



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 60 2005 003 942 T2** 2008.12.18

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 754 311 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **60 2005 003 942.2**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/FR2005/001350**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **05 775 230.5**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2006/005835**

(86) PCT-Anmeldetag: **01.06.2005**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **19.01.2006**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **21.02.2007**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **19.12.2007**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **18.12.2008**

(51) Int Cl.⁸: **H03M 13/29** (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)

H03M 13/33 (2006.01)

(30) Unionspriorität:

0406290 10.06.2004 FR

(73) Patentinhaber:

**Centre National de la Recherche Scientifique
(CNRS) Etablissement Public a Caractere
Scientifique et Technologique, Paris, FR; Institut
National Polytechnique de Grenoble, Grenoble,
FR**

(74) Vertreter:

COHAUSZ & FLORACK, 40211 Düsseldorf

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,
GR, HU, IE, IS, IT, LI, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO,
SE, SI, SK, TR**

(72) Erfinder:

**GELLER, Benoit, F-75005 PARIS, FR; BARBOT,
Jean-Pierre, F-92130 ISSY LES MOULINEAUX, FR;
BROSSIER, Jean-Marc, 38400 SAINT MARTIN
D'HERES, FR; VANSTRACEELE, Christophe,
F-25000 Besancon, FR**

(54) Bezeichnung: **SYSTEM ZUR KOMPENSATION DER PHASENVERSCHIEBUNG EINES TURBODEKODIERERS**

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 System und ein Verfahren zum Kompensieren der Phasenverschiebung für einen Turbodecodierer mit Blöcken.

[0002] Bisher wurden Turbocodes als die wirkungsvollsten Codierschemata für vorwärts gerichtete Fehlerkorrekturen betrachtet (Forward Error Correction – FEC).

[0003] Das Prinzip des Turbocodes wurde erstmals anlässlich der Konferenz ICC '93 in Genf von C. Berrou, A. Glavieux und Thitimajshima vorgestellt. Dieses Dokument stellt eine iterative Decodierung von zwei konvolutionen Codes vor, die über einen nicht-gleichförmigen Interlacer parallel verkettet sind. Die Decodierung wird durch einen SISO-Decodierer vorgenommen (Soft Input/Soft Output), der auf einem MAP-(Maximum a Posteriori)Algorithmus basiert.

[0004] 1993 wurde in der EP 0 654 910, die von France Télécom eingereicht und hierin durch Bezugnahme eingeschlossen ist, ein Turbocode beschrieben, der auf Codeblöcken basiert. Dieser Turbocode verwendet die iterative Decodierung von zwei BCH-Codes, (Code Bosc-Hacquengheim-Chaudhuri), die über einen gleichförmigen Interlacer in Reihe verkettet sind. Die Decodierung verwendet einen neuartigen SISO-Decodierer, der für Blockcodes ausgelegt ist. Dieser Decodieralgorithmus ist unter der Bezeichnung Pyndiah-Algorithmus bekannt.

[0005] Die Turbocodes weisen bemerkenswerte Leistungen auf, die sich dem theoretischen Limit von Shannon nähern.

[0006] Sie erfordern jedoch eine perfekte Synchronisation auf der Empfangsebene, was in dem Fall von Signalen nicht realistisch ist, die einen schwachen Rauschabstand aufweisen, dem bevorzugten Verwendungsbereich dieser Decodieralgorithmen.

[0007] Tatsächlich wurde von Oh und Cheung ("Joint Decoding and Carrier Phase Recovery Algorithm for Turbo Codes", Wangrok Oh und Kyungwhoon Cheung, IEEE Communications Letters, Band 5, Nr. 9, September 2001, S. 375) festgestellt, dass ein Phasenfehler eine Verschlechterung der Bitfehlerrate (Bit Error Rate – BER) nach sich zieht.

[0008] Oh und Cheung beschreiben in diesem Dokument ebenfalls eine adaptive Regelschleifenvorrichtung, die es gestattet, die Phasenverschiebung auf der Ebene des Decodierers zu kompensieren. Diese Kompensation wird ausgehend von der geschätzten Leistung der extrinsischen Werte des Decodierers oder der geschätzten Leistung der logarithmischen Wahrscheinlichkeitsverhältnisse am Ausgang des zweiten Decodierers berechnet.

[0009] Obwohl Oh und Cheung als Beispiel eine konvolutive Turbodecodierung nehmen, besteht das Problem auch für die Turbocodes mit Blöcken und insbesondere für den Pyndiah-Decodierer.

[0010] Das Ziel der Erfindung ist daher, einen Turbodecodierer mit Blöcken zu erhalten, der einer Phasenverschiebung gegenüber unempfindlich ist.

[0011] Des Weiteren ist anzumerken, dass die Veröffentlichung von Lottici F. und Luise M. "Embedding Carrier Phase Recovery Into Iterative Decoding of Turbo-Coded Linear Modulations", IEEE Transactions on Communications, Band 52, Nr. 4, April 2004, Seite 661–669, ein Verfahren zum Wiedergewinnen der Phase beschreibt, bei dem die Soft-Ausgänge eines Turbodecodierers verwendet werden. Die Berechnung der Phasenverschiebung verwendet den Mittelwert für einen Block mit Daten der Wahrscheinlichkeitsverhältnisse (LLR), die mit Systemdaten verknüpft sind. D1 gibt an, dass der Beitrag der Symbole mit schwacher Zuverlässigkeit vernachlässigbar ist.

[0012] Des Weiteren beschreibt das Dokument US 2002/0097814 A (Eidson et al., 25. Juli 2002) ein Verfahren zur Phasenwiedergewinnung, bei dem die Zuverlässigkeit der Symbole verwendet wird, die durch einen Turbodecodierer mit serieller Verkettung geschätzt werden. Eine Phasenverschiebung wird berechnet, indem der Mittelwert der Phasenverschiebungen zwischen den empfangenen Symbolen und den geschätzten Symbolen, die nach geschätzter Zuverlässigkeit gewichtet werden, berechnet wird. Die Schätzung der Symbole wird von den extrinsischen Informationen des internen SISO-Decodierers des seriellen Turbodecodierers abgeleitet.

[0013] Gegenstand der Erfindung ist daher ein Turbocode-Empfangssystem eines von einem Sendesystem gesendeten Signals, wobei dieses Signal vom Sender einer Turbocodierung und einer digitalen Modulation unterzogen wird, dadurch gekennzeichnet, dass es aufweist:

- einen Soft-Demapper, der in der Lage ist, das modulierte Signal zu empfangen und es in eine Folge von Wörtern umzuwandeln, wobei jedes Wort aus n Bits zusammengesetzt ist und jedes Bit mit einem Zuverlässigkeitswert des Bitwerts verbunden ist, dessen Ausgang verbunden ist mit
- einem Turbodecodierer, der in der Lage ist, eine Liste von Wörtern, die den decodierten digitalen Daten entsprechen, sowie einen Zuverlässigkeitsvektor (LLR_{out}) des Ergebnisses zu erzeugen, das jedem Wort zugeordnet ist und den Zuverlässigkeitswert jedes Bits des Worts enthält, wobei dieser Turbodecodierer ein Turbodecodierer mit Blöcken ist, der einen iterativen SISO-Decodierer aufweist derart, dass der Eingang (R_m) des SISO-Decodierers gleich dem Vektor (R) der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demappers summiert mit dem Produkt aus einem Koeffizienten (α) und der Differenz zwischen dem Ausgang (R'_m) des SISO-Decodierers bei der vorhergehenden Iteration und dem Vektor (R) der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demappers ist, und ebenfalls eine adaptive Regelschleife aufweist, die aufweist:
- einen Messgenerator, dessen Eingang mit dem Ausgang des Turbodecodierers verbunden ist, um den Zuverlässigkeitsvektor (LLR_{out}) des Ergebnisses zu empfangen, und der in der Lage ist, diesen Vektor in ein Zuverlässigkeitsmaß ($M(I)$) umzuwandeln, das gleich dem Mittelwert der kleinsten Zuverlässigkeitswerte der Bits des Worts ist, übertragen an
- einen Phasenverschiebungsschätzer, der in der Lage ist, den Abstand zwischen der dem empfangenen Zuverlässigkeitsmaß ($M(I)$) entsprechenden Phase und derjenigen zu berechnen, die dem Maximum dieses Maßes entspricht, dessen Ausgang verbunden ist mit
- einem Phasenkompensator, der vor dem Soft-Demapper angeordnet und in der Lage ist, das eingehende Signal des vom Schätzer berechneten Phasenwerts (ϕ) zu korrigieren.

[0014] Gemäß den besonderen Ausführungsmodi umfasst das System eines oder mehrere der folgenden Merkmale:

- das Zuverlässigkeitsmaß ($M(I)$) ist gleich dem Mittelwert der Zuverlässigkeitswerte, die deutlich unter einem bestimmten Wert liegen,
- der Phasenverschiebungsschätzer schätzt die Phasenverschiebung, indem er annimmt, dass das Zuverlässigkeitsmaß ($M(I)$) eine parabolische Funktion der Phasenverschiebung ist,
- der Phasenverschiebungsschätzer schätzt die Phasenverschiebung als die Summe der Schätzung (ϕ_0) für das vorhergehende Codewort und einer gewichteten Konstanten ($\Delta\phi$), wobei ein Rechenintervall so definiert wird, dass es als Zentrum die Schätzung (ϕ_0) für das vorhergehende Codewort und als Halbbreite die Konstante ($\Delta\phi$) hat, und die Gewichtung der Konstanten das Verhältnis zwischen der Differenz zwischen den Zuverlässigkeitswerten ($M(\phi_1)$, $M(\phi_2)$) an den Enden des Rechenintervalls und dem vierfachen Zuverlässigkeitswert ($M(\phi_0)$) bei der vorhergehenden Schätzung, verringert um das Doppelte der Summe der Zuverlässigkeitswerte ($M(\phi_1)$, $M(\phi_2)$) an den Enden des Rechenintervalls ist,
- die Modulation ist eine QAM-Modulation,
- ein Descrambler oder ein Deinterlacer ist zwischen den Soft-Demapper und den Turbodecodierer eingefügt,
- das System zur Übertragung eines Stroms von digitalen Binärdaten weist ein Empfangssystem auf,
- ein Scrambler oder ein Interlacer ist zwischen den Kanalcodierer und den Modulator eingefügt, und ein Descrambler bzw. ein Deinterlacer ist zwischen den Soft-Demapper und den Turbodecodierer eingefügt.

[0015] Gegenstand der Erfindung ist ferner ein Verfahren für den Empfang eines turbocodierten und modulierten digitalen Signals, das die folgenden Schritte aufweist:

- a) Empfang eines Elements der Konstellation der Modulation,
- b) Soft-Demapping dieses Elements, um ein Wort mit n Bits zu erhalten, wobei jedes Bit einem Zuverlässigkeitswert des Werts dieses Bits zugeordnet ist,
- c) Turbodecodierung dieses Worts von n Bits, die ein anderes Wort, das den decodierten digitalen Daten entspricht, sowie einen Zuverlässigkeitsvektor dieses Ergebnisses liefert, der den Zuverlässigkeitswert jedes Bits des Worts enthält, wobei diese Turbodecodierung eine Turbodecodierung mit Blöcken ist, die eine derartige iterative SISO-Decodierung aufweist, dass der Eingang der SISO-Decodierung gleich dem Vektor der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demapping, summiert mit dem Produkt aus einem Koeffizienten und der Differenz zwischen dem Ausgang der SISO-Decodierung bei der vorhergehenden Iteration und dem Vektor der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demapping ist,
- d) Berechnung eines Zuverlässigkeitsmaßes gleich dem Mittelwert der kleinsten Zuverlässigkeitswerte der Bits des Worts,
- e) Schätzung der Phasenverschiebung durch Berechnung des Abstands zwischen der dem empfangenen

Zuverlässigkeitsmaß entsprechenden Phase und derjenigen, die dem Maximum dieses Maßes entspricht, f) Kompensation durch die geschätzte Phasenverschiebung beim Empfang des modulierten Signals.

- Bei der Initialisierung durchläuft die Phasenverschiebungsschätzung den Raum der Phasen gemäß einem Schritt gleich der Hälfte der Breite der Keule des Zuverlässigkeitsmaßes.
- für jedes empfangene Wort werden die Schritte b) bis f) wiederholt, indem als Phasenverschiebungsschätzung verwendet wird:
- die Schätzung der Phasenverschiebung des vorhergehenden Worts, dann
- die Schätzung der Phasenverschiebung des vorhergehenden Worts minus einem vorherbestimmten Wert, dann
- die Schätzung der Phasenverschiebung des vorhergehenden Worts plus einem vorbestimmten Wert, dann,
- die Schätzung der Phasenverschiebung, die als Summe der Schätzung (φ_0) für das vorhergehende Codewort und einer gewichteten Konstanten ($\Delta\varphi$) berechnet wurde, wobei ein Rechenintervall so definiert wird, dass es als Zentrum die Schätzung (φ_0) für das vorhergehende Codewort und als Halbbreite die Konstante ($\Delta\varphi$) hat, und die Gewichtung der Konstanten das Verhältnis zwischen der Differenz zwischen den Zuverlässigkeitswerten ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) an den Enden des Rechenintervalls und dem vierfachen Zuverlässigkeitswert $M(\varphi_0)$ bei der vorhergehenden Schätzung ist, verringert um das Doppelte der Summe der Zuverlässigkeitswerte ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) an den Enden des Rechenintervalls, wobei die Schritte b) und c) durchgeführt werden, um das den decodierten digitalen Daten entsprechende Wort zu erhalten.

[0016] Die Erfindung ist unter Bezugnahme auf die folgende Beschreibung besser verständlich, die nur als Beispiel angegeben wird und auf die Zeichnungen im Anhang Bezug nimmt, in denen:

[0017] [Fig. 1](#) die Darstellung einer Konstellation einer QAM-Modulation ist;

[0018] [Fig. 2](#) die Darstellung der Entwicklung der BER in Abhängigkeit von einem Phasenfehler für ein BCH-codiertes Signal $(32, 26, 4)^2$ auf 1024-QAM (EB/No = 19 dB) ist;

[0019] [Fig. 3](#) ein synoptischer Schaltplan einer Implementierung der Erfindung ist;

[0020] [Fig. 4](#) ein Schaltplan des Turbodecodierers von Pyndiah gemäß dem Stand der Technik ist;

[0021] [Fig. 5](#) ein Schaltplan des Turbodecodierers gemäß einem Ausführungsmodus der Erfindung ist;

[0022] [Fig. 6](#) eine Darstellung der Wahrscheinlichkeitsverteilung der absoluten Zuverlässigkeitswerte mit 4 Halb-Iterationen für ein BCH-codiertes Signal $(32, 26, 4)^2$ auf 1024-QAM (EB/No = 21 dB) ist, wobei jede Kurve einem anderen Phasenfehler entspricht;

[0023] [Fig. 7](#) ein Mittelwert von M für 20 Codewörter in Abhängigkeit vom Phasenfehler ist;

[0024] [Fig. 8](#) ein synoptischer Funktionsplan eines Ausführungsmodus der Erfindung ist;

[0025] [Fig. 9](#) die Entwicklung von M in Abhängigkeit vom Phasenfehler mit und ohne Interlacer ist;

[0026] [Fig. 10](#) ein Schaltplan eines Codier-/Decodiersystems gemäß einem anderen Ausführungsmodus der Erfindung ist.

[0027] Gegenstand einer Kanalcodierung ist im Allgemeinen die Einführung von Redundanz-Elementen, die beim Empfang und trotz des Übertragungsrauschens die Rekonstruktion der übertragenen Informationen gestatten. In dem beschriebenen Beispiel ist die Kanalcodierung ein erzeugter Code, der ausgehend von BCH-Codes von Hamming konstruiert wird, die um ein Paritätsbit erweitert werden, der mit BCH $(32, 26, 4)^2$ bezeichnet ist.

[0028] Sobald die Redundanz-Codierung ausgeführt ist, werden die Daten vor der Übertragung moduliert.

[0029] Derzeit ist eine weitverbreitet verwendete Technik zur Signalmodulation die Quadraturamplitudenmodulation (Quadrature Amplitude Modulation – QAM).

[0030] Die folgende Beschreibung stützt sich nur zu Beispielszwecken auf diesen Modulationstyp. Der Fachmann kann den beschriebenen Ausführungsmodus problemlos in eine andere Modulation übertragen, wie beispielsweise eine Modulation durch Phasenumtastung (Phase Shift Keying – PSK) oder durch Minimalumtas-

tung (Minimum Shift Keying – MSK)

[0031] Die QAM-Modulation ist eine Kombination aus einer Amplituden- und einer Phasenverschiebungs-Modulation. Diese Modulation besteht darin, den Datenfluss, der in Form eines Bit-Stroms vorliegt, in Blöcke von n Bits zu verteilen. Auf diese Weise sind 2^n Kombinationen möglich, die eine 2^n -QAM-Modulation definieren. Die 2^n Wörter sind auf die Gesamtheit der Kombinationen aus Amplitude/Phasenverschiebung verteilt, die für die Modulation definiert sind. Diese Verteilung wird oft als QAM-Konstellation bezeichnet. Es ist daher üblich, diese Verteilung in dem komplexen Plan, [Fig. 1](#), darzustellen, in dem jedes Wort a_k durch einen Punkt dargestellt ist, wobei der Abstand zum Ursprung die Amplitude und der Winkel in Bezug auf die X-Achse die Phasenverschiebung darstellt.

[0032] Beim Empfang und unter Berücksichtigung dessen, dass die Schätzung der Abtastmomente perfekt ist und kein Fehler in der Phase der Trägerwelle vorliegt, entspricht dieser Fehler einer Drehung der QAM-Konstellation um einen Winkel, der dieser Phasenverschiebung entspricht. Es ist problemlos zu verstehen, dass eine derartige Drehung einen Fehler für den Wert des schließlich erfassten Symbols generieren kann.

[0033] Dieser Phasenfehler verursacht eine Erhöhung der Bitfehlerrate (BER), [Fig. 2](#). Man stellt somit fest, dass ein Fehler um zwei Grad diese Fehlerrate verhundertfacht.

[0034] Wenn y_k das empfangene Symbol und a_k das gesendete QAM-Symbol ist, ist

$$y_k = a_k e^{j\phi_k} + n_k \quad (1)$$

wobei n_k ein Gaußsches Rauschen und ϕ_k die Phasendrehung ist, die durch den Fehler auf die Phase der Trägerwelle induziert wird. ϕ_k wird während der Übertragungszeit des Symbols a_k als konstant betrachtet. Diese Hypothese wird praktisch immer in dem Maß erfüllt, in dem der Jitter des Signals als Niederfrequenz-Störgröße betrachtet werden kann.

[0035] Das System, [Fig. 3](#), erlangt somit die Symbole y_k am Eingang eines Soft-Demappers **1** wieder.

[0036] Der Soft-Demapper **1** liefert ein Wort pro Konstellation sowie einen Wert, welcher der Zuverlässigkeit des Ergebnisses entspricht. Anders ausgedrückt, der Demapper **1** führt eine Umwandlungsoperation eines Paares (Amplitude, Phasenverschiebung) in ein Wort mit n Bits aus.

[0037] Währenddessen befindet sich y_k wegen des Rauschens und der Phasendrehung tatsächlich in einem gewissen Abstand vom nächsten Symbol.

[0038] Das heißt, $\Lambda(e_j)$, das logarithmische Wahrscheinlichkeitsverhältnis bzw. die Log-Wahrscheinlichkeit des Bits e_j (Log-Likelihood Ratio – LLR), definiert als

$$\Lambda(e_j) = Ln \left[\frac{P\left(\frac{e_j = +1}{R}\right)}{P\left(\frac{e_j = -1}{R}\right)} \right] \quad (2)$$

wobei $P\{e_j = \varepsilon/R\}$, $\varepsilon = \pm 1$ ist, bezeichnet die bedingungsabhängige Wahrscheinlichkeit, dass das Bit e_j dem abgebildeten Wert ε entspricht unter Berücksichtigung des empfangenen Codeworts R , und Ln bezeichnet den Neperschen Logarithmus,

wobei $\Lambda(e_j)$ positiv ist, wenn die Wahrscheinlichkeit, dass e_j gleich 1 ist, höher ist als diejenige, dass e_j gleich 0 ist, und $\Lambda(e_j)$ im umgekehrten Fall negativ ist.

[0039] Die Log-Wahrscheinlichkeit wird herkömmlicherweise als Zuverlässigkeitswert des Ergebnisses verwendet.

[0040] Der Soft-Demapper **1** liefert somit am Ausgang den Vektor R der LLR jedes Bits des demodulierten Worts.

[0041] Dieser Vektor R wird an den Eingang des Turbodecodierers **2** geliefert. Dieser generiert unter Verwendung der während der Kanalcodierung erzeugten Redundanz am Ausgang eines Teils das decodierte Wort so-

wie eine LLR_{out} zur Schätzung der Zuverlässigkeit des gefundenen Ergebnisses.

[0042] Um eine adaptive Regelschleife bei der Korrektur der Phasenverschiebung zu erstellen, werden die vom Turbodecodierer **2** generierten LLR_{out} als Eingangsparameter eines Messgenerators **3** eingesetzt, der die Gesamtheit der LLR_{out} in ein Maß $M^{(l)}$ umwandelt, das für die Zuverlässigkeit des decodierten Worts l repräsentativ ist.

[0043] Wie unten erläutert, ist $M^{(l)}$ eine Funktion, die von zwei Parametern abhängt: dem zu decodierenden Wort und der Phasenverschiebung. Die vollständige Schreibweise lautet daher $M(l, \phi)$. Um jedoch die Schreibweise zu vereinfachen und den zugehörigen Parameter augenfällig zu machen, wird die Schreibweise $M^{(l)}$ verwendet, wenn es sich um die Abweichung von M in Bezug auf die Wörter handelt, die untersucht wird, und $M(\phi)$ wird verwendet, wenn es sich um die Abweichung von M in Bezug auf die Phasenverschiebung handelt, die untersucht wird.

[0044] Dieses Maß wird dann vom Phasenverschiebungs-Schätzer **4** verwendet, um eine auf ϕ geschätzte Phasenverschiebung zu berechnen, die in 5 vom Eingangssignal subtrahiert wird.

[0045] Der Turbocodierer **2** verwendet einen iterativen Algorithmus des Typs Pyndiah.

[0046] Der Turbodecodierer von Pyndiah, [Fig. 4](#), verwendet eine SISO-Decodierung (Soft In/Soft Out – weicher Eingang/weicher Ausgang).

[0047] Es wird daran erinnert, dass ein SISO-Algorithmus Teil der Algorithmus-Klassen ist, die am Eingang Wahrscheinlichkeiten für die Bits (oder "weiche Werte") verwenden, um andere Wahrscheinlichkeiten für die decodierten Ausgangs-Bits zu generieren. Sie unterscheiden sich von den Algorithmen des Typs "Demodulator mit hartem Eingang" (Hard Input (HI) Decoder), die für die empfangenen Daten feste Entscheidungen treffen, d. h. sie legen ihren Wert abhängig von den Kriterien der Decodierung mit 0 oder 1 fest.

[0048] Wenn $R(i)$ der Eingang eines SISO-Algorithmus und $R'(i)$ sein Ausgang bei der Iterationshälfte i ist, und wie vorher angegeben, R der Vektor der LLR am Ausgang des Soft-Demappers ist, (und damit $R(1) = R$), wird der Eingang für die nächste SISO-Schleife $i + 1$ definiert durch

$$R(i + 1) = R + \alpha(i)(R'(i) - R(i)) \quad (3)$$

[0049] Das System kann diesen Algorithmus ebenfalls modifizieren, [Fig. 5](#), so dass

$$R(i + 1) = R + \alpha(i)(R'(i) - R) \quad (4)$$

[0050] Somit ist der Eingang des SISO-Decodierers gleich dem Vektor R der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demappers summiert mit dem Produkt aus einem Koeffizienten α und der Differenz zwischen dem Ausgang des SISO-Decodierers bei der vorhergehenden Iteration $R'(i)$ und dem Vektor R der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demappers. In dieser Gleichung ist $\alpha(i)$ ein Konvergenzkoeffizient, der experimentell ermittelt wird.

[0051] Der Vorteil dieser Implementierung ist die Glättung der Entwicklung des Maßes $M^{(l)}$ und damit, wie nachstehend erläutert, eine einfachere Berechnung der Schätzung der Phasenverschiebung zu gestatten. Diese Glättung ist der Tatsache zu verdanken, dass alle Informationen, die durch die vorhergehenden Decodierungen beigetragen werden, sich in den folgenden Decodierungen verbreiten.

[0052] Die Phasenverschiebung der Trägerwelle, wie sie durch die Gleichung (1) modelliert wird, induziert eine Erhöhung des euklidischen Abstands in Bezug auf das gesendete Wort, und damit eine Verringerung der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Turbodecodierers und damit ein erhöhtes Fehlerrisiko.

[0053] Die Antragstellerin hat festgestellt, [Fig. 6](#), dass die schwächsten Zuverlässigkeitswerte die empfindlichsten für dieses Phänomen sind.

[0054] Tatsächlich bleibt für die hohen Zuverlässigkeitswerte die Größenordnung im Wesentlichen konstant, gleichgültig, ob synchronisiert ist oder nicht: gewisse Bits konvergieren immer, trotz einer schlechten Synchronisierung.

[0055] Im Gegensatz dazu tendieren die schwächsten Zuverlässigkeitswerte gegen Null, wenn die Phasenverschiebung sich erhöht. Sie sind also empfindlicher für diese Verschiebung und tragen daher eine relevantere Information zu deren Korrektur bei. Somit wird in [Fig. 6](#) festgestellt, dass die Verteilung der Zuverlässigkeitswerte unter 1,5 sehr stark von diesem Phasenfehler abhängt.

[0056] Das Maß dieser Verteilung, bezeichnet mit $M^{(l)}$ stellt daher den Mittelwert der kleinsten Zuverlässigkeitswerte am Ende der Decodierung des l -ten Codeworts dar, das empfangen wurde:

$$M(l) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n |LLRM_k^{(l)}| \quad (5)$$

wobei n ein Ganzes ist, das kleiner als die Länge des Codes ist, und $LLRM^{(l)}$ der Vektor ist, der die n kleinsten Zuverlässigkeitswerte des betrachteten Worts enthält.

[0057] Die Zahl n wird vom Fachmann gewählt, um einen Kompromiss zwischen einer ausreichenden Anzahl von Ausdrücken in dem Mittelwert und der Störgröße sicherzustellen, die durch die großen Zuverlässigkeitswerte beigetragen wird.

[0058] Ein gleichwertiges Auswahlverfahren besteht darin, einen maximalen Wert festzulegen, über den hinaus ein Zuverlässigkeitswert für den Mittelwert nicht berücksichtigt wird. Dies ermöglicht es, sich des Aussortierens der Zuverlässigkeitswerte zu entledigen und gleichzeitig den gleichen Typ Ergebnis beizubehalten.

[0059] Wie angegeben, wird dieses Maß $M^{(l)}$ als Eingangsparameter in den Phasenschätzer eingeführt.

[0060] Die Untersuchung des Einflusses der Phasenverschiebung ϕ auf das Maß $M^{(l)}$ zeigt, [Fig. 7](#), dass $M^{(l)}$ sein Maximum bei einer Null-Phasenverschiebung aufweist.

[0061] Unter der Voraussetzung, dass die Bedingungen derart sind, dass der Schätzer sich in seiner Konvergenzzone befindet, kann der maximale Wert von $M^{(l)}$ mit einem stochastischen Gradientenalgorithmus erlangt werden.

[0062] In diesem Fall wird der allgemeine Suchalgorithmus für die Phasenverschiebung der Trägerwelle ausgedrückt mit

$$\hat{\phi} = \hat{\phi}_{i-1} + \mu(M(\hat{\phi}_{i-1}, y_1, \dots, y_k) - M(\hat{\phi}_{i-2}, y_1, \dots, y_k))[\text{sign}(\hat{\phi}_{i-2} - \hat{\phi}_{i-1})] \quad (6)$$

wobei herkömmlicherweise der Wert des Schritts μ so gewählt wird, dass ein Kompromiss zwischen dem mittleren quadratischen Fehler und der Konvergenzgeschwindigkeit verwirklicht wird.

[0063] Der gewählte Wert zum Initialisieren des Algorithmus bei jedem neuen Codewort ist der Wert, der für das vorhergehende Codewort geschätzt wird.

[0064] Dieser Algorithmus hat jedoch den Nachteil, eine Anzahl von relativ umfangreichen Schätzungen für $M^{(l)}$ zu erfordern.

[0065] Eine Variante des Algorithmus mit geringerer Berechnungszeit kann erhalten werden, indem die Entwicklung von $M^{(l)}$ durch eine einfache Parabel in seinem Konvergenzkegel modelliert wird.

[0066] In diesem Fall reichen drei Auswertungen aus, um ϕ zu erhalten.

[0067] Unter Berücksichtigung von ϕ_0 und einer Konstante $\Delta\phi$ und durch Definition von $\phi_1 = \phi_0 - \Delta\phi$ und $\phi_2 = \phi_0 + \Delta\phi$ wird das Maximum dann ausgedrückt durch:

$$\hat{\phi} = \phi_0 + \Delta\phi \frac{M(\phi_2) - M(\phi_1)}{4M(\phi_0) - 2M(\phi_2) - 2M(\phi_1)} \quad (7)$$

[0068] Wenn für ϕ_0 der Schätzwert für das vorhergehende Codewort angenommen wird, dann ist die Phasenverschiebungs-Schätzung die Summe der Schätzung ϕ_0 für das vorhergehende Codewort und eine Konstante $\Delta\phi$, wobei diese Konstante mit dem Verhältnis zwischen der Differenz zwischen den Zuverlässigkeitswerten $M(\phi_1)$, $M(\phi_2)$ an den Enden des Berechnungsintervalls und dem vierfachen Zuverlässigkeitswert $M(\phi_0)$ bei der vorhergehenden Schätzung abzüglich des Doppelten der Zuverlässigkeitswerte an den Enden des Berech-

nungsintervalls gewichtet wird.

[0069] Dieses Verfahren ermöglicht somit eine bedeutende Zeiteinsparung in Bezug auf die Auswertung des Kriteriums.

[0070] Indessen ist die Parabel-Modellierung der Entwicklung von $M^{(l)}$ nur ein Näherungswert und ist daher nicht völlig unabhängig von $\Delta\phi$. Damit ist ein optimaler Wert dieses Parameters vorhanden, für den die Schätzung die bestmögliche sein wird.

[0071] Die Antragstellerin hat festgestellt, dass unter diesen Versuchsbedingungen eine optimale Schätzung für $\Delta\phi$ gleich 20% der Hälfte der Breite der Keule der Kurve $M(\phi_0)$ erhalten wird.

[0072] Das so beschriebene System funktioniert wie folgt, [Fig. 8](#).

[0073] Das System empfängt ein Wort in Schritt 10.

[0074] Bei der Initialisierung, d. h. beim ersten empfangenen Wort, durchläuft das System in 11 das Intervall $[-\pi, +\pi]$ des Phasenverschiebungsraums mit einem Schritt, welcher der Hälfte der Breite der Keule entspricht, wobei diese vorab so festgelegt wird, dass sie eine erste Phasenverschiebungsschätzung ϕ_0 bestimmt.

[0075] Anschließend führt das System für jedes Wort

- eine erste Iteration mit einer Phasenverschiebungs-Korrektur von ϕ_0 in 12 durch. Unter Iteration sind die aufeinander folgenden Schritte zur Phasenkorrektur in 12, des Soft-Demappings in 13, der Turbodecodierung in 14, der Berechnung des Maßes M in 15 zu verstehen. Dann
- eine zweite Iteration mit einer Phasenkorrektur von $\phi_0 = \phi_0 - \Delta\phi$ und
- eine dritte Iteration mit $\phi_2 = \phi_0 + \Delta\phi$.

[0076] Wenn ϕ_0 , ϕ_1 und ϕ_2 sowie $M(\phi_0)$, $M(\phi_1)$ und $M\phi_2$ bekannt sind und unter Verwendung der Gleichung (7) leitet das System die Schätzung ϕ der Phasenverschiebung ab und startet dann die letzte Iteration für dieses Wort, um das decodierte Wort in 16 zu erhalten, bevor die Schleife mit dem folgenden Wort erneut beginnt.

[0077] Es ist beachtenswert zu bemerken, dass während der Such- und Berechnungs-Iterationen der Phasenverschiebung der Turbodecodierer die Anzahl interner Iterationen begrenzen kann, die er ausführt. Tatsächlich konvergieren die verwendeten Zuverlässigkeitswerte und damit $M(I)$ sehr schnell nach einigen, in der Größenordnung von vier, Halb-Iterationen.

[0078] Die so beschriebene Vorrichtung gestattet es daher, die Phasenverschiebung auf einfache Weise zu annullieren oder sie ausreichend zu reduzieren, damit sie nur noch einen begrenzten Einfluss auf die Zuverlässigkeit der Decodierungsergebnisse hat.

[0079] Indessen behält die so beschriebene Vorrichtung für gewisse Codiertypen mit QAM-Herkunft eine Phasenzweideutigkeit bei π rd oder $\pi/2$ rd bei.

[0080] Diese tritt auf, wenn die verwendete Benennung eine Symmetrie bei π rd oder $\pi/2$ rd aufweist.

[0081] Wenn beispielsweise die verwendete Benennung, das heißt die Darstellung der Symbole, diejenige der VDSL-Norm ist, [Fig. 9](#), werden zwei symmetrische Punkte in Bezug auf die Mitte der Konstellation in diesem Fall durch zwei komplementäre binäre Folgen benannt. Somit bewirkt eine Drehung von π ein Invertieren aller Bits des Codeworts. Nun ist aber das Komplement eines erweiterten BCH-Codeworts, das ebenfalls zu diesem Code gehört, das Ergebnis, das am Ausgang der Vorrichtung erhalten wird, ein ebenso wichtiger Zuverlässigkeitswert wie für das ursprüngliche Wort, das ohne Drehung empfangen wurde.

[0082] Ohne entsprechende Maßnahmen kann dies zur Folge haben, dass während der Initialisierung der Vorrichtung, wenn diese Letztere nach der anfänglichen Verschiebung sucht, sich diese tatsächlich auf einen Verschiebungswert von beinahe π festlegt.

[0083] Eine erste Lösung besteht darin, eine Benennung zu wählen, die diese Symmetrien nicht aufweist, wie beispielsweise die Benennung "Quasi-Gray".

[0084] Diese Lösung ist aber nicht immer möglich, denn der Benennungstyp ist beispielsweise bereits in der

Norm gewählt.

[0085] Demzufolge schlägt die Antragstellerin eine zweite Lösung vor, die den Vorteil hat, allgemeiner und leistungsstärker zu sein.

[0086] Diese zweite Lösung besteht darin, [Fig. 10](#), einen Scrambler **6** von der Größe eines Codeworts zwischen der Kanalcodierung **7** und dem Mapping-Vorgang **8** auf der Ebene des Senders einzufügen. Ein umgekehrter Descrambling-Vorgang wird dann auf der Ebene des Empfängers durch Einfügen eines Descramblers zwischen den Soft-Demapper **1** und den Turbodecodierer **2** ausgeführt.

[0087] Diese zweite Lösung hat des Weiteren den Vorteil, die lokalen Extrema zu dämpfen, die in $-\pi/2$ und $\pi/2$ vorhanden sind, wie dies [Fig. 9](#) zeigt.

[0088] Das Scrambler/Descrambler-Paar kann durch ein Interlacer/Deinterlacer-Paar oder jedes andere gleichwertige System ersetzt werden, dessen Aufgabe es ist, die Symmetrie der Kanalcodierung zu brechen.

[0089] Die besonders vorteilhaften Ergebnisse der beschriebenen Vorrichtung werden durch die durchgeführten Versuche und Simulationen bestätigt.

[0090] Damit erhält man auf besonders vorteilhafte Weise eine Vorrichtung zur Phasenkompensation, die eine Turbodecodierung unter optimalen Bedingungen gestattet.

[0091] Da die ausgeführten Operationen außerdem relativ einfach sind, kann diese Vorrichtung in Bezug auf die Rechenleistung oder die Größe des Arbeitsspeichers auf kostengünstige Weise aufgebaut werden.

Patentansprüche

1. Turbocode-Empfangssystem eines von einem Sendesystem gesendeten Signals, wobei dieses Signal vom Sender einer Turbocodierung und einer digitalen Modulation unterzogen wird, **dadurch gekennzeichnet**, dass es aufweist:

- einen Soft-Demapper (**1**), der in der Lage ist, das modulierte Signal zu empfangen und es in eine Folge von Wörtern umzuwandeln, wobei jedes Wort aus n Bits zusammengesetzt ist, und jedes Bit mit einem Zuverlässigkeitswert des Bitwerts verbunden ist, dessen Ausgang verbunden ist mit
- einem Turbodecodierer (**2**), der in der Lage ist, eine Liste von Wörtern, die den decodierten digitalen Daten entsprechen, sowie einen Zuverlässigkeitsvektor (LLR_{out}) des Ergebnisses zu erzeugen, das jedem Wort zugeordnet ist und den Zuverlässigkeitswert jedes Bits des Worts enthält, wobei dieser Turbodecodierer (**2**) ein Turbodecodierer mit Blöcken ist, der einen iterativen SISO-Decodierer aufweist

und ebenfalls eine adaptive Regelschleife aufweist, die aufweist:

- einen Messgenerator (**3**), dessen Eingang mit dem Ausgang des Turbodecodierers verbunden ist, um den Zuverlässigkeitsvektor (LLR_{out}) des Ergebnisses zu empfangen, und der in der Lage ist, diesen Vektor in ein Zuverlässigkeitsmaß ($M(I)$) umzuwandeln, das gleich dem Mittelwert der kleinsten Zuverlässigkeitswerte der Bits des Worts ist, übertragen an
- einen Phasenverschiebungsschätzer (**4**), der in der Lage ist, den Abstand zwischen der dem empfangenen Zuverlässigkeitsmaß ($M(I)$) entsprechenden Phase und derjenigen zu berechnen, die dem Maximum dieses Maßes entspricht, dessen Ausgang verbunden ist mit
- einem Phasenkompensator (**5**), der vor dem Soft-Demapper angeordnet und in der Lage ist, das eingehende Signal des vom Schätzer berechneten Phasenwerts (φ) zu korrigieren.

2. Turbocode-Empfangssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Turbodecodierer (**2**) derart ist, dass der Eingang (R_m) des SISO-Decodierers gleich dem Vektor (R) der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demappers summiert mit dem Produkt aus einem Koeffizienten (α) und der Differenz zwischen dem Ausgang (R'_m) des SISO-Decodierers bei der vorhergehenden Iteration und dem Vektor (R) der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demappers ist.

3. Turbocode-Empfangssystem nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass das Zuverlässigkeitsmaß ($M(I)$) gleich dem Mittelwert der Zuverlässigkeitswerte ist, die deutlich unter einem bestimmten Wert liegen.

4. Turbocode-Empfangssystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,

dass der Phasenverschiebungsschätzer (4) die Phasenverschiebung schätzt, indem er annimmt, dass das Zuverlässigkeitsmaß ($M(l)$) eine parabolische Funktion der Phasenverschiebung ist.

5. Turbocode-Empfangssystem nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Phasenverschiebungsschätzer (4) die Phasenverschiebung als die Summe der Schätzung (ϕ_0) für das vorhergehende Codewort und einer gewichteten Konstanten ($\Delta\phi$) schätzt, wobei ein Rechenintervall so definiert wird, dass es als Zentrum die Schätzung (ϕ_0) für das vorhergehende Codewort und als Halbbreite die Konstante ($\Delta\phi$) hat, und die Gewichtung der Konstanten das Verhältnis zwischen der Differenz zwischen den Zuverlässigkeitswerten ($M(\phi_1)$, $M(\phi_2)$) an den Enden des Rechenintervalls und dem vierfachen Zuverlässigkeitswert ($M(\phi_0)$) bei der vorhergehenden Schätzung, verringert um das Doppelte der Summe der Zuverlässigkeitswerte ($M(\phi_1)$, $M(\phi_2)$) an den Enden des Rechenintervalls ist.

6. Turbocode-Empfangssystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulation eine QAM-Modulation ist.

7. Turbocode-Empfangssystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass ein Descrambler (9) oder ein Deinterlacer zwischen den Soft-Demapper (1) und den Turbodecodierer (2) eingefügt ist.

8. System zur Übertragung eines Stroms von digitalen Binärdaten, dadurch gekennzeichnet, dass es ein Empfangssystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche aufweist.

9. System zur Übertragung eines Stroms von digitalen Binärdaten nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass ein Scrambler (6) oder ein Interlacer zwischen den Kanalcodierer (7) und den Modulator (8) eingefügt ist und dass ein Descrambler (9) bzw. ein Deinterlacer zwischen den Soft-Demapper (1) und den Turbodecodierer (2) eingefügt ist.

10. Verfahren für den Empfang eines turbocodierten und modulierten digitalen Signals, dadurch gekennzeichnet, dass es die folgenden Schritte aufweist:

- a) Empfang eines Elements der Konstellation der Modulation,
- b) Soft-Demapping dieses Elements, um ein Wort mit n Bits zu erhalten, wobei jedes Bit einem Zuverlässigkeitswert des Werts dieses Bits zugeordnet ist,
- c) Turbodecodierung dieses Worts von n Bits, die ein anderes Wort, das den decodierten digitalen Daten entspricht, sowie einen Zuverlässigkeitsvektor dieses Ergebnisses liefert, der den Zuverlässigkeitswert jedes Bits des Worts enthält, wobei diese Turbodecodierung eine Turbodecodierung mit Blöcken ist, die eine derartige iterative SISO-Decodierung aufweist, dass der Eingang der SISO-Decodierung gleich dem Vektor der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demapping, summiert mit dem Produkt aus einem Koeffizienten und der Differenz zwischen dem Ausgang der SISO-Decodierung bei der vorhergehenden Iteration und dem Vektor der Zuverlässigkeitswerte am Ausgang des Soft-Demapping ist,
- d) Berechnung eines Zuverlässigkeitsmaßes gleich dem Mittelwert der kleinsten Zuverlässigkeitswerte der Bits des Worts,
- e) Schätzung der Phasenverschiebung durch Berechnung des Abstands zwischen der dem empfangenen Zuverlässigkeitsmaß entsprechenden Phase und derjenigen, die dem Maximum dieses Maßes entspricht,
- f) Kompensation durch die geschätzte Phasenverschiebung beim Empfang des modulierten Signals.

11. Verfahren für den Empfang eines turbocodierten und modulierten digitalen Signals nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass bei der Initialisierung die Phasenverschiebungsschätzung den Raum der Phasen gemäß einem Gang gleich der Hälfte der Breite der Keule des Zuverlässigkeitsmaßes durchläuft.

12. Verfahren für den Empfang eines turbocodierten und modulierten digitalen Signals nach Anspruch 10 oder 11, dadurch gekennzeichnet, dass für jedes empfangene Wort die Schritte b) bis f) wiederholt werden, indem als Phasenverschiebungsschätzung verwendet wird

- die Schätzung der Phasenverschiebung des vorhergehenden Worts, dann
 - die Schätzung der Phasenverschiebung des vorhergehenden Worts minus einen vorherbestimmten Wert, dann
 - die Schätzung der Phasenverschiebung des vorhergehenden Worts plus einem vorbestimmten Wert, dann,
- da die Schätzung der Phasenverschiebung als Summe der Schätzung (ϕ_0) für das vorhergehende Codewort und einer gewichteten Konstanten ($\Delta\phi$) berechnet wurde, da ein Rechenintervall so definiert wird, dass es als Zentrum die Schätzung (ϕ_0) für das vorhergehende Codewort und als Halbbreite die Konstante ($\Delta\phi$) hat, und da die Gewichtung der Konstanten das Verhältnis zwischen der Differenz zwischen den Zuverlässigkeitswer-

ten ($M(\phi_1)$, $M(\phi_2)$) an den Enden des Rechenintervalls und dem vierfachen Zuverlässigkeitswert $M(\phi_0)$ bei der vorhergehenden Schätzung, verringert um das Doppelte der Summe der Zuverlässigkeitswerte ($M(\phi_1)$, $M(\phi_2)$) an den Enden des Rechenintervalls ist, die Schritte b) und c) durchgeführt werden, um das den decodierten digitalen Daten entsprechende Wort zu erhalten.

Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

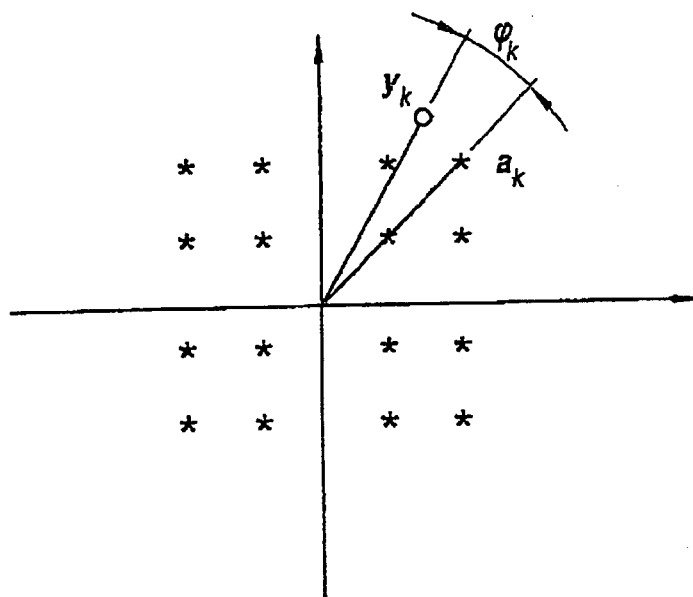


FIG. 1

(STAND DER TECHNIK)

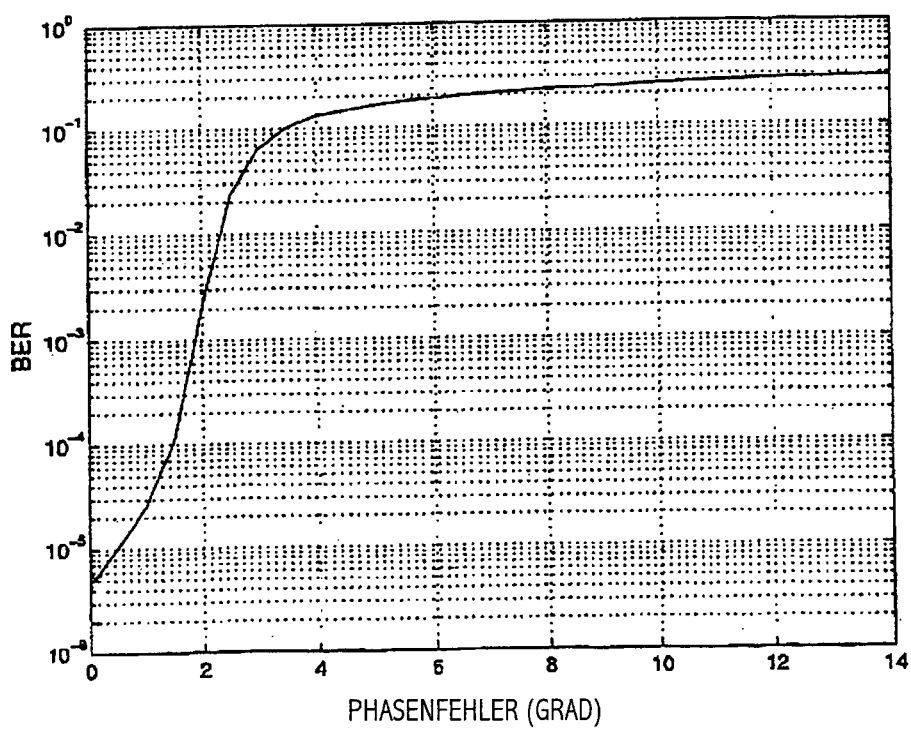


FIG. 2

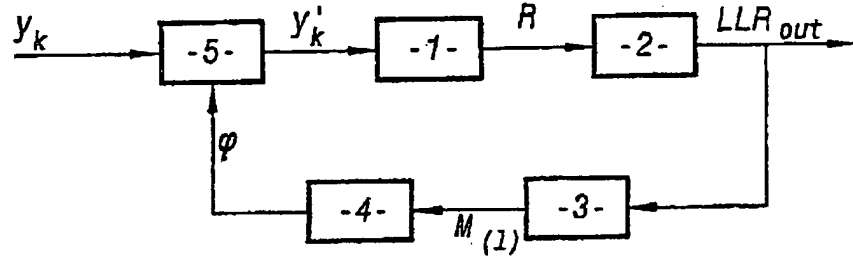


FIG.3

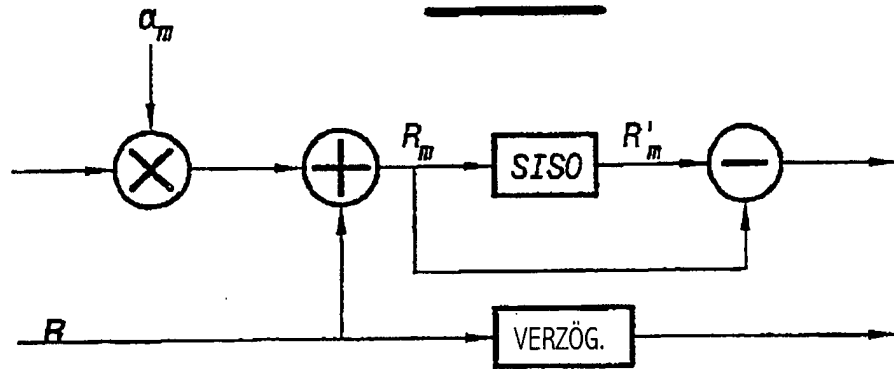


FIG.4

(STAND DER TECHNIK)

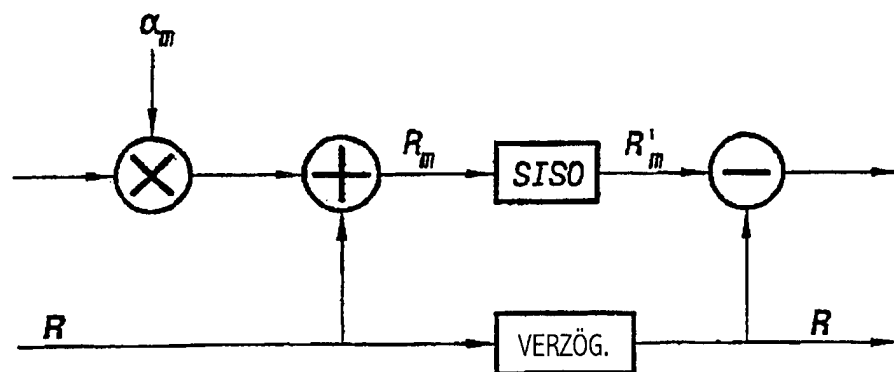
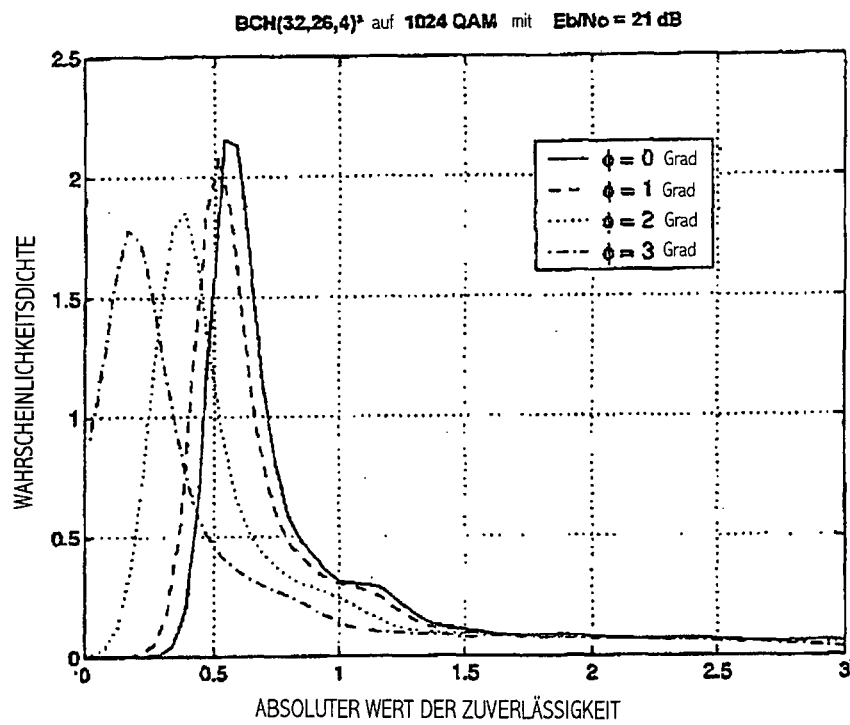
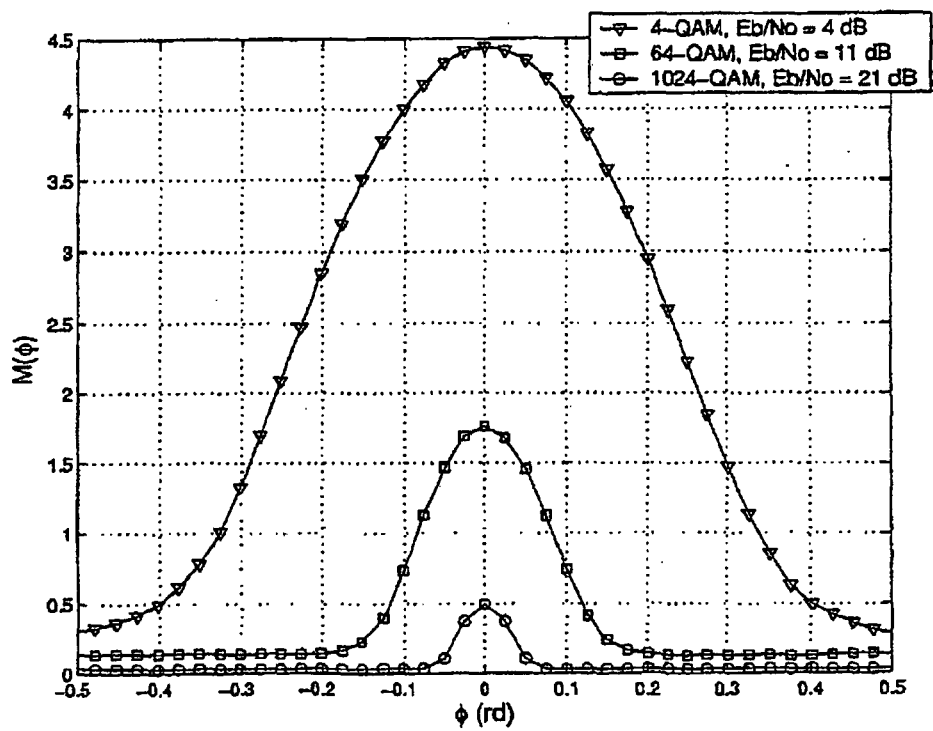


FIG.5

**FIG.6****FIG.7**

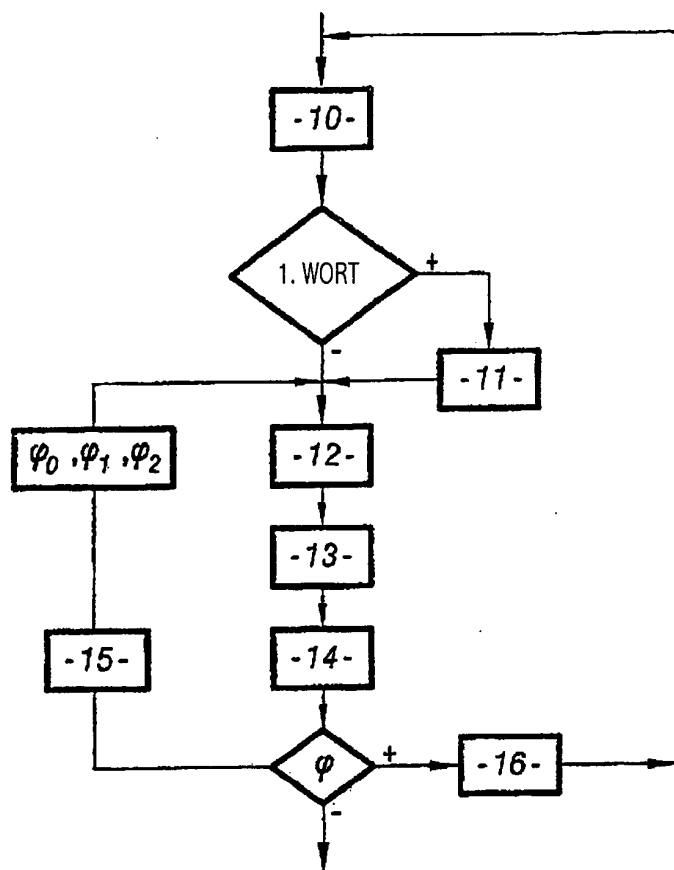


FIG. 8

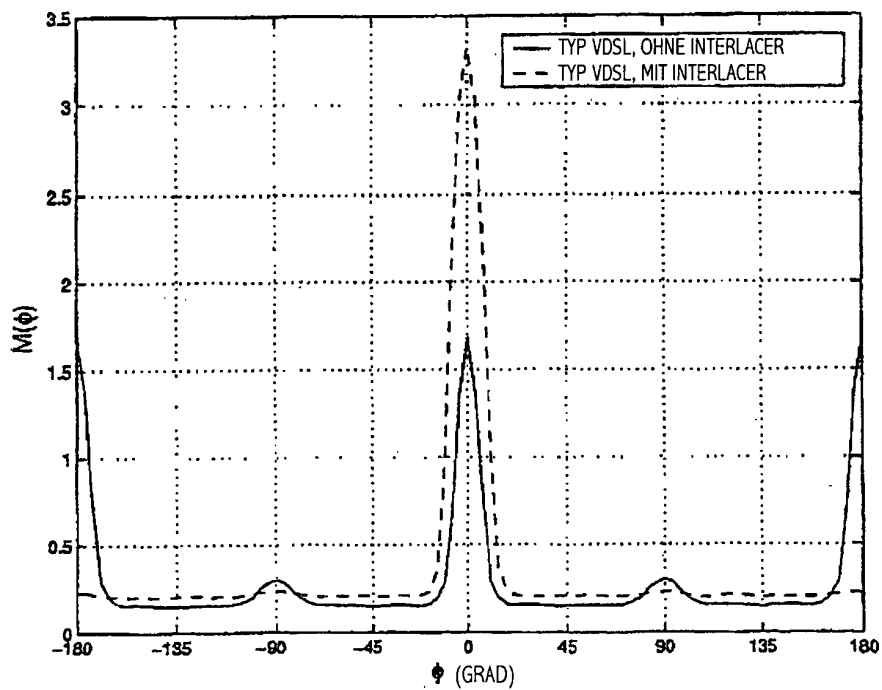


FIG. 9

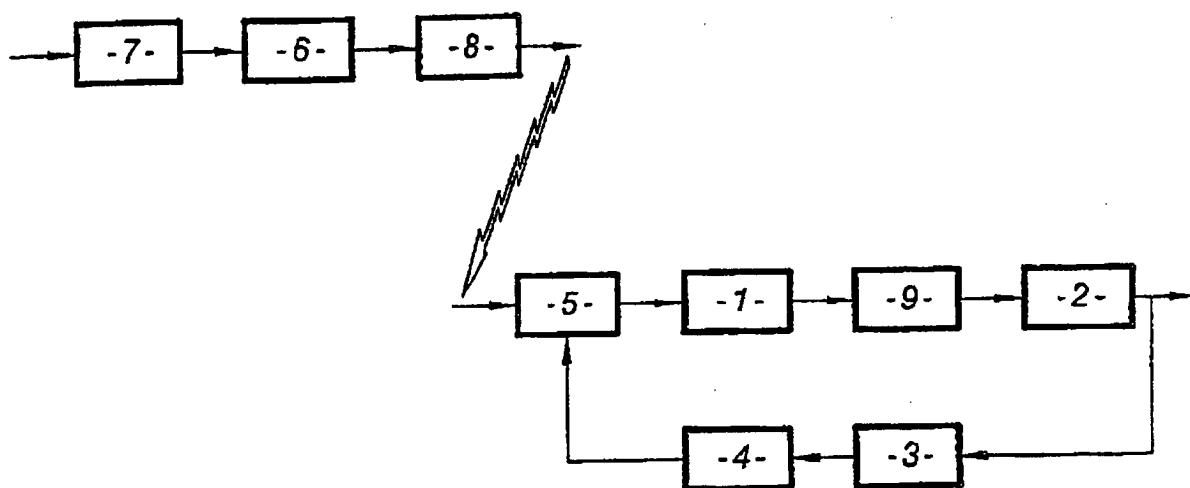


FIG.10