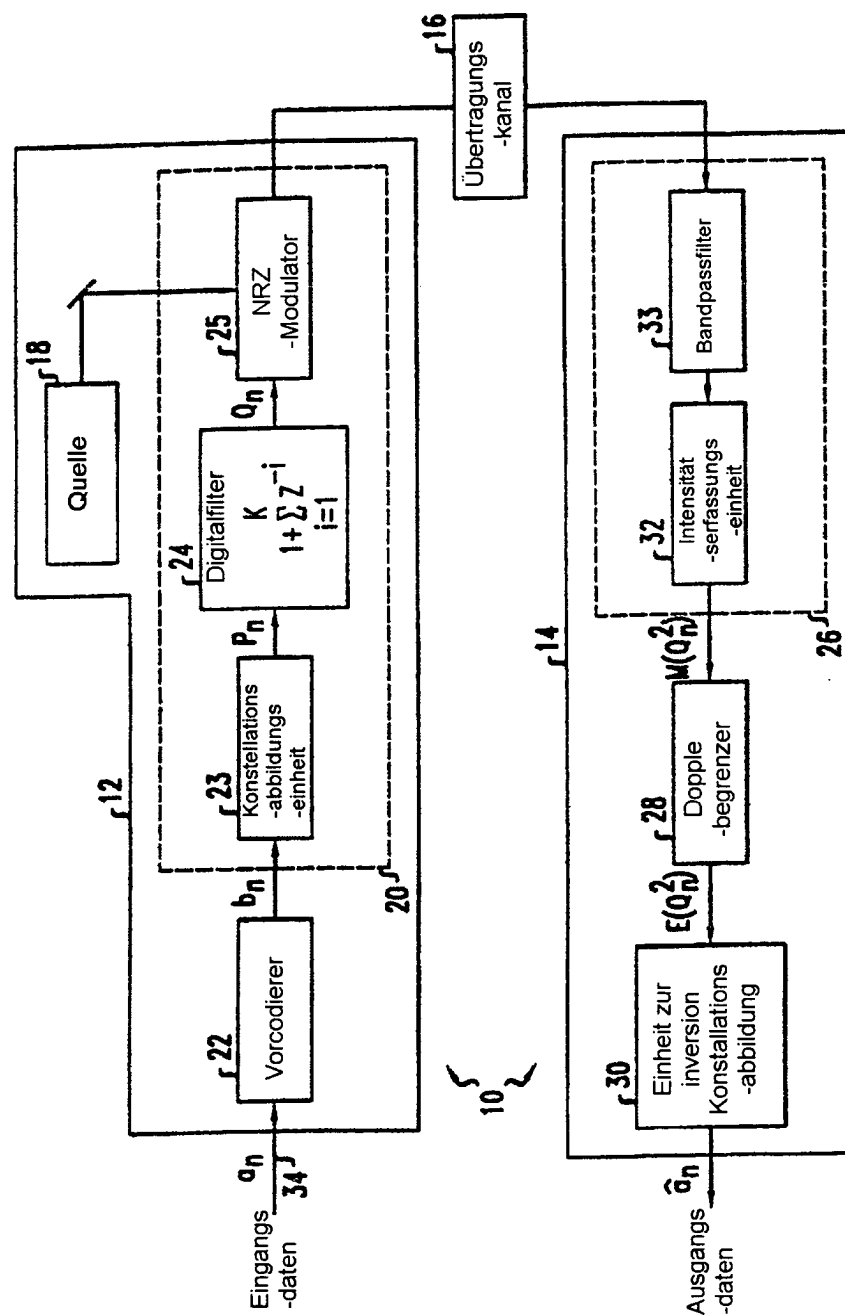


FIG. 2

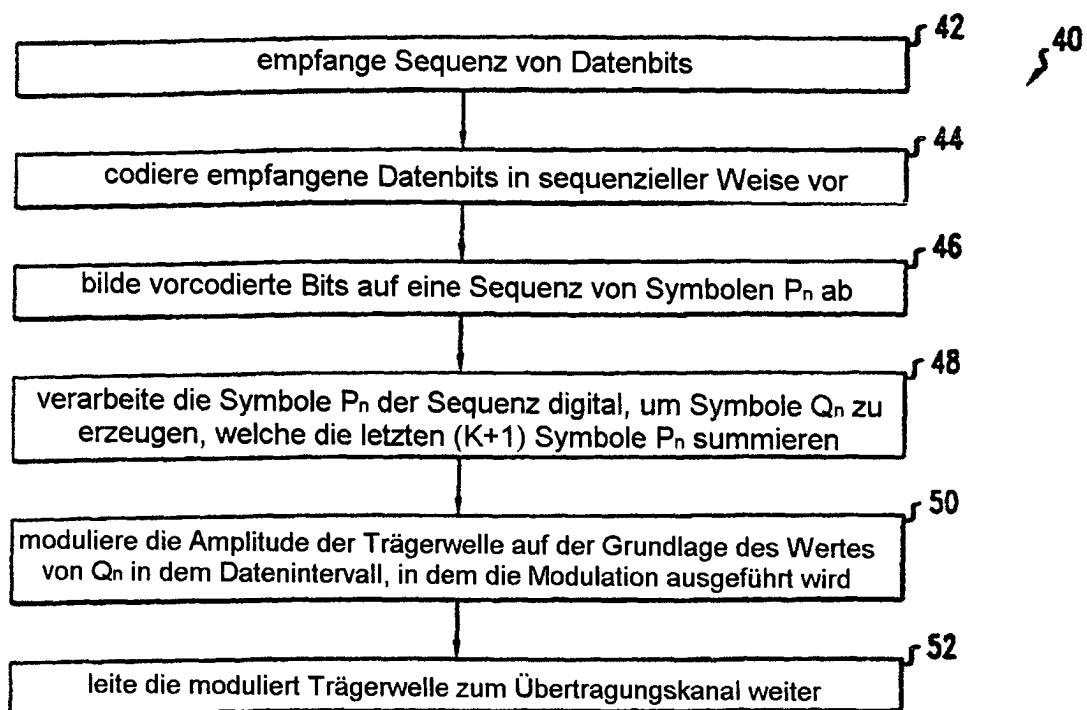


FIG. 3

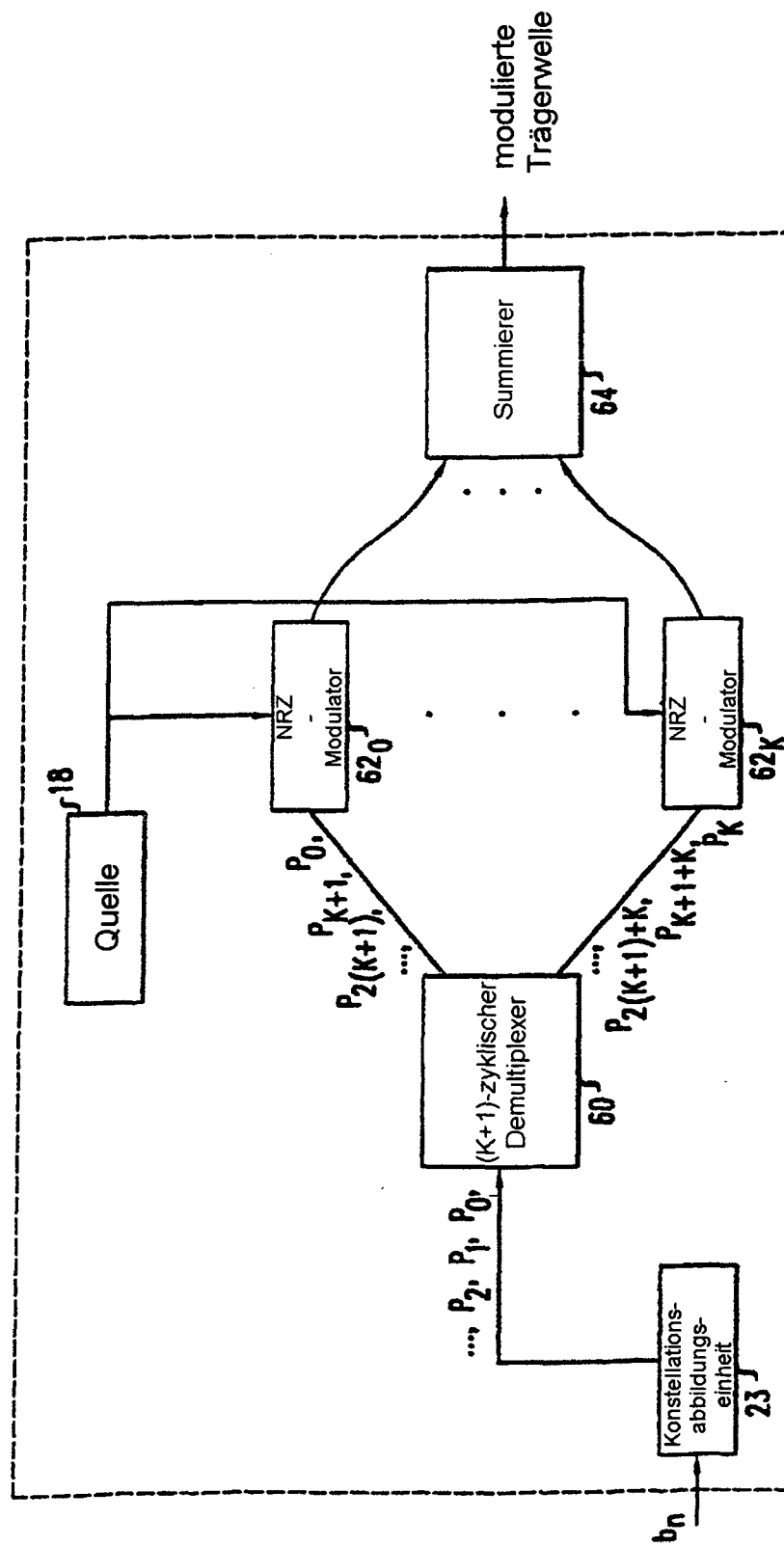
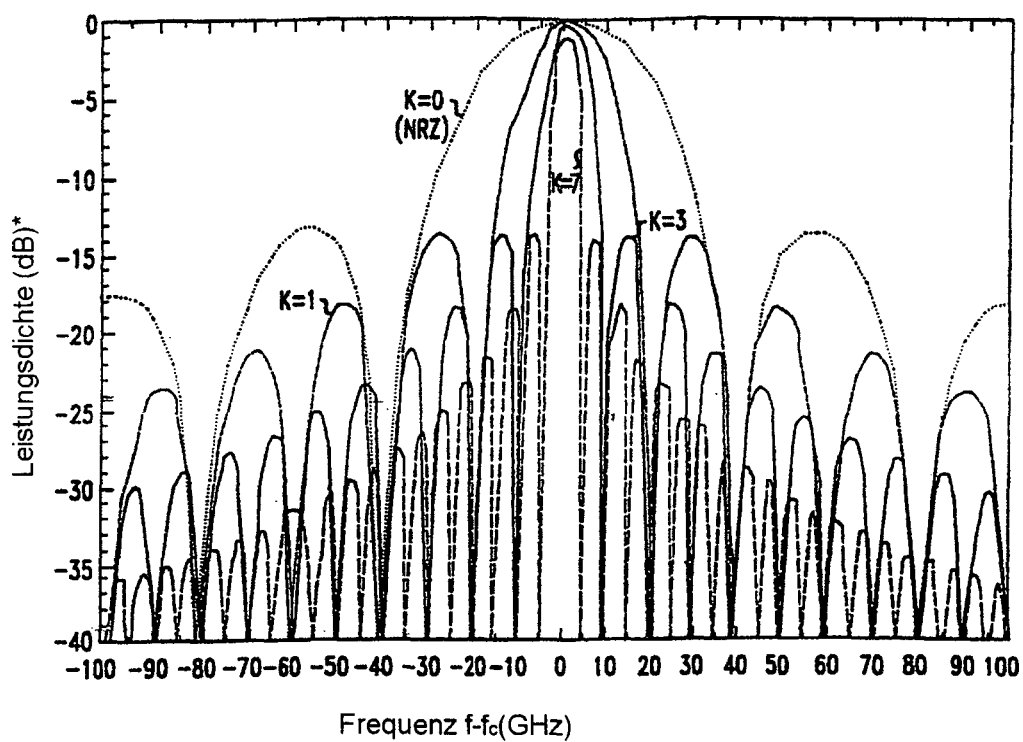


FIG. 4



- NRZ
 ————— $1+Z^{-1}$ (duobinär)
 ————— $1+Z^{-1}+Z^{-2}+Z^{-3}$
 - - - - - $1+\sum_{i=1}^7 Z^{-i}$

*in Bezug auf die Dichte bei $f = f_c$

FIG. 5

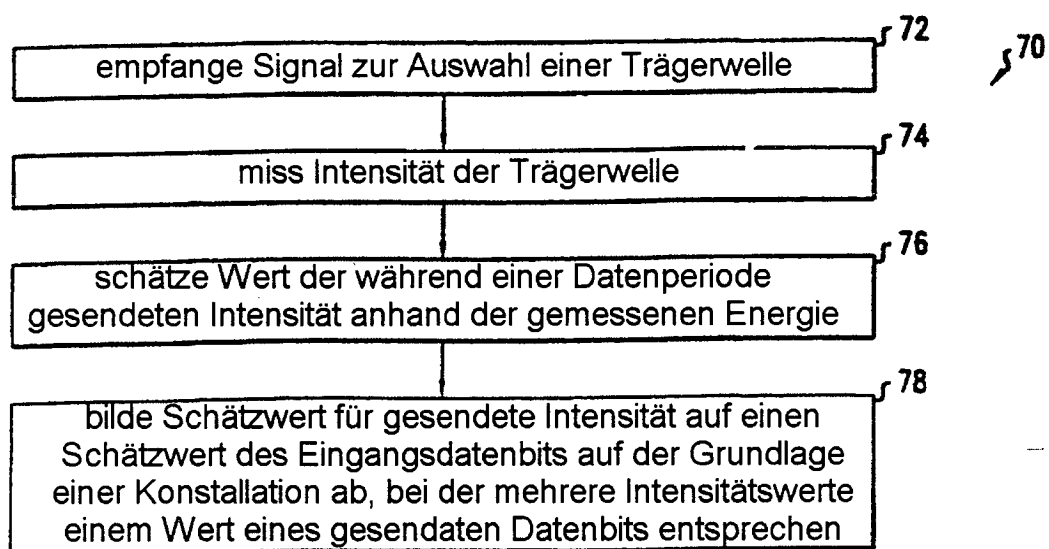


FIG. 6

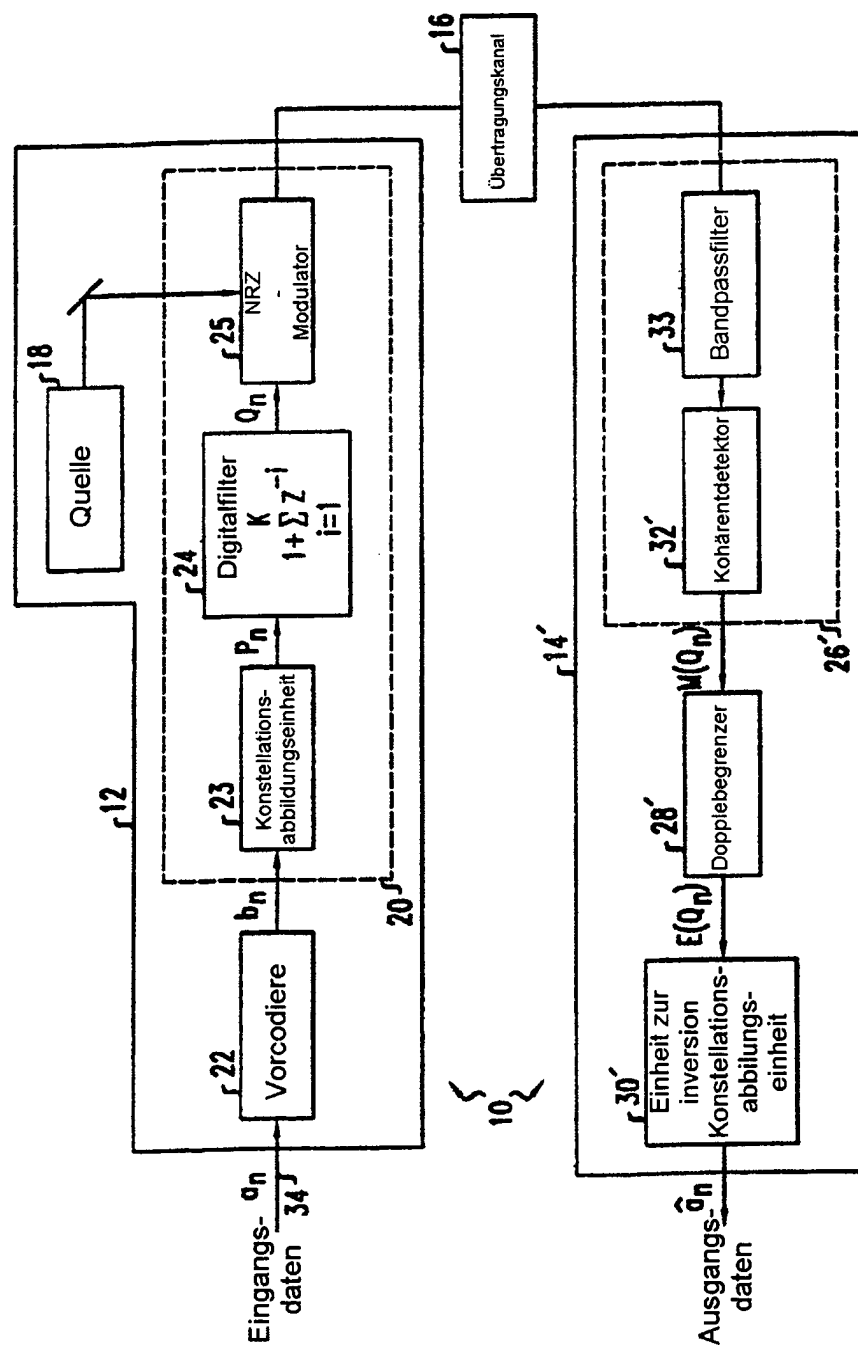


FIG. 7

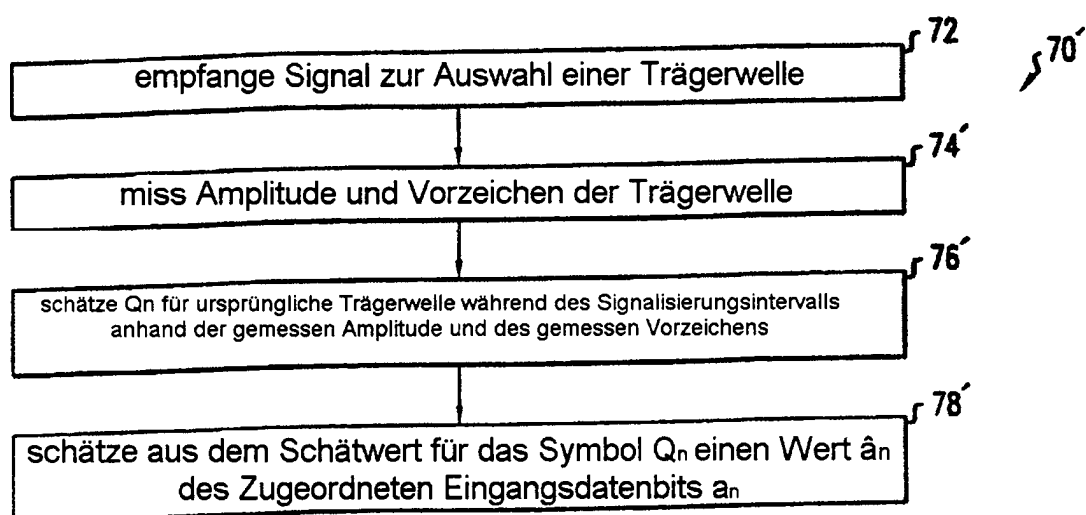


FIG. 8

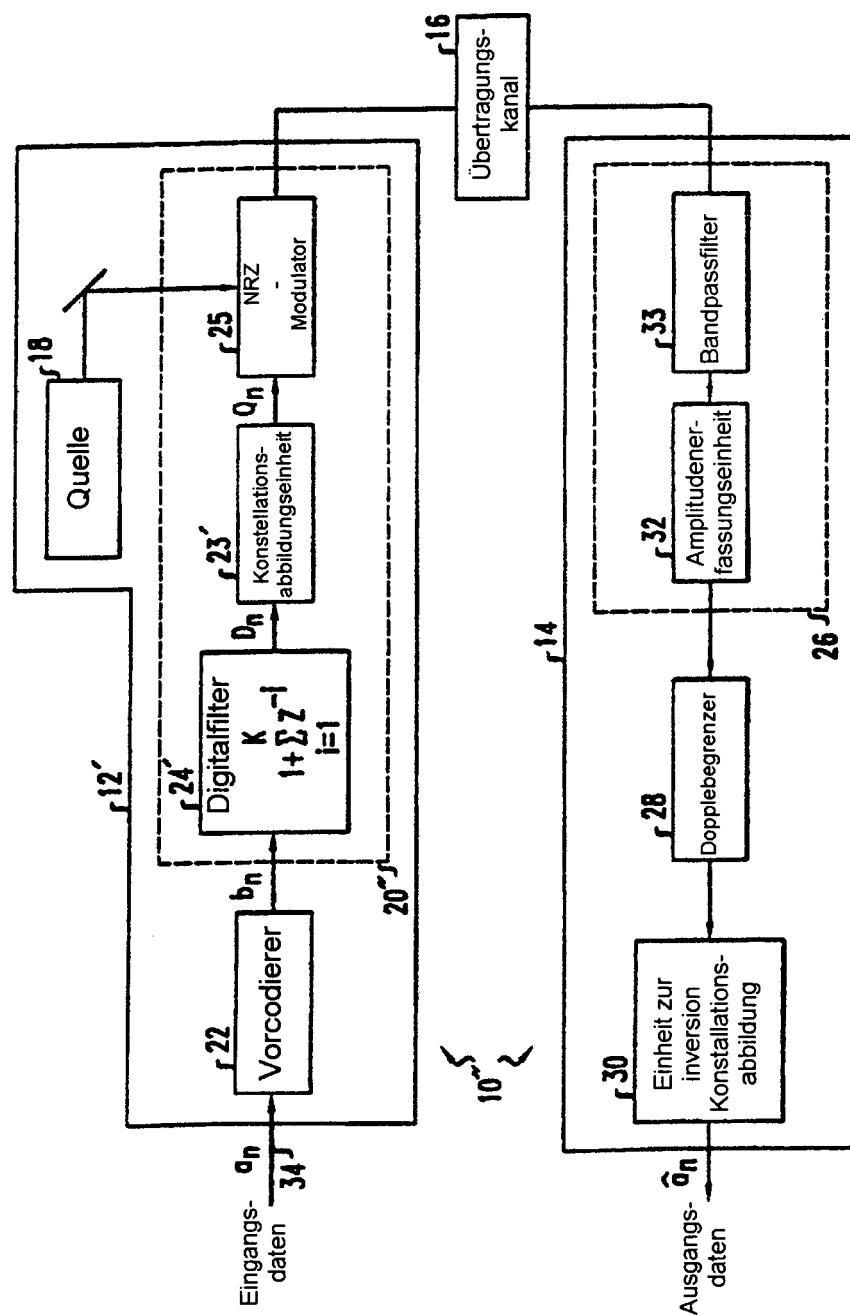


FIG. 9

Digitalfilter	normierte Signalband- breite*	Verlust an Empfangs- sempfindlichkeit (dB)*	Anzahl der Sender- Signal- amplituden Q_n	Anzahl der Empfänger- Signal- amplituden Q_n^2
$1 + \sum_{i=1}^1 z^{-i}$ (duobinär)	$\frac{1}{2}$	0	3	2
$1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3}$	$\frac{1}{4}$	3	5	3
$1 + \sum_{i=1}^5 z^{-i}$	$\frac{1}{6}$	4.8	7	4
$1 + \sum_{i=1}^7 z^{-i}$	$\frac{1}{8}$	6	9	5
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$1 + \sum_{i=1}^{15} z^{-i}$	$\frac{1}{16}$	9	17	9

*in Bezug auf eine Grunlinie Ein/Aus NRZ-Modulation