



(19)
 Bundesrepublik Deutschland
 Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 10 2005 015 079 A1 2005.10.27

(12)

Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: 10 2005 015 079.9

(22) Anmeldetag: 01.04.2005

(43) Offenlegungstag: 27.10.2005

(51) Int Cl.7: H04L 25/03

(30) Unionspriorität:

P2004-115769 09.04.2004 JP

(71) Anmelder:

Sony Corp., Tokio/Tokyo, JP

(74) Vertreter:

Mitscherlich & Partner, Patent- und
 Rechtsanwälte, 80331 München

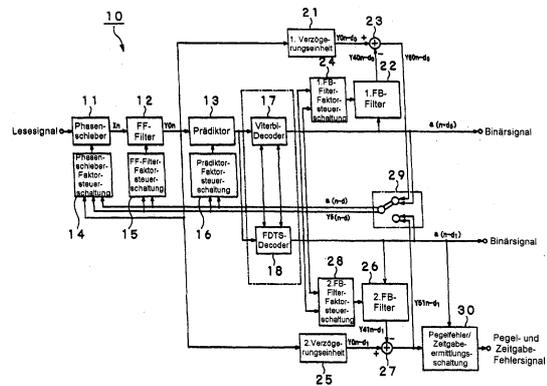
(72) Erfinder:

Higashino, Satoru, Tokyo, JP

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) Bezeichnung: Adaptive Entzerrungsvorrichtung und Verfahren

(57) Zusammenfassung: Die vorliegende Erfindung stellt eine adaptive Entzerrungsvorrichtung (10) bereit, die definitiv die Anstiegsflanken-ISI beseitigen kann und eine Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung und eine optimale Entzerrung auf der Basis des Ergebnisses der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung unter der Betrachtung ausführt, dass diese der Asymmetrie der Eingangsschwingungsform zuzuschreiben ist. Die adaptive Entzerrungsvorrichtung besitzt ein Mitkopplungsfilter (12), um das gelesene Signal zu filtern, einen Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder (17, 18), der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung des Signals ausführt, welches durch das Mitkopplungsfilter gefiltert wurde, um das Binärsignal zu erzeugen, ein Rückkopplungsfilter, um das Binärsignal, welches vom Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder geliefert wird, zu filtern, eine Verzögerungseinheit (21, 25), welche das Signal, welches durch das Mitkopplungsfilter gefiltert wird, um eine Verarbeitungszeit des Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoders zu verzögern, und einen Subtrahierer (23, 27), welcher das Signal, welches vom Rückkopplungsfilter geliefert wird, von dem Signal, welches von der Verzögerungseinheit geliefert wird, subtrahiert. Im Rückkopplungsfilter wird der Anzapfungsfaktor auf der Basis des Binärsignals gesteuert, welches durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung erzeugt wird, um eine Verzerrung einer Partial-Response nach der Anstiegsflanke des Binärsignals und einer ISI-Response nach der Abfallflanke zu ...



Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung umfasst den Hauptgegenstand, der auf die japanische Patentanmeldung JP 2004-115769 bezogen ist, die beim japanischen Patentamt am 9. April 2004 angemeldet wurde, deren gesamter Inhalt hier durch Bezugnahme eingeführt wird.

[0002] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf eine adaptive Entzerrungsvorrichtung und ein Verfahren, welche bei einem optischen oder magnetischen Rekorder verwendet werden, um eine Schwingungsformentzerrung mit einer PRML-Technik (Partial-Response-Maximal-Wahrscheinlichkeit) auszuführen, was eine Kombination der Partial-Response-Entzerrung und des Maximal-Wahrscheinlichkeitsdecodierens ist, beispielsweise die Viterbi-Decodierung, FDTs (Festverzögerungs-Baumsuche) oder dgl..

Stand der Technik

[0003] Bei einem Rekorder, bei dem eine äußerst dicht gepackte optische Aufzeichnungsplatte verwendet wird, beispielsweise eine vor kurzem entwickelte Blue-Ray-Platte (Bandname), wird dessen Wiedergabesystem als Transversal-Filter angesehen, um eine Schwingungsform-Entzerrung durch das PRML-Verfahren auszuführen, was eine Kombination einer Partial-Response-Entzerrung ist (was anschließend als "PR-Entzerrung" bezeichnet wird), wobei eine Intersymbolinterferenz genutzt wird, welche im Transversal-Filter stattfindet, und die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Binärbildung, beispielsweise das Viterbi-Decodieren, die FDTs (Festverzögerungs-Baumsuche), usw., mit denen eine willkürliche durch Rauschen verursachte Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnisses (S/N-Verhältnis) verhindert werden kann.

[0004] Außerdem ist eine adaptive Viterbi-Decodierung bekannt, mit der mit einer hohen Leistung sogar eine Eingangsschwingungsform decodiert werden kann, die eine Nichtlinearität hat, beispielsweise eine Asymmetrie oder dgl. (wie in der offengelegten japanischen Patentanmeldung Nr. 261273 aus 1998, die als Patentdokument 1 bezeichnet wird, und Naoki Ide, "Adaptive Partial-Response Maximum-Likelihood Detection in Optical Recording Media" ISOM2002).

[0005] Um außerdem ein gelesenes Signal zu entzerren und zu decodieren ist es bekannt, eine nichtlineare Entzerrung einer Eingangsschwingungsform selbst durch ein nichtlineares Modell durchzuführen und dann das gelesene Signal in einer stromabwärtigen Stufe zu decodieren.

[0006] Wenn ein Signal, welches zu einem allgemein linearen adaptiven Entzerrer geliefert wird, eine nichtlineare Komponente enthält, beispielsweise eine vertikale Asymmetrie in seiner Amplitude, ist es theoretisch schwierig, eine optimale adaptive Entzerrung (nach Wiener) des Eingangssignals auszuführen, und es wird ein nichtlinearer Entzerrungsfehler im Schwingungsform-Ausgangssignal vom linearen adaptiven Entzerrer bleiben. Es ist bekannt, dass man in diesem Fall annehmen kann, dass die nichtlineare Komponente zu einer Volterra-Reihe durch ein ideales lineares Signal expandiert werden kann, geeignete adaptive Entzerrung des nichtlinearen Entzerrungsfehlers durch ein adaptives Entzerrungsfilter nach Volterra ausgeführt werden kann, dessen nichtlinearer Verzerrungsfehler eine Größenordnung hat, die der Größe einer Ordnung der Nichtlinearität des nichtlinearen Abgleichfehlers entspricht (wie in Mathwes, V.J. "Adaptive Polynomial Filters" IEEE Signal Processing Magazine, Band 8, Ausgabe 3, Juli 1991, Seite 10-26).

[0007] Es hat sich herausgestellt, dass insbesondere beim optischen Aufzeichnen Signale, welche aufzuzeichnen sind, eine nichtlineare Komponente haben, und unterschiedliche Signalverarbeitungsverfahren wurden durchforscht, um die Kenndaten zu verbessern. Bei dem Signalverarbeitungsverfahren, welches in der offengelegten japanischen Patentanmeldung Nr.2001-525101 offenbart ist, werden nichtlineare Komponenten durch ein adaptives Entzerrungsfilter nach Volterra von einem gelesenen Signal von einer optischen Platte entfernt, danach wird das Schwingungsformsignal, welches von dem Entfernen einer nichtlinearen Verzerrung resultierte, zu einem Viterbi-Decoder geliefert, und es wird eine verbesserte Fehlerrate erreicht, während der Maßstab an Berechnung über Bewerksstellung der Detektor-Konstruktion reduziert wird.

[0008] Wenn jedoch eine PR-Entzerrung einer Eingangssignal-Schwingungsform durchgeführt wird, welche unzureichende oder keine Frequenzkomponenten aufweist, welche für die PR-Entzerrung erforderlich sind, wird ein Frequenzbereich auftreten, der durch kein Mittel entzerrt werden kann. Ein derartiger Fehler wird als Entzerrungsfehler in Abhängigkeit von einem Muster von Eingangsdaten stark verbleiben, die Decoderleistung bis zu einem großen Ausmaß verschlechtern und zur Verschlechterung einer Bitfehlerrate führen (BER).

[0009] Auch bei der Schwingungsform-Entzerrung durch das PRML-Verfahren muss die ISI (Intersymbol-Stö-

rung), die vor der Anstiegsflanke einer Signalschwingungsform enthalten ist, die zu entzerren ist (was anschließend als "ISI-Anstiegsflanke" bezeichnet wird), d.h., eine Interferenz-Schwingungsform, die vor der Anstiegsflanke enthalten ist, durch ein PR-Entzerrungsfilter beseitigt werden. Da nämlich irgendwelche zukünftigen Daten, auf der die digitale Signalverarbeitung basiert, nicht vorhergesagt werden können, kann eine Schwingungsform-Verzerrung aufgrund der ISI-Anstiegsflanke mit der Viterbi-Decodierung und der FDTS nicht beseitigt werden.

[0010] Auch bei dem hochdicht gepackten optischen Rekorder, der durch die Blue-Ray-Platte dargestellt wird, welche vor kurzem der praktischen Verwendung zugeführt wurde, wurde eine Verzerrung von nichtlinearen Signalkomponenten, beispielsweise die vertikale Asymmetrie eines gelesenen Signals, zu einem nichtverlässigen Einfluss in Bezug auf den Betrieb des adaptiven Entzerrers.

[0011] Hier wird als Beispiel die PR-Entzerrung eines Signals, welches Asymmetrie aufweist, durch einen herkömmlichen linearen adaptiven Entzerrer für ein beliebiges Ziel erläutert. In dem Fall beispielsweise, wo ein LMS-Algorithmus, der ein typischer adaptiver Entzerrungsalgorithmus ist, verwendet wird, wird ein Eingangssignal eine vertikale Asymmetrie aufweisen, obwohl eine provisorische Entscheidung als Ziel der adaptiven Entzerrung eine vertikal-symmetrische lineare Datenreihe ist. In diesem Fall wird der LMS-Algorithmus möglicherweise so laufen, einen MSE (mittlerer quadratischer Fehler) als Differenz zwischen der provisorischen Entscheidung und dem adaptiven Entzerrungsausgangssignal gemäß lediglich seiner mathematischen Natur zu minimieren und folglich ein Signal auszugeben, welches eine große Differenz von einem Ziel der PR-Entzerrung hat, die normalerweise durch den adaptiven Entzerrer nicht beabsichtigt ist.

[0012] Ein Detektor für Daten, für den verschiedene effektive Verarbeitungsverfahren durchsucht und durchgeführt wurden, ist dazu geplant, mit einem linearen Signal beliefert zu werden. Wenn dieser mit einem Signal beliefert wird, welches dennoch einen nichtlinearen Entzerrungsfehler aufweist, hat der Detektor eine Schwierigkeit, am besten zu arbeiten. Es ist außerdem bekannt, dass, wenn ein Signal, welches noch einen nichtlinearen Entzerrungsfehler unter anderem aufweist, zu einem Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder geliefert wird, der durch den Viterbi-Decoder dargestellt wird, der für verschiedene Arten von PR-Entzerrung beabsichtigt ist, ein Mittelwert verschiedener ermittelter Signalamplituden gegenüber der Amplitude eines idealen linearen Eingangssignals verschieden sein wird, welches normalerweise ideal ist, was einen Fehler in der Wahrscheinlichkeitsberechnung verursachen wird und eine nachteilige Wirkung auf das Ergebnis der Entscheidung hat.

[0013] Dagegen kann, wenn ein Signal, welches eine vertikale Asymmetrie hat, zu einem Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder zur adaptiven Entzerrung geliefert wird, sollte dieser ein adaptiver Viterbi-Decoder sein, der den Referenzamplitudenpegel des Detektors adaptiv variieren kann, wie im oben erwähnten Patent Nr. 1 vorgeschlagen wurde, um die Decodierleistung zu verbessern, dies bis zu einem Ausmaß verbessert werden. Da in diesem Fall jedoch die oberen und unteren Signalamplitudenpegel bezüglich des Absolutwertes voneinander verschieden sind, kann die Quantisierungsbitbreite nicht ausgeglichen zugeordnet werden, um eine Schaltung auszuführen. Es ist bekannt, dass der Quantisierungsfehler nicht ignoriert werden kann und der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder nicht gut arbeiten kann, wenn die Schaltung nicht so ausgebildet ist, dass sie eine größere Quantisierungsbitbreite als eine notwendige und ausreichende für einen Decoder hat, der für ein Eingangssignal optimiert ist, welches normalerweise linear ist.

Aufgabenstellung

[0014] Um die obigen Nachteile des Standes der Technik zu überwinden, ist es wünschenswert, eine adaptive Entzerrungsvorrichtung und ein Verfahren bereitzustellen, bei denen die PR-Entzerrung und die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung in Kombination angewandt werden, die Anstiegsflanken-ISI positiv entfernt werden kann und eine Eingangsschwingungsform optimal unter Verwendung der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung und des Ergebnisses der Decodierung unter Abwägung in Bezug auf die Asymmetrie der Eingangsschwingungsform entzerrt werden kann.

[0015] Die obige Aufgabe kann gelöst werden durch Bereitstellung einer adaptiven Entzerrungsvorrichtung, die Partial-Response-Entzerrung und Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung eines gelesenen Signals von einem Aufzeichnungs- oder Übertragungsmedium ausführt, um ein Binärsignal zu erzeugen, wobei die Vorrichtung aufweist:

ein Mitkopplungsfilter, um das gelesene Signal zu filtern;

eine Mitkopplungsfilter-Steuereinrichtung, um den Anzapfungsfaktor des Mitkopplungsfilters zu steuern;

eine Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodiereinrichtung, damit die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung

des Signals durch das Mitkopplungsfilter gefiltert wird, um das Binärsignal zu erzeugen;
 ein Rückkopplungsfilter, um das Binärsignal, welches von der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodiereinrichtung geliefert wird, zu filtern;
 eine Rückkopplungsfilter-Steuereinrichtung, um den Anzapfungsfaktor des Rückkopplungsfilters zu steuern;
 eine Verzögerungseinrichtung, um das Signal, welches durch das Mitkopplungsfilter gefiltert ist, um eine Verarbeitungszeit der Maximalwahrscheinlichkeits-Decodiereinrichtung zu verzögern; und
 eine Subtrahiereinrichtung, um das Signal, welches vom Rückkopplungsfilter geliefert wird, von dem Signal, welches von der Verzögerungseinrichtung geliefert wird, zu subtrahieren,
 wobei die Rückkopplungsfilter-Steuereinrichtung den Anzapfungsfaktor auf der Basis des Binärsignals steuert, welches durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung erzeugt wird, um eine Verzerrung einer Partial-Response nach der Anstiegsflanke des Binärsignals und einer ISI-Response (Intersymbol-Störung-Response) nach der Abfallflanke zu erzeugen;
 wobei die Mitkopplungsfilter-Steuereinrichtung den Anzapfungsfaktor für das Signal steuert, welches von der Subtrahiereinrichtung geliefert wird, um eine Partial-Response zu sein; und
 wobei das Mitkopplungsfilter ein nichtlineares Filter ist.

[0016] Die obige Aufgabe kann außerdem durch Bereitstellen eines adaptiven Entzerrungsverfahrens gelöst werden zum Erzeugen eines Binärsignals unter Ausführung von Partial-Response-Entzerrung und Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung eines gelesenen Signals von einem Aufzeichnungs- oder Übertragungsmedium, wobei das Verfahren folgende Schritte aufweist:

Erzeugen - auf der Basis einer vorherigen Entzerrung - einer Verzerrung einer Partial-Response nach der Anstiegsflanke des Binärsignals und einer ISI-Response (Intersymbolstörungs-Response) nach der Abfallflanke;
 Filtern des gelesenen Signals durch ein nichtlineares Filter, dessen Anzapfungsfaktor auf eine Response-Charakteristik eingestellt wurde, die eine Partial-Response sein wird, wenn die Verzerrung der Partial-Response nach der Anstiegsflanke des Binärsignals und die ISI-Response nach der Abfallflanke miteinander addiert werden; und

Ausführen von Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung des Signals, welches durch das nichtlineare Filter gefiltert wird, um das Binärsignal zu erzeugen.

[0017] Bei der obigen adaptiven Entzerrungsvorrichtung und dem Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung ist das Mitkopplungsfilter vor der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodiereinrichtung vorgesehen, die Verzerrung der Partial-Response nach der Anstiegsflanke und der ISI-Response (Intersymbolstörung) nach der Abfallflanke werden auf der Basis des Binärsignals erzeugt, welches durch Ausführen der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung des gelesenen Signals erzeugt wird, die Verzerrung und die Abfallflanken-ISI-Response werden vom Ausgangssignal vom Mitkopplungsfilter subtrahiert und der Anzapfungsfaktor des Mitkopplungsfilters wird für das Subtraktionssignal gesteuert, um die Partial-Response zu sein. Außerdem ist das Mitkopplungsfilter ein nichtlineares Filter, beispielsweise ein adaptives Entzerrungs-Volterra-Filter höherer Ordnung.

[0018] Somit kann das adaptive Entzerrungsgerät und das Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung das Decodieren ausführen, welches eine niedrigere Fehlerrate hat, wobei adaptive Entzerrung mit lediglich einem ersten Teil von ISI durchgeführt wird, welches als Partial-Response und dessen Verzerrung hergenommen wird, und wobei die nachfolgende Abfallflanken-ISI nicht in Betracht gezogen wird und ein fehlendes Frequenzteil einer Eingangsschwingungsform kompensiert wird.

[0019] Da außerdem das adaptive Entzerrungs-Volterra-Filter höherer Ordnung verwendet wird, kann, da das Mitkopplungsfilter verwendet wird, um eine nichtlineare Verzerrung zu beseitigen, um dadurch das Ausgangssignal ungefähr zu linearisieren, die adaptive Entzerrungsvorrichtung und das Verfahren nach der vorliegenden Erfindung es ermöglichen, dass ein stromabwärtiger Signalprozessor mit einer Leistung arbeitet, die so hoch ist wie die, mit der der Signalprozessor ein lineares Signal verarbeiten kann.

[0020] Bei der adaptiven Entzerrungsvorrichtung und dem Verfahren nach der vorliegenden Erfindung wird, da das Rückkopplungsfilter verwendet wird, um auf der Basis des Binärsignals, welches durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung erzeugt wird, die Verzerrung der Partial-Response nach der Anstiegsflanke und der ISI-Response nach der Abfallflanke erzeugt wird, das Ergebnis der PR-Verzerrung und der ISI-Response verwendet, einen Fehler zu ermitteln, so dass das Ergebnis der Fehlerermittlung weniger durch die Verzerrung und die ISI beeinflusst wird. In dem Fall, wo das Binärsignal, welches durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung erzeugt wird, für die Berechnung bei der Fehlerermittlung verwendet wird, wird, wenn das Binärsignal eine hohe Fehlerrate hat, der adaptive Entzerrer ein Ausgangssignal liefern, welches mehrere nichtkorrekte Fehlerermittlungsergebnisse aufweist. Unter Verwendung des Binärsignals, welches

vom adaptiven Entzerrer nach der vorliegenden Erfindung für die Berechnung bei der Fehlerermittlung geliefert wird, wird jedoch der adaptive Entzerrer in der Lage sein, einen geringeren Ausgangssignaleinfluss durch die Verzerrung und ISI bereitzustellen und korrekte Fehlerermittlungsergebnisse liefern.

Ausführungsbeispiel

[0021] Diese Aufgaben und weitere Aufgaben, Merkmale und Vorteile der vorliegenden Erfindung werden aus der folgenden ausführlichen Beschreibung der bevorzugten Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung deutlicher, wenn diese in Verbindung mit den beiliegenden Zeichnungen hergenommen wird.

[0022] [Fig. 1](#) ist ein Blockdiagramm, welches den Grundsatzaufbau eines Rekorders/Wiedergabegeräts für eine optische oder eine magnetische Platte zeigt, gemäß der vorliegenden Erfindung;

[0023] [Fig. 2](#) ist ein Blockdiagramm eines adaptiven Entzerrers nach der vorliegenden Erfindung;

[0024] [Fig. 3](#) zeigt ein Beispiel einer Eingangsschwingungsform zu einem FF-Filter, welches in [Fig. 2](#) gezeigt ist;

[0025] [Fig. 4](#) zeigt ein Beispiel des Aufbaus eines linearen Entzerrungsfilters, welches mit dem in [Fig. 2](#) gezeigten FF-Filter versehen ist;

[0026] [Fig. 5](#) zeigt ein Beispiel des Aufbaus eines Sekundär-Volterra-Filters, welches mit dem in [Fig. 2](#) gezeigten FF-Filter versehen ist;

[0027] [Fig. 6](#) zeigt ein Beispiel des Aufbaus eines in [Fig. 2](#) gezeigten FB-Filters;

[0028] [Fig. 7](#) ist ein Blockdiagramm einer FF-Filterfaktor-Steuerungsschaltung, die in [Fig. 2](#) gezeigt ist;

[0029] [Fig. 8](#) zeigt eine Faktoraktualisierungseinheit für das lineare Entzerrungsfiler im FF-Filter;

[0030] [Fig. 9](#) zeigt die Faktoraktualisierungseinheit für das Volterra-Filter im FF-Filter;

[0031] [Fig. 10](#) ist ein Blockdiagramm einer FB-Filterfaktor-Steuerungsschaltung, die in [Fig. 2](#) gezeigt ist;

[0032] [Fig. 11](#) zeigt eine Faktoraktualisierungseinheit für das FB-Filter;

[0033] [Fig. 12](#) zeigt ein Beispiel des Aufbaus eines Vorhersageglieds, welches in [Fig. 2](#) gezeigt ist;

[0034] [Fig. 13](#) ist ein Blockdiagramm einer Vorhersagefaktor-Steuerungsschaltung, welche in [Fig. 2](#) gezeigt ist;

[0035] [Fig. 14](#) ist ein Blockdiagramm, welches die Faktoraktualisierungseinheit, welche in [Fig. 13](#) gezeigt ist, ausführlich zeigt;

[0036] [Fig. 15](#) zeigt eine Baumstruktur, wenn vorherige Daten $a(n-3)$ zu einem FDTS-Decoder, der in [Fig. 2](#) gezeigt ist, gleich -1 sind;

[0037] [Fig. 16](#) zeigt eine Baustruktur, wenn vorherige Daten $a(n-3)$ zum FDTS-Decoder, der in [Fig. 2](#) gezeigt ist, gleich $+1$ sind;

[0038] [Fig. 17](#) erläutert den Übergang des Zustands eines Viterbi-Decoders, der in [Fig. 2](#) gezeigt ist;

[0039] [Fig. 18](#) zeigt ein Gitterdiagramm, welches den Zustandsübergang zeigt, der in [Fig. 17](#) gezeigt ist;

[0040] [Fig. 19](#) ist ein Blockdiagramm, welches den Gesamtaufbau eines Durchlass-Rückkopplungs-Viterbi-Decoders und eines FDTS-Decoders zeigt, welche ihre Komponenten gemeinsam nutzen, die in [Fig. 2](#) gezeigt sind;

[0041] [Fig. 20](#) ist ein Blockdiagramm, welches einen Viterbi-Decoder, der in [Fig. 19](#) gezeigt ist, ausführlich zeigt;

- [0042] [Fig. 21](#) zeigt den Aufbau eines in [Fig. 19](#) gezeigten FDTs-Decoders;
- [0043] [Fig. 22](#) zeigt ein weiteres Beispiel einer Eingangssignal-Schwingungsform zum FF-Filter, welches in [Fig. 2](#) gezeigt ist;
- [0044] [Fig. 23](#) zeigt ein Prinzip, auf dem die Phase der entzerrten Schwingungsform, welche in [Fig. 22](#) gezeigt ist, gedreht wird;
- [0045] [Fig. 24](#) zeigt die entzerrte Schwingungsform, die in [Fig. 22](#) gezeigt ist, wenn diese durch den Phasenschieber gelaufen ist;
- [0046] [Fig. 25](#) zeigt eine Phasenschieber-Faktorsteuerschaltung, die in [Fig. 2](#) gezeigt ist, welche die Phase des Phasenschiebers bestimmt;
- [0047] [Fig. 26](#) ist ein Blockdiagramm eines Pegelfehlerdetektors in einer Pegelfehler/Zeitgabefehler-Ermittlungsschaltung, welche in [Fig. 2](#) gezeigt ist;
- [0048] [Fig. 27](#) ist ein Blockdiagramm eines Zeitgabe-Fehlerermittlungs-Detektors in einer Pegelfehler-/Zeitgabefehler-Ermittlungsschaltung, welche in [Fig. 2](#) gezeigt ist;
- [0049] [Fig. 28](#) ist ein Augendiagramm eines Eingangssignals zum FF-Filter, welches in [Fig. 2](#) gezeigt ist;
- [0050] [Fig. 29](#) ist ein Augendiagramm eines Ausgangssignals vom FF-Filter, welches in [Fig. 2](#) gezeigt ist;
- [0051] [Fig. 30](#) ist ein Augendiagramm des Ausgangssignals von einem FF-Filter, wenn ein Eingangssignal durch eine Kombination eines sekundären adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters adaptiv entzerrt wurde, welches als FF-Filter, welches in [Fig. 2](#) gezeigt ist, und eines linearen adaptiven Entzerrungsfilters verwendet wird, welches parallel zum sekundären adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filter geschaltet ist;
- [0052] [Fig. 31](#) zeigt die Beziehung zwischen einer Bitfehlerrate und einer tangentialen Schräge, wenn eine Schwingungsform lediglich der normalen linearen Entzerrung unterworfen wird und wenn die Schwingungsform durch eine Kombination des normalen linearen Entzerrers bzw. eines sekundären adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters entzerrt wird, für ein Ziel PR (111) beim Wiedergeben einer BD (Blue-Ray-Disk) einer Normalaufzeichnungsdichte;
- [0053] [Fig. 32](#) zeigt die Beziehung zwischen dem Messergebnis von SDNR (Signal-Verzerrung- und Rauschverhältnis) und einer tangentialen Schräge an einem Ermittlungspunkt nach der PR-Entzerrung; und
- [0054] [Fig. 33](#) zeigt die Beziehung zwischen dem Messergebnis der bER (Bitfehlerrate) und einer tangentialen Schräge bei den Ermittlungsergebnissen bei FDTs und der Viterbi-Decodierung.
- [0055] Die vorliegende Erfindung wird anschließend ausführlich mit Bezug auf den adaptiven Entzerrer als eine Ausführungsform davon beschrieben.
- [0056] Gemäß [Fig. 1](#) ist in Form eines Blockdiagramms ein Rekorder/Wiedergabegerät schematisch dargestellt, welches allgemein mit einem Bezugszeichen **1** versehen ist, welches einen adaptiven Entzerrer **10** nach der vorliegenden Erfindung aufweist.
- [0057] Wie in [Fig. 1](#) gezeigt ist, ist der Rekorder/Wiedergabegerät **1** ein Gerät, um Daten auf einem plattenförmigen Aufzeichnungsträger **2**, beispielsweise einer optischen Platte, einer Magnetplatte oder dgl. zu schreiben und/oder davon zu lesen. Der plattenförmige Aufzeichnungsträger **2** ist in der Lage, ein Signal aufzuzeichnen, welche eine Intersymbol-Störung während der Wiedergabe unter der Annahme zulässt, dass das Wiedergabesystem ein Transversalfilter ist. Außerdem ist der plattenförmige Aufzeichnungsträger **2** eine Platte, die eine Reihe von codierten Daten aufzeichnet, und die Daten werden von der Platte durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung, beispielsweise Viterbi-Decodierung oder FDTs-Decodierung gelesen.
- [0058] Der Rekorder/das Wiedergabegerät **1** besitzt eine Kopfeinheit **3**, welche Signale auf den plattenförmigen Aufzeichnungsträger **2** schreibt oder davon liest. Die Kopfeinheit **3** besitzt beispielsweise einen Magnetkopf, eine optische Abtasteinrichtung oder dgl.. Außerdem besitzt der Rekorder/das Wiedergabegerät **1** eine Modulationsschaltung **4**, um eine Reihe von aufzuzeichnenden Daten, welche von außerhalb geliefert werden,

zu modulieren, und eine Aufzeichnungssteuerungsschaltung **5**, um das Datenschreiben auf den plattenförmigen Aufzeichnungsträger **2** zu steuern, indem die Kopfeinheit **3** gemäß der modulierten aufzuzeichnenden Datenreihe angesteuert wird. Der Rekorder/das Wiedergabegerät **1** besitzt außerdem einen Vorverstärker **6**, um ein Lesesignal von einem Signal, welches durch die Kopfeinheit **3** gelesen wird, von dem plattenförmigen Aufzeichnungsträger **2** zu erzeugen, einen Regelverstärker (AGC-Verstärker) **7**, um den Verstärkungsfaktor des gelesenen Signals, welches durch den Vorverstärker **6** erzeugt wird, zu steuern, eine Phasenverriegelungsschaltung (PLL) **8**, um eine Analog-Digital-Umsetzung des gelesenen Signals, dessen Verstärkungsfaktor durch die AGC-Schaltung **7** gesteuert wurde, in ein Digitalsignal umzusetzen und einen Takt für das gelesene Signal zu erzeugen, einen adaptiven Entzerrer **10**, um eine PR-Entzerrung und eine Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung des gelesenen Signals auszuführen, für welches der Takt durch die PLL-Schaltung **8** erzeugt wurde, wodurch ein Binärsignal erzeugt wird, und eine Demodulationsschaltung **9**, um das Binärsignal, welches vom adaptiven Entzerrer **10** geliefert wird, zu demodulieren und die reproduzierten Daten auszugeben.

[0059] Der adaptive Entzerrer **10** führt eine PR-Entzerrung und eine Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung des gelesenen Signals durch, um das Signal, welches auf dem plattenförmigen Aufzeichnungsträger **2** aufgezeichnet ist, als Binärsignal auszugeben. Der adaptive Entzerrer **10** erzeugt außerdem einen Pegelfehler, der für die AGC-Schaltung **7** erforderlich ist, um den Verstärkungsfaktor zu steuern, und einen Phasenfehler, welcher für die PLL-Schaltung **8** erforderlich ist, um das Taktsignal und das Lesesignal miteinander zu synchronisieren.

[0060] Wie oben wird der adaptive Entzerrer **10** nach der vorliegenden Erfindung als Schwingungsform-Entzerrer verwendet, wenn ein plattenförmiger Aufzeichnungsträger wiedergegeben wird. Es sollte angemerkt sein, dass die Anwendung des adaptiven Entzerrers **10** zum Wiedergeben eines plattenförmigen Aufzeichnungsträgers lediglich ein Beispiel ist, und dass der adaptive Entzerrer **10** bei einem Wiedergabegerät verwendet werden kann, um ankommende Signale zu reproduzieren, vorausgesetzt, dass das Wiedergabegerät ein System ist, bei dem die Partial-Response-Entzerrung auf der Basis des Vorhandenseins einer Intersymbol-Störung verwendet wird.

Gesamtaufbau des adaptiven Entzerrers **10**

[0061] Der adaptive Entzerrer **10** wird anschließend ausführlicher bezüglich seines Innenaufbaus erläutert.

[0062] [Fig. 2](#) ist ein Blockdiagramm des adaptiven Entzerrers **10**.

[0063] Der adaptive Entzerrer **10** wird mit einem Lesesignal beliefert, welches mit der Zeitgabe des Takts, der durch die PLL-Schaltung **8** erzeugt wird, abgetastet wird.

[0064] Wie in [Fig. 2](#) gezeigt ist, besitzt der adaptive Entzerrer **10** einen Phasenschieber **11**, der mit einem Lesesignal von der PLL-Schaltung **8** beliefert wird, ein FF-Filter (Mitkopplungsfilter) **12**, welches mit dem Lesesignal beliefert wird, welches vom Phasenschieber **11** geliefert wird, und einen Prädiktor **13**, welcher mit dem Lesesignal, welches vom FF-Filter **12** geliefert wird, beliefert wird.

[0065] Der Phasenschieber **11**, das FF-Filter **12** und der Prädiktor **13** sind eine Filterschaltung, um ein Eingangssignal zu filtern. Der adaptive Entzerrer **10** besitzt außerdem eine Phasenschieber-Faktorsteuerschaltung **14**, um den Anzapfungsfaktor des Phasenschiebers **11** einzustellen, eine FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15**, um den Anzapfungsfaktor des FF-Filters **12** einzustellen, eine Prädiktor-Faktorsteuerschaltung **16**, um den Anzapfungsfaktor des Prädiktors **13** einzustellen.

[0066] Der adaptive Entzerrer **10** besitzt außerdem einen Viterbi-Decoder **17**, der mit einem Lesesignal vom Prädiktor **13** beliefert wird, und führt eine Durchlass-Rückkopplungs-Viterbi-Decodierung des gelieferten Lesesignals durch, um ein Binärsignal zu erzeugen, und außerdem einen FDTs-Decoder (Festverzögerungs-Baumsuche), der mit dem gelesenen Signal beliefert wird, welches vom Prädiktor **13** geliefert wird, und führt die Durchlass-Rückkopplungs-FDTs-Decodierung des gelieferten Binärsignals durch, um ein Binärsignal zu erzeugen.

[0067] Der obige Viterbi-Decoder **17** wie auch der FDTs-Decoder **18** sind eine Schaltung, die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung des gelesenen Signals durchführen, welches der Partial-Response-Entzerrung unterworfen ist, um eine Datenreihe (Binärsignal) auszugeben, welche durch 0 und 1 (oder 1 und -1) dargestellt wird. Es sollte angemerkt sein, dass sich der Viterbi-Decoder **17** wie auch der FDTs-Decoder **18** eine interne

Zweigmetrik-Berechnungsschaltung, eine ACS-Schaltung (addiere, vergleiche, wähle aus) usw. anteilig nutzen. Dieses anteilige Schaltungsnutzen wird später ausführlich beschrieben.

[0068] Der adaptive Entzerrer **10** besitzt außerdem eine erste Verzögerungseinheit **21**, um das gelesene Signal, welches vom FF-Filter **12** geliefert wird, um eine vorher festgelegte Zeitlänge zu verzögern, ein erstes Rückkopplungsfilter (erstes FB-Filter) **22**, welches mit dem Binärsignal von Viterbi-Decoder **17** beliefert wird und das Binärsignal filtert, einen ersten Subtrahierer **23**, um das Ausgangssignal vom ersten FB-Filter **22** vom Ausgangssignal von der ersten Verzögerungseinheit **21** zu subtrahieren, und eine erste FB-Filter-Faktorsteuerschaltung **24**, um den Anzapfungsfaktor des ersten FB-Filters **22** einzustellen.

[0069] Der adaptive Entzerrer **10** besitzt außerdem eine zweite Verzögerungseinheit **25**, um das Lesesignal, welches vom FF-Filter **12** geliefert wird, um eine vorher festgelegte Zeitdauer zu verzögern, ein zweites Rückkopplungsfilter (zweites FB-Filter) **26**, welches mit Binärsignal vom Viterbi-Decoder **17** beliefert wird und das Binärsignal filtert, einen zweiten Subtrahierer **27**, um das Ausgangssignal vom zweiten FB-Filter **26** vom Ausgangssignal von der zweiten Verzögerungseinheit **25** zu subtrahieren, und eine zweite FB-Filter-Faktorsteuerschaltung **28**, um den Anzapfungsfaktor des zweiten FB-Filters **26** einzustellen.

[0070] Der adaptive Entzerrer **10** besitzt außerdem ein Auswahlorgan **29**, welches mit dem Binärsignal vom Viterbi-Decoder **17** und dem Subtraktionssignal vom ersten Subtrahierer **23** wie auch mit dem Binärsignal vom FDTS-Decoder **18** und dem Subtraktionssignal vom zweiten Subtrahierer **27** beliefert wird. Das Auswahlorgan **29** wählt entweder eine Kombination des Binärsignals, welches vom Viterbi-Decoder **17** geliefert wird, und des Subtraktionssignals, welches vom ersten Subtrahierer **23** geliefert wird, oder eine Kombination des Binärsignals, welches vom FDTS-Decoder **18** geliefert wird, und des Subtraktionssignals, welches vom zweiten Subtrahierer **27** geliefert wird, aus und gibt dieses aus. Die beiden Signale, die durch das Auswahlorgan **29** ausgewählt werden, werden zur Phasenschieber-Faktorsteuerschaltung **14**, der FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15**, der Prädiktor-Faktorsteuerschaltung **16**, der ersten FB-Filter-Faktorsteuerschaltung **24** und der zweiten FB-Filter-Faktorsteuerschaltung **28** geliefert und zur Berechnung eines Anzapfungsfaktors in jeder der Schaltungen verwendet. Außerdem werden die beiden Signale, die durch das Auswahlorgan **29** ausgewählt werden, zum Viterbi-Decoder **17** und zum FDTS-Decoder **18** geliefert, in denen sie für die Decodierberechnung verwendet werden.

[0071] Der adaptive Entzerrer **10** besitzt außerdem eine Pegelfehler-/Zeitgabefehler-Ermittlungsschaltung **30**. Diese Pegelfehler-/Zeitgabefehler-Ermittlungsschaltung **30** wird mit dem Binärsignal vom FDTS-Decoder **18** und dem Subtraktionssignal vom zweiten Subtrahierer **27** beliefert und erzeugt ein Pegelfehlersignal und ein Zeitgabefehlersignal, auf die sich die AGC-Schaltung **7** und die PLL-Schaltung **8** beziehen.

Übersicht über die PRML-Entzerrung durch den adaptiven Entzerrer **10**

[0072] Die PRML-Entzerrung, die durch den adaptiven Entzerrer **10** ausgeführt wird, wird anschließend erläutert.

[0073] Das FF-Filter **12** dient dazu, eine Schwingungsform-Entzerrung auszuführen, welche auf der Partial-Response basiert. Das FF-Filter **12** ist stromaufwärts vom Durchlass-Rückkopplungs-Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder (Viterbi-Decoder **17** und FDTS-Decoder **18**) vorgesehen, und somit wird der adaptive Entzerrer **10** insgesamt eine Entzerrung auf der Basis des PRML-Entzerrungsverfahrens (Partial-Response-Maximal-Wahrscheinlichkeit) ausführen.

[0074] Außerdem entzerrt das FF-Filter **12** lediglich die Verzerrung der Partial-Response an der Anstiegsflanke und die ISI-Response vor der Anstiegsflanke einer Signalschwingungsform, die zu entzerren ist, der ISI (Intersymbol-Interferenz), die im Signal enthalten ist. Das heißt, das FF-Filter **12** entzerrt die Signalschwingungsform, wobei die Verzerrung der Partial-Response nach der Anstiegsflanke und der ISI nach der Abfallflanke der Signalschwingungsform nicht betrachtet wird, d.h., dass das Vorhandensein einer Verzerrung der Partial-Response nach der Anstiegsflanke der Signalschwingungsform und der ISI nach der Abfallflanke zugelassen wird.

[0075] Die "ISI" ist eine Störungskomponente von einem Symbol, welches einer Signalschwingungsform benachbart ist und dieser überlagert ist.

[0076] Außerdem ist die "ISI" vor der Anstiegsflanke eines Schwingungsformsignals welches zu entzerren ist, eine ISI, die zeitlich vor dem Zeittakt der Anstiegsflanke der Signalschwingungsform existiert, wenn diese zu

einem Binärsignal verarbeitet wird (Zeit des Übergangs von 0 bis 1). Die ISI, die vor der Anstiegsflanke der Signalschwingungsform existiert, wird anschließend als "Anstiegsflanken-ISI" bezeichnet.

[0077] Außerdem ist die "ISI" nach der Abfallflanke einer Signalschwingungsform, die zu entzerren ist, eine ISI, die zeitlich vor dem Zeitpunkt der Abfallflanke der Signalschwingungsform existiert, wenn diese zu einem Binärsignal verarbeitet wird (Zeit des Übergangs von 1 bis 0). Die ISI die nach der Anstiegsflanke der Signalschwingungsform existiert, wird anschließend als "Abfallflanken-ISI" bezeichnet.

[0078] Bei dem adaptiven Entzerrer **10** wird eine Partial-Response-Störung nach der Anstiegsflanke einer Schwingungsform, die zu entzerren ist, und der Abfallflanken-ISI-Response von einem Binärsignal erzeugt, welches schon der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung (Viterbi-Decodierung und FDTS-Decodierung) unterworfen wurde, und der Anzapfungsfaktor des FF-Filters **12** wird für eine Kombination dieser Responses mit der Response vom FF-Filter **12** so gesteuert, um eine Partial-Response zu sein, um dadurch die obige Entzerrung im FF-Filter **12** zu bilden.

[0079] Insbesondere erzeugt das erste FB-Filter **22** oder das zweite FB-Filter **26** eine Verzerrung einer Partial-Response und der Abfallflanken-ISI-Response vom Beurteilungsergebnis des Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierens. Die erste Verzögerungseinheit **21** oder die zweite Verzögerungseinheit **25** verzögert das Responseergebnis vom FF-Filter **12** um eine Zeit, die für die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung erforderlich ist. Der erste Subtrahierer **23** und der zweite Subtrahierer **27** subtrahieren die Verzerrung der Partial-Response und des Abfallflanken-ISI-Response, die vom Binärsignal erzeugt werden, nachdem sie der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung unterworfen wurden, von dem verzögerten Response-Ergebnis vom FF-Filter **12**. Danach stellt die FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15** den Anzapfungsfaktor des FF-Filters **12** so ein, dass alle Ergebnisse der Response, welche vom ersten Subtrahierer **23** und vom zweiten Subtrahierer **27** geliefert werden, eine Partial-Response sind.

[0080] Durch Einstellen des Anzapfungsfaktors des FF-Filters **12** wie oben kann das FF-Filter **12** eine ISI-Partial-Response vor der Anstiegsflanke einer Schwingungsform, die zu entzerren ist, positiv entfernen, und die Partial-Response-Störung vor der Anstiegsflanke, die durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung nicht entfernt werden konnte. In Abhängigkeit vom FF-Filter **12** wird jedoch eine Partial-Response-Störung, die nach der Anstiegsflanke einer Schwingungsform, die zu entzerren ist, existiert, und die ISI nach der Abfallflanke im Response-Ergebnis weiter existieren. Da jedoch die fortdauernde PR-Response-Störung und ISI durch eine Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung (Viterbi-Decodierung und FDTS-Decodierung) entfernt werden können, die in einer stromabwärtigen Stufe durchgeführt wird, wird das Signal-Rausch-Verhältnis (S/N-Verhältnis) allgemein verbessert.

[0081] Außerdem besitzt das FF-Filter **12** ein lineares adaptives EntzerrungsfILTER und ein adaptives Entzerrungs-Volterra-Filter höherer Ordnung, welches ein nichtlineares Filter ist, die parallel miteinander geschaltet sind. Somit addiert das FF-Filter **12** Ausgangssignale vom linearen und nichtlinearen Filter miteinander. Damit kann das FF-Filter **12** einen nichtlinearen Entzerrungsfehler adaptiv kompensieren, wenn ein Eingangssignale eine Nichtlinearität hat, die durch Asymmetrie dargestellt wird, und ein ungefähr lineares Entzerrungsergebnis ausgeben.

[0082] Anschließend wird ausführlich unter Verwendung mathematischer Gleichung beschrieben, wie die obige PR-Entzerrung durchgeführt wird.

[0083] Zunächst wird das FF-Filter **12** mit einem Abtastlesesignal, welches mit einer gestrichelten Linie angedeutet ist, wie in [Fig. 3](#) gezeigt ist, beliefert. Wenn beispielsweise die ersten beiden Daten für den Anzapfungsfaktor entzerrt werden, um eine Partial-Response von PR (111) zu sein, wird der adaptive Entzerrer **10** eine entzerrte Schwingungsform ausgeben, die mit einer durchgezogenen Linie gezeigt ist, wie in [Fig. 3](#) gezeigt ist, welche in der normalen PR-Gleichung nicht ist.

[0084] Die entzerrte Welle wird als y_{0n} angenommen. y_{0n} wird durch die folgende Gleichung (1) angegeben:

$$y_{0n} = \sum_{i=0}^{pr_len-1} c_i \cdot a_{n-i} + \sum_{i=0}^{fbf_len-1} b_i \cdot a_{n-1-i} + w_n \quad \dots(1)$$

[0085] In der obigen Gleichung ist c_i ein allgemein ausgedrückter Anzapfungsfaktor der Partial-Response, deren Störungslänge als pr_len angenommen wird. Wenn der Anzapfungsfaktor der Partial-Response gleich PR (11) ist, ist beispielsweise $c_0 = 1$, $c_1 = 2$ und $pr_len = 2$. Wenn der Anzapfungsfaktor PR (121) ist, ist $c_0 = 1$, c_1

= 2, $c_2 = 2$ und $pr_len = 3$. Wenn der Anzapfungsfaktor gleich PR (111) ist, ist $c_0 = 1$, $c_1 = 2$, $c_2 = 21$ und $pr_len = 3$.

[0086] In der obigen Gleichung ist außerdem b ; ein Ausdruck, der eine Verzerrung zeigt, welche eine Abweichung von einer vorweggenommen Partial-Response ist. Außerdem ist a_n der Wert von NRZ-Daten, welche in einem Zeitpunkt n aufgezeichnet sind und nimmt den Wert an von ± 1 . Außerdem zeigt w_n ein Überlagerungsrauschen.

[0087] Der adaptive Entzerrer **10** arbeitet so, um eine Entzerrung durchzuführen, indem eine Abweichung von einer Partial-Response erlaubt wird, wie der zweite Ausdruck der obigen Gleichung (1).

[0088] Jede der Komponenten des adaptiven Entzerrers **10**, die den oben angedeuteten Betrieb durchführen, wird ausführlich unten beschrieben.

FF-Filter

[0089] Das FF-Filter **12** ist ein Digitalfilter, welches aus einem linearen adaptiven Entzerrungsfilter und einem adaptiven Volterra-Entzerrungsfilter höher Ordnung besteht, die parallel zueinander geschaltet sind, um eine Berechnung der nächsten Gleichung (2-1) auszuführen:

$$y0_n = y01_n + y02_n \dots(2-1)$$

$$y01_n = \sum_{i=0}^{len-1} f_i \cdot x_{n-i} \dots(2-2)$$

$$y02_n = \sum_{i=0}^{len2-1} \sum_{j=0}^{len2-1} f_{ij} \cdot x_{n-i} \cdot x_{n-j} + \sum_{i=0}^{len3-1} \sum_{j=0}^{len3-1} \sum_{k=0}^{len3-1} f_{ijk} \cdot x_{n-i} \cdot x_{n-j} \cdot x_{n-k} \dots(2-3)$$

wobei x_n ein Signal zeigt, welches zum FF-Filter **12** in einem Zeitpunkt n geliefert wird, $y01_n$ als rechtsseitiger zweiter Ausdruck der Gleichung (2-1) ein Ausgangssignal vom linearen adaptiven Entzerrungsfilter (in der Gleichung (2-2)) ist, und $y02_n$ als der rechtsseitiger zweiter Ausdruck der Gleichung (2-1) ein Ausgangssignal vom adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filter höherer Ordnung ist (in der Gleichung (2-3)).

[0090] Insbesondere ist das lineare adaptive Entzerrungsfilter von einem FF-Filter gebildet, welches eine $(len-1)$ -stufige Verzögerungseinheit hat, welche ein Eingangssignal bei jeder Abtastung verzögert, einem (len) -stufigen Multiplizierer, der ein Eingangssignal zu einer ersten Multiplizierstufe und ein Ausgangssignal von jeder Verzögerungseinheit mit einem Anzapfungsfaktor f ($i =$ eine ganze Zahl) multipliziert, und einem Summenaddierer, der die Ausgangssignale von den Multiplizierern aufsummiert und den rechtsseitigen ersten Ausdruck $y02_n$ der Gleichung (2-1) ausgibt, wie in [Fig. 4](#) gezeigt ist. Es sollte angemerkt sein, dass der Anzapfungsfaktor f_j ($i =$ eine ganze Zahl), der zu jedem Multiplizierer geliefert wird, durch die FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15** erzeugt wird, was später ausführlich beschrieben wird.

[0091] Das adaptive Entzerrungs-Volterra-Filter höherer Ordnung ist ein Volterra-Filter, um eine nichtlineare Entzerrung unter der Annahme zu bilden, dass die Eingangssignalschwingungsform in einer Volterra-Reihe expandiert wurde. Insbesondere besitzt beispielsweise ein zweites Volterra-Filter **31** zwei Horizontalverzögerungseinheitsstufen **32-1** und **32-2** und zwei Vertikalverzögerungseinheitsstufen **33-1** und **33-2**, wie in [Fig. 5](#) gezeigt ist. Die Horizontalverzögerungseinheiten **32-1** und **32-2** und die Vertikalverzögerungseinheiten **33-1** und **33-2** erzeugen ein Eingangssignal x_n , ein Eingangssignal x_{n-1} , welches um eine Probe verzögert ist, und ein Eingangssignal x_{n-2} , welches um zwei Abtastungen verzögert ist.

[0092] Das zweite Volterra-Filter **31** besitzt außerdem einen ersten Multiplizierer **34-00**, um Eingangssignale $x(n)$ miteinander zu multiplizieren, einen zweiten Multiplizierer **34-01**, um das Eingangssignal $x(n)$ mit einem Eingangssignal x_{n-1} welches um eine Abtastung verzögert ist, zu multiplizieren, einen dritten Multiplizierer **34-02**, um das Eingangssignal $x(n)$ mit einem Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um zwei Abtastungen verzögert ist, zu multiplizieren, einen vierten Multiplizierer **34-10**, um das Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um eine Abtastung verzögert ist, mit einem Eingangssignal $x(n)$ zu multiplizieren, einen fünften Multiplizierer **34-11**, um die Eingangssignale $x_{(n-1)}$, die um eine Abtastung verzögert sind, miteinander zu multiplizieren, einen sechsten Multiplizierer **34-12**, um das Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um eine Abtastung verzögert ist, mit dem Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um zwei Abtastungen verzögert ist, zu multiplizieren, einen siebten Multiplizierer **34-20**,

um das Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um zwei Abtastungen verzögert ist, mit dem Eingangssignal $x(n)$ zu multiplizieren, einen achten Multiplizierer **34-21**, um das Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um zwei Abtastungen verzögert ist, mit dem Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um eine Abtastung verzögert ist, zu multiplizieren, und einen neunten Multiplizierer **34-22**, um das Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um eine Abtastung verzögert ist, mit dem Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um eine Abtastung verzögert ist, mit dem Eingangssignal $x_{(n-1)}$, welches um zwei Abtastungen verzögert ist, zu multiplizieren.

[0093] Das zweite Volterra-Filter **31** besitzt außerdem einen ersten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-00**, um das Ausgangssignal vom ersten Multiplizierer **31-00** mit einem Anzapfungsfaktor $f_v(0,0)$ zu multiplizieren, einen zweiten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-01**, um das Ausgangssignal vom zweiten Multiplizierer **31-01** mit einem Anzapfungsfaktor $f_v(0,1)$ zu multiplizieren, einen dritten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-02**, um das Ausgangssignal vom dritten Multiplizierer **31-02** mit einem Anzapfungsfaktor $f_v(0,2)$ zu multiplizieren, einen vierten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-10**, um das Ausgangssignal vom vierten Multiplizierer **31-10** mit einem Anzapfungsfaktor $f_v(1,0)$ zu multiplizieren, einen fünften Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-11**, um das Ausgangssignal vom fünften Multiplizierer **31-11** mit einem Anzapfungsfaktor $f_v(1,1)$ zu multiplizieren, einen sechsten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-12**, um das Ausgangssignal vom sechsten Multiplizierer **31-12** mit einem Anzapfungsfaktor $f_v(1,2)$ zu multiplizieren, einen siebten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-20**, um das Ausgangssignal vom siebten Multiplizierer **31-20** mit einem Anzapfungsfaktor $f_v(2,0)$ zu multiplizieren, einen achten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-21**, um das Ausgangssignal vom achten Multiplizierer **31-21** mit einem Anzapfungsfaktor $f_v(2,1)$ zu multiplizieren, und einen neunten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-22**, um das Ausgangssignal vom neunten Multiplizierer **31-22** mit einem Anzapfungsfaktor $f_v(2,2)$ zu multiplizieren.

[0094] Das sekundäre Volterra-Filter **31** besitzt außerdem einen Summenaddierer **36**, der die Ausgangssignale vom ersten bis zum neunten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-00** bis **35-22** aufaddiert und den rechtsseitigen zweiten Ausdruck y_{2-2_n} der obigen Gleichung (2-1) ausgibt.

[0095] Es sei angemerkt, dass die Anzapfungsfaktoren $f_v(i,j)$ (i und j sind ganze Zahlen), die durch die ersten bis neunten Anzapfungsfaktor-Multiplizierer **35-00** bis **35-22** angegeben werden, dafür einen Wert eingestellt haben, der durch die FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15** erzeugt wird, was später ausführlich beschrieben wird. Es sei außerdem angemerkt, dass, obwohl das sekundäre Volterra-Filter als Beispiel beschrieben wurde, die Größe der Verzögerung nicht nur eine sekundäre Größe zu sein braucht, sondern auch eine Tertiäre, eine einer vierten Ordnung oder eine einer höheren Ordnung sein kann.

[0096] Das FF-Filter ist eine Kombination des oben erläuterten linearen adaptiven Entzerrungsfilters und des adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters höherer Ordnung, die parallel zueinander geschaltet sind. Da die Anzapfungsfaktoren f_j und $f_{v_{ik}}$ des linearen adaptiven Entzerrungsfilters und des adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters höherer Ordnung durch die FF-Filterfaktor-Steuerung **15** gesteuert werden, führt das FF-Filter **12** adaptive PR-Entzerrung eines gelieferten Lesesignals durch.

FB-Filter

[0097] Das erste und das zweite FB-Filter **22** und **26** sind Digitalfilter, welche mit einem Binärsignal $a_{(n-d)} \{= (a_{(n-d0)} \text{ oder } a_{(n-d1)})\}$ von -1 oder +1 beliefert werden, welches das Ergebnis einer provisorischen Entscheidung der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung (Viterbi-Decodierung oder FDTS-Decodierung) ist, und berechnet auf der Basis des Eingangsergebnisses der provisorischen Entscheidung $a_{(n-d)}$ Partial-Response-Verzerrungen (beispielsweise b_0 und b_1 in [Fig. 3](#)) zwei Abtastungen später der zu entzerrenden Schwingungsform im zweiten Ausdruck der obigen Gleichung (1) und die Abfallflanken-ISI-Responsen (beispielsweise b_2 , b_3 und b_4 in [Fig. 3](#)).

[0098] Es sei angemerkt, dass obwohl der adaptive Entzerrer **10** das erste FB-Filter **22**, welches das Ergebnis provisorischer Entscheidung des Viterbi-Decoders **17** filtert, und das zweite FB-Filter **26** aufweist, welches das Ergebnis provisorischer Entscheidung des FDTS-Decoders **18** filtert, lediglich eines dieser Filter für die PR-Entzerrung verwendet wird. Durch das Auswahlorgan **29** wird entweder das erste oder das zweite FB-Filter **22** und **26** ausgewählt, was später ausführlich beschrieben wird.

[0099] Unter der Annahme, dass das Berechnungsausgangssignal vom ersten FB-Filter **22**, welches das Ergebnis provisorischer Entscheidung des Viterbi-Decoders **17** filtert, gleich y_{40_n} ist, und das Berechnungsausgangssignal vom zweiten FB-Filter **26**, welches das Ergebnis provisorischer Entscheidung des FDTS-Decoders **18** filtert, gleich y_{41_n} ist, wird das erste FB-Filter **22** die folgende Gleichung (3-1) berechnen, während das zweite FB-Filter **26** die folgende Gleichung (3-2) berechnen wird:

$$y40_{n-d0} = \sum_{i=0}^{fbf_len-1} b_i \cdot a_{n-(d0+1)-i} \quad \dots(3-1)$$

$$y41_{n-d1} = \sum_{i=0}^{fbf_len-1} b_i \cdot a_{n-(d1+1)-i} \quad \dots(3-2)$$

wobei d0 eine Entscheidungsverzögerung des Viterbi-Decoders **17** zeigt und d1 eine Entscheidungsverzögerung des FDTS-Decoders **18** zeigt, wobei beide eine ganze Zahl größer als 0 sind. Es sollte angemerkt sein, dass d0 und d1 durch d dargestellt werden, wenn es nicht notwendig ist, diese unterschiedlich voneinander darzustellen.

[0100] Insbesondere ist das erste und das zweite FB-Filter **22** und **26** aus einem FIR-Filter gebildet, welches, wie in [Fig. 6](#) gezeigt ist, eine (fbf_len-1)-stufige Verzögerungseinheit aufweist, welche ein Eingangssignal bei jeder Abtastung verzögert, einem (fbf_len)-stufigen Multiplizierer, der ein Eingangssignal zur ersten Verzögerungseinheitsstufe und ein Ausgangssignal von jedem Verzögerungseinheitsschritt mit einem Anzapfungsfaktor b_i (i = eine ganze Zahl) multipliziert, und einem Summenaddierer, der Ausgangssignale von allen Multipliziererstufen aufsummiert und Ausgangssignale y40_n und y41_n der obigen Gleichungen (3-1) und (3-2) ausgibt.

[0101] Es sei angemerkt, dass für den Anzapfungsfaktor b_i; (i = eine ganze Zahl), der jeder Multipliziererstufe gegeben wird, ein Wert eingestellt wird, der durch die erste FB-Filter-Faktorsteuerschaltung **24** oder die zweite FB-Filter-Faktorsteuerschaltung **28** erzeugt wird, was später ausführlich beschrieben wird.

[0102] Das erste und das zweite FB-Filter **22** und **26** sind adaptive Entzerrungsfiler, die oben beschrieben wurden, und besitzen den Anzapfungsfaktor b_i, der durch die FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15** gesteuert wird, um eine Verzerrung einer Partial-Response nach der Anstiegsflanke einer Schwingungsform, die zu entzerren ist, auszugeben, und einen ISI-Response nach der Abfallflanke der Schwingungsform.

Verzögerungseinheiten und Subtrahierer

[0103] Die erste Verzögerungseinheit **21** besitzt ein Schieberegister, dessen Verzögerungshöhe (d0) einer Verzögerung entspricht, welche für die Entscheidung durch den Viterbi-Decoder **17** erforderlich ist. Die erste Verzögerungseinheit **21** wird mit dem Ergebnis der Partial-Response y0_n des FF-Filters **12** beliefert. Daher wird das Ausgangssignal von der ersten Verzögerungseinheit **21** gleich Y0_(n-d0) sein.

[0104] Bei dieser Ausführungsform wird, da die Verzögerung des Decodierens des Viterbi-Decoders **17** ein pmem_len Takt ist, y0_n um pmem_len verzögert (= d0). Das heißt, dass das Ausgangssignal von der ersten Verzögerungseinheit **21** gleich y0(n-pmem_len) sein wird.

[0105] Die zweite Verzögerungseinheit **25** besitzt ein Schieberegister, deren Verzögerungshöhe (d1) der Verzögerung entspricht, welche für die Entscheidung durch den FDTS-Decoder erforderlich ist. Die zweite Verzögerungseinheit **25** wird mit dem Ergebnis der Response y0_n des FF-Filters **12** beliefert. Daher wird das Ausgangssignal von der zweiten Verzögerungseinheit **25** gleich Y0_(n-d1) sein. Da bei dieser Ausführungsform die Verzögerung des Decodierens des FDTS-Decoders **18** drei Takte beträgt, wird die zweite Verzögerungseinheit **25** y0_n um 3(= d1) Takte verzögern. Das heißt, dass das Ausgangssignal von der zweiten Verzögerungseinheit **25** gleich y0_(n-3) sein wird.

[0106] Der erste Subtrahierer **23** subtrahiert das Ergebnis des Ausgangssignals vom FB-Filter **22** des Rekorders/des Wiedergabegeräts 1 vom Ergebnis der Response des FF-Filters **12**, welches um einen Zeit verzögert ist, die für die Entscheidung durch die Viterbi-Decodierung erforderlich ist. Aufgrund der Annahme, dass das Ausgangssignal vom ersten Subtrahierer **23** gleich y50_n ist, wird dieses Signal y50_n durch die folgende Gleichung (4-1) angegeben:

$$y50_{n-d0} = \sum_{i=0}^{fbf_len-1} f_i \cdot x_{n-d0-i} - \sum_{i=0}^{fbf_len-1} b_i \cdot a_{n-(d0+1)-i} \quad \dots(4-1)$$

[0107] Die zweite Verzögerungseinheit **25** ist ein Speicher, dessen Verzögerungshöhe einer Verzögerung entspricht, die für die Entscheidung durch den FDTS-Decoder **18** erforderlich ist. Die zweite Verzögerungseinheit **25** verzögert das Ergebnis der Response des FF-Filters **12**. Ebenso subtrahiert der zweite Subtrahierer **27** das Ergebnis des Ausgangssignals vom zweiten FB-Filter **26** vom Ergebnis des Response des FF-Filters **12**, welches um eine Zeitperiode verzögert ist, die für die Entscheidung durch die FDTS-Decodierung erforderlich ist.

Unter der Annahme, dass das Signal, welches vom zweiten Subtrahierer **27** ausgegeben wird, gleich $y51_n$ ist, wird das Signal $y51_n$ durch die folgende Gleichung (4-2) angegeben:

$$y51_{n-d1} = \sum_{i=0}^{ff_len-1} f_i \cdot x_{n-d1-i} - \sum_{i=0}^{fbf_len-1} b_i \cdot a_{n-(d1+1)-i} \dots (4-2)$$

Auswahlorgan

[0108] Das Auswahlorgan **29** liefert ein provisorisches Entscheidungsergebnis $a_{(n-d)}$ und eine Response $Y50_{n-d}$, welche von der Entfernung einer Verzerrung resultiert, und die ISI-Abfallflanke von der Partial-Response (dieses Schwingungsformsignal wird auch als "Entfernungsschwingungsform oder Entfernungsschwingungsformsignal" bezeichnet, wenn geeignet) des FF-Filters **12** zum Phasenschieber **11**, zum FF-Filter **12**, zum Prädiktor **13** und zur ersten und zweiten FB-Filterfaktor-Steuerschaltung **24** und **28**. In diesem Zeitpunkt wählt das Auswahlorgan **29** entweder das Ergebnis $a_{(n-d)}$ vom Viterbi-Decoder **17** und $Y50_{n-d0}$ aus, oder das Ergebnis $a_{(n-d1)}$ des FDTS-Decoders **18** und $y51_{n-d1}$, welches verwendet werden soll. Das ausgewählte provisorische Entscheidungsergebnis, welches vom Auswahlorgan **29** ausgegeben wird, wird durch $a_{(n-d)}$ gezeigt, und eine Schwingungsform, die von einer Entfernung der Verzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response resultiert, wird durch $y5_{(n-d)}$ dargestellt, wie folgt:

[0109] Wenn die Viterbi-Decodierung ausgewählt wird:

$$a_{(n-d)} = a_{(n-d0)}, y5_{(n-d)} = y50_{(n-d0)}$$

[0110] Wenn die FDTS-Decodierung ausgewählt wird:

$$a_{(n-d)} = a_{(n-d1)}, y5_{(n-d)} = y51_{(n-d1)}$$

FF-Filter-Faktorsteuerschaltung

[0111] Die FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15** berechnet einen Anzapfungsfaktor f_i des linearen adaptiven Entzerrungsfilters des FF-Filters **12** und einen Anzapfungsfaktor fv_{ij} des Volterra-Filters höherer Ordnung.

[0112] [Fig. 7](#) ist ein Blockdiagramm der FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15**. Wie in [Fig. 7](#) gezeigt ist, besitzt die FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15** eine FF-Filter-Faktor-Aktualisierungseinheit **41**. Die FF-Filter-Faktor-Aktualisierungseinheit **41** wird mit einem provisorischen Entscheidungsergebnis $a_{(n-d)}$ des Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoders (Viterbi-Decoder **17** oder FDTS-Decoder **18**) beliefert, dem Schwingungsformsignal $y5_{(n-d)}$, welches vom Subtrahierer (erster Subtrahierer **23** oder zweiter Subtrahierer **27**) geliefert wird, und welcher sich aus der Entfernung einer Verzerrung oder einer Abfallflanken-ISI von der Partial-Response ergeben hat, und dem Signal $x_{(n-d,i)}$ (wobei i eine ganze Zahl von 0 bis ff_len-1) ist, welches in der Relaisseinheit des Filters **12** gehalten wird. Die Anzapfungsfaktoren f_i und fv_{ij} , die durch die FF-Filter-Faktorsteuerschaltung **15** berechnet werden, werden zu jedem Multiplizierer geliefert, der die Anzapfungsfaktoren des FF-Filters **12** miteinander multipliziert.

[0113] Die FF-Filter-Faktor-Aktualisierungseinheit **41** steuert die Anzapfungsfaktoren f_i und fv_{ij} des FF-Filters **12** so, dass das Schwingungsformsignal $y5_{(n-d)}$, welches von der Entfernung einer Verzerrung resultierte, und die Abfallflanken-ISI von der Partial-Response mit der Partial-Response (PR ()) des Ergebnisses der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung zusammenfällt. Die FF-Filter-Faktor-Aktualisierungseinheit **41** steuert nämlich die Anzapfungsfaktoren f_i und fv_{ij} des FF-Filters **12** so, dass die Response des FF-Filters **12** mit einer Response übereinstimmt, die von einer Entfernung einer Verzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response übereinstimmt. Anders ausgedrückt steuert die FF-Filter-Faktor-Aktualisierungseinheit **41** die Anzapfungsfaktoren f_i und fv_{ij} des FF-Filters **12** so, dass die Response des FF-Filters **12** mit einer Response übereinstimmt, die die Verzerrung der Partial-Response an der Anstiegsflanke unwirksam machen wird und die Anstiegsflanken-ISI entfernt.

[0114] Es sei angemerkt, dass die FF-Filter-Faktor-Aktualisierungseinheit **41** die Anzapfungsfaktoren f_i und fv_{ij} auf der Basis des LMS-Algorithmus berechnet.

[0115] Zur Auswertung des LMS-Algorithmus wird ein Quadratfehler $F(n)$ zwischen dem Schwingungsformsignal $y5_{(n-d)}$, welches von der Entfernung einer Verzerrung resultierte, und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response und der Partial-Response des provisorischen Entscheidungsergebnisses der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung, wie durch die folgende Gleichung (5) angegeben wird, zunächst als eine Auswertungsfunktion einer Ausgangsschwingungsform vom FF-Filter **12** anschließend besprochen:

$$F(n) = \{y5_{n-d} - PR(a_{n-d})\}^2 \quad (5)$$

wobei n die aktuelle Zeit zeigt und $PR()$ eine Funktion ist, welche eine Referenzschwingungsform für eine gewünschte Partial-Response bereitstellt. Unter der Annahme von $PR(111)$ wird $a_{(n-d)} + a_{(n-d-1)} + a_{(n-d-2)}$ berechnet.

[0116] Unter der Annahme, dass eine Eingangsschwingungsform $y5_{(n-d)}$, welche eine nichtlineare Verzerrung hat, ungefähr in eine sekundäre Volterra-Reihe für ein Eingangssignal $x(n)$ expandiert werden kann, kann die Eingangsschwingungsform $y5_{(n-d)}$ durch die folgende Gleichung (6) angegeben werden:

$$y5_{n-d} = \sum_{i=0}^{len-1} f_i \cdot x_{n-d-i} + \sum_{j=0}^{len2-1} \sum_{k=0}^{len2-1} f_{jk} \cdot x_{n-d-j} \cdot x_{n-d-k} \dots (6)$$

[0117] Die Partialdifferenzierung von $F(n)$ in der Gleichung (5) wie für den Anzapfungsfaktor f_i des Index i des linearen adaptiven Entzerrungsfilters des FF-Filters **12** wird durch die folgende Gleichung (7) angegeben:

$$\frac{\partial}{\partial f_i} F(n) = 2\{y5_{n-d} - PR(a_{n-d})\} \cdot x_{n-d-i} \dots (7)$$

[0118] Der LMS-Algorithmus dient dazu, den Filterfaktor zur Minimierung des Quadratfehlers zu steuern. Daher wird durch Multiplizieren des Partialdifferentialwerts des Quadratfehlers mit einem geeigneten Verstärkungsfaktor und durch Subtrahieren des Ergebnisses der Multiplikation von Anzapfungsfaktor f_i das lineare adaptive Entzerrungsfilter eine adaptive Filterung ausführen, so dass das Schwingungsformsignal $y5_{(n-d)}$, welches von der Entfernung einer Verzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response resultierte, der Partial-Response nachfolgen wird.

[0119] Ähnlich wird die Partialdifferenzierung eines Anzapfungsfaktors f_{jk} der Indizes j und k des sekundären adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters durch die folgende Gleichung (8) angegeben:

$$\frac{\partial}{\partial f_{jk}} F(n) = 2\{y5_{n-d} - PR(a_{n-d})\} \cdot (x_{n-d-j} \cdot x_{n-d-k}) \dots (8)$$

[0120] Das heißt, dass der Aktualisierungsalgorithmus für den Anzapfungsfaktor des nichtlinearen adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters sich lediglich von dem für den Anzapfungsfaktor des linearen adaptiven Entzerrungsfilters dahingehend unterscheidet, dass die Partialdifferenzierung mit einem Produkt von zwei Signalen mit Verzögerungen i und j zusätzlich zu einer festen Verzögerung d von einem Eingangssignal $x(n)$ im aktuellen Zeitpunkt n ausgedrückt wird. Anders ausgedrückt hat die Anzapfungsfaktor-Aktualisierungseinheit für das nichtlineare adaptive Entzerrungs-Volterra-Filter einen ähnlichen Aufbau wie den für das lineare adaptive Entzerrungsfiler.

[0121] Durch Multiplizieren eines Partialdifferentialwerts eines Quadratsfehlers mit einem geeigneten Verstärkungsfaktor und durch Subtrahieren des Ergebnisses der Multiplikation vom Anzapfungsfaktor f_{jk} wird das adaptive Filtern durch das Volterra-Filter höherer Ordnung ausgeführt, welches ein nichtlineares Entzerrungsfiler ist, so dass das Schwingungsformsignal $y5_{(n-d)}$, welches von der Entfernung einer Verzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response resultierte, der Partial-Response nachfolgt.

[0122] **Fig. 8** zeigt eine Faktorberechnungsschaltung **41-i**, um den Anzapfungsfaktor f_i des Index i des linearen adaptiven Entzerrungsfilters im FF-Filter **12** zu berechnen. Es sollte angemerkt sein, dass die FF-Filterfaktor-Aktualisierungseinheit **41** eine Faktorberechnungsschaltung für jeden Index enthält und alle diese Faktorberechnungsschaltungen den gleichen Aufbau haben.

[0123] Die Faktorberechnungsschaltung **41-i** besitzt eine Partialdifferentialereinheit **42**, eine Bewegungsdurchschnittseinheit **43**, einen Verstärkungsfaktor-Multiplizierer **44** und eine Faktoraktualisierungseinheit **45**.

[0124] Die Partialdifferentialereinheit **42** besitzt eine Filterschaltung **46**, um eine Referenzschwingungsform $PR(a_{(n-d)})$ der Partial-Response vom Ergebnis der provisorischen Entscheidung $a_{(n-d)}$ zu berechnen, einen Subtrahierer **47**, um $PR(a_{(n-d)})$ vom Schwingungsformsignal $y5_{(n-d)}$ zu subtrahieren, welches von der Entfernung einer Verzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response resultierte, und einen Multiplizierer **48**, um das Ergebnis der Subtraktion vom Subtrahierer **47**, ein Signal $x_{(n-d-i)}$ welches in der Verzögerungseinheit des FF-Filters **12** gehalten wird, und "2" miteinander zu multiplizieren. Die Partialdifferentialereinheit **42** kann den Multiplizierer **48** haben, der das Ergebnis der Partialdifferenzierung ausgibt, wie dies durch die obige Gleichung

(7) angegeben ist.

[0125] Die Bewegungsdurchschnittseinheit **43** bildet einen Bewegungsdurchschnitt des Ergebnisses der Partialdifferenzierung, beispielsweise eine Bewegungsdurchschnittszahl M_0 . Der Multiplizierer **44** multipliziert das Ergebnis des Bewegungsdurchschnitts von der Bewegungsdurchschnittseinheit **43** mit einem Verstärkungsfaktor α_0 .

[0126] Die Faktoraktualisierungseinheit **45** subtrahiert das Ergebnis der Partialdifferenzierung, welches mit einem Bewegungsdurchschnitts-Verstärkungsfaktor α_0 multipliziert wurde, von einem Faktorwert f_i einen Takt zuvor. Somit wird die Faktoraktualisierungseinheit **45** das Partialdifferenzierungsergebnis in Richtung null aktualisieren.

[0127] [Fig. 9](#) zeigt ausführlich eine Faktorberechnungsschaltung **41-ik**, um den Anzapfungsfaktor $f_{v_{ik}}$ des Index ik des nichtlinearen adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters höherer Ordnung im FF-Filter **12** zu berechnen. Es sei angemerkt, dass die FF-Filterfaktor-Aktualisierungseinheit **41** eine Faktorberechnungsschaltung für jeden Index aufweist und alle diese Faktorberechnungsschaltungen den gleichen Aufbau haben.

[0128] Die Faktorberechnungsschaltung **41-ik** hat den gleichen Aufbau wie die Faktorberechnungsschaltung **41-i** im linearen Entzerrungsfilter mit der Ausnahme des Multiplizierers **48** in der Partialdifferenzierungseinheit **42**. Der Multiplizierer **48** in der Partialdifferenzierungseinheit **42** der Faktorberechnungsschaltung **41-ik** multipliziert das Ergebnis der Subtraktion vom Subtrahierer **47**, das Signal $x_{(n-d-i)}$, welches in der Verzögerungsschaltung des FF-Filters **12** gehalten wird, das Signal $x_{(n-d-k)}$ und "2" miteinander.

FB-Filter-Faktorsteuerschaltungen

[0129] Die erste und die zweite FB-Filter-Faktorsteuerschaltung **24** und **28** berechnen Anzapfungsfaktoren b_i ; des ersten bzw. zweiten FB-Filters **22** und **26**.

[0130] [Fig. 10](#) ist ein Blockdiagramm der FB-Filter-Faktorsteuerschaltungen **24** und **28**. Eine jede der FB-Filter-Faktorsteuerschaltungen **24** und **28** besitzt eine FB-Filterfaktor-Aktualisierungseinheit **51** und einen H(D)-Berechnungsblock **52**.

[0131] Die FB-Filterfaktor-Aktualisierungseinheit **51** wird mit der Schwingungsform $y5_{(n-d)}$ beliefert, die vom ersten oder zweiten FB-Filter **22** und **26** geliefert wird und die aus der Entfernung einer Entzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response resultiert, und dem Ergebnis der provisorischen Entscheidung $a_{(n-d-i)}$ (wobei i eine ganze Zahl von 0 bis fff_len-1 ist). Der Anzapfungsfaktor b_i , der durch die FB-Filter-Faktorsteuerschaltungen **24** und **28** berechnet wurde, wird zu jedem Multiplizierer geliefert, der den Anzapfungsfaktor des ersten und zweiten FB-Filters **22** und **26** berechnet.

[0132] Der H(D)-Berechnungsblock **52** erzeugt eine Transferfunktion $H(D)$, die durch den Viterbi-Decoder **17** und den FDTs-Decoder **18** verwendet wird. Diese Erzeugung wird später ausführlich beschrieben.

[0133] Die FF-Filterfaktor-Aktualisierungseinheit **51** steuert den Anzapfungsfaktor b_i der FB-Filter **22** und **26** so, dass das Schwingungsformsignal $y5_{(n-d)}$, welches aus der Entfernung einer Verzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response resultiert, mit der Partial-Response (PR()) als Ergebnis der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung übereinstimmt. Das heißt, dass die FB-Filterfaktor-Aktualisierungseinheit **51** den Anzapfungsfaktor b_i der FB-Filter **22** und **26** für die Response von den FB-Filtern **22** und **26** steuert, damit sie mit der Partial-Response-Verzerrung und der Abfallflanken-ISI-Response übereinstimmen.

[0134] Es sei angemerkt, dass die FB-Filterfaktor-Aktualisierungseinheit **51** den Anzapfungsfaktor b_i auf der Basis des LMS-Algorithmus berechnet.

[0135] Zur Auswertung des LMS-Algorithmus, der in der FB-Filterfaktor-Aktualisierungseinheit **51** eingeführt ist, wird ein Quadratfehler $F(n)$ zwischen dem Schwingungsformsignal $y5_{(n-d)}$, welches aus der Entfernung einer Verzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response und der Partial-Response des provisorischen Entscheidungsergebnisses der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung resultiert, wie durch die folgende Gleichung (5) angegeben wird, anschließend zunächst betrachtet, wie dies vorher in Bezug auf das FF-Filter **12** erläutert wurde.

[0136] Die Partialdifferenzierung des Quadratfehlers $F(n)$, der durch die Gleichung (5) angegeben wird, wird

wie beim Anzapfungsfaktor b_i des Index i des ersten und des zweiten FB-Filters **22** und **26** durch die folgende Gleichung (9) angegeben:

$$\frac{\partial}{\partial b_i} F(n) = 2\{y5_{n-d} - PR(a_{n-d})\} \cdot (-a_{n-d-i}) \quad \dots(9)$$

[0137] Der LMS-Algorithmus dient dazu, den Filterfaktor zu steuern, um den Quadratfehler zu minimieren. Daher wird durch Multiplizieren des partiellen Differentialwerts des Quadratfehlers mit einem geeigneten Verstärkungsfaktor und durch Subtrahieren des Ergebnisses der Multiplikation vom Anzapfungsfaktor b_i adaptives Filtern für die Response der FB-Filter **22** und **26** ausgeführt, um auf die Partialantwortverzerrung und die Abfallflanken-ISI-Response zu folgen.

[0138] [Fig. 11](#) zeigt die Details einer Faktorberechnungsschaltung **51-i**, um den Anzapfungsfaktor b_i des Index i der FB-Filter **22** und **26** zu berechnen. Es sei angemerkt, dass die FB-Filterfaktor-Aktualisierungseinheit **51** eine Faktorberechnungsschaltung für jeden Index aufweist und alle diese Faktorberechnungsschaltungen den gleichen Aufbau haben.

[0139] Die Faktorberechnungsschaltung **51-i** besitzt eine Partialdifferenzialeinheit **52**, eine Bewegungsdurchschnittseinheit **53**, einen Verstärkungsfaktor-Multiplizierer **54** und eine Faktoraktualisierungseinheit **55**.

[0140] Die Partialdifferenzialeinheit **52** besitzt eine Filterschaltung **56**, um eine Referenzschwingungsform $PR(a_{(n-d)})$ der Partial-Response von dem Ergebnis der provisorischen Entscheidung $a_{(n-d)}$ zu berechnen, einen Subtrahierer **57**, um $PR(a_{(n-d)})$ vom Schwingungsformsignal $y5_{(n-d)}$ zu subtrahieren, welches aus der Entfernung einer Verzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response resultierte, und einen Multiplizierer **58**, um das Ergebnis der Subtraktion vom Subtrahierer **57**, ein Signal $a_{(n-d-i)}$ welches in den Verzögerungseinheiten der FF-Filter **12** und **26** gehalten wird, und "-2" miteinander zu multiplizieren. Die Partialdifferenzialeinheit **52** kann den Multiplizierer **58** haben, der das Ergebnis der Partialdifferenzierung ausgibt, wie durch die obige Gleichung (9) angegeben ist.

[0141] Die Bewegungsdurchschnittseinheit **53** bildet einen Bewegungsdurchschnitt des Ergebnisses der Partialdifferenzierung, beispielsweise eine Bewegungsdurchschnittszahl M_0 . Der Multiplizierer **54** multipliziert das Ergebnis des Bewegungsdurchschnitts von der Bewegungsdurchschnittseinheit **53** mit einem Verstärkungsfaktor α_2 .

[0142] Die Faktoraktualisierungseinheit **55** subtrahiert das Ergebnis der Partialdifferenzierung, welches mit einem Verstärkungsfaktor α_2 multipliziert wurde, von einem Faktorwert b_i einen Takt zuvor. Somit wird die Faktoraktualisierungseinheit **55** das Partialdifferentialergebnis in Richtung auf null aktualisieren.

Prädiktor und Prädiktorfaktor-Steuerschaltung

[0143] Anschließend wird der Prädiktor **13** und die Prädiktorfaktor-Steuerschaltung **16** erläutert, um einen Anzapfungsfaktor p_i des Prädiktors **13** zu berechnen.

[0144] Das Rauschen im gelesenen Signal ist normalerweise ein Weißrauschen (d.h., ein Rauschen, dessen Pegel unabhängig von einer Frequenz konstant ist). Wenn das gelesene Signal durch das FF-Filter **12** entzerrt wird, wird das Rauschen eine Frequenzeigenschaft haben. Wenn das gelesene Signal ein Rauschen aufweist, welches eine Frequenzeigenschaft hat, wird ein Rauschen, welches hoch korrelativ im stromabwärtigen Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder ist, die Ermittlungsleistung vernichten, mit dem Ergebnis, dass die Bitfehler-rate BER höher sein wird.

[0145] Der Prädiktor **13** dient dazu, das Rauschen, welches in einem Signal enthalten ist, welches zum Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder (Viterbi-Decoder **17** und FDTS-Decoder **18**) geliefert wird, weiß zu machen und die gesamte Ermittlungsleistung des adaptiven Entzerrers **10** zu verbessern.,

[0146] Der Prädiktor **13** ist ein Digitalfilter, welches mit einem Eingangssignal $y0_n$ vom FF-Filter **12** beliefert wird, hat dafür einen Vorhersagefaktor p_i ($i = 1, 2, \dots, \text{prd_len}$) eingestellt, um das Rauschen zu weißen, und berechnet die folgende Gleichung (10):

$$y2_n = y0_n - \sum_{i=1}^{\text{prd_len}} p_i \cdot y0_{n-i} \quad \dots(10)$$

[0147] Insbesondere ist der Prädiktor **13** ein FIR-Filter, welches, wie in [Fig. 12](#) gezeigt ist, eine (prd_len)-stu-

fige Verzögerungseinheit hat, um ein Signal $y_{0,n}$, welches vom FF-Filter **12** geliefert wird, bei jeder Abtastung zu verzögern, einen (prd_len)stufigen Multiplizierer, um ein Ausgangssignal von jeder Verzögerungseinheit mit einem Anzapfungsfaktor p_i ($i = \text{eine ganze Zahl}$) zu multiplizieren, und einen Summenaddierer, um ein Eingangssignal zum ersten Verzögerungseinheitsschritt und von jedem Multiplizierschritt zu addieren und ein Ausgangssignal $y_{2,n}$ auszugeben.

[0148] Es sei angemerkt, dass für den Anzapfungsfaktor p_i ($i = \text{eine ganze Zahl}$), der zu jeder Multiplizierstufe geliefert wird, ein Wert eingestellt wird, der durch die Prädiktorfaktor-Steuerschaltung **16** erzeugt wird.

[0149] Die Prädiktorfaktor-Steuerschaltung **16** wird anschließend erläutert.

[0150] [Fig. 13](#) ist ein Blockdiagramm, welches den Innenaufbau einer Prädiktorfaktor-Steuerschaltung **16** zeigt.

[0151] Die Prädiktorfaktor-Steuerschaltung **16** enthält eine Faktoraktualisierungseinheit **61**, einen G(D)-Rechnungsblock **62**, einen Rausch-Prädiktor **63** und eine Fehlerberechnungseinheit **64**. Die Fehlerberechnungseinheit **64** wird mit $y_{5(n-d)}$ und dem Ergebnis der provisorischen Entscheidung $a_{(n-d)}$ beliefert und berechnet ein Fehlersignal $w_{(n-d)}$ in einem Zeitpunkt $(n-d)$. Der Fehler $w_{(n-d)}$ wird zu einem FIR-Filter als Prädiktor **13** geliefert, das Ergebnis und das Signal $w_{(n-d-i)}$ werden zur Faktoraktualisierungseinheit geliefert, um jeden Anzapfungsfaktor p_i ($i = 1, 2, \dots, \text{prd_len}$) zu aktualisieren.

[0152] Eine Auswertungsfunktion $e^2(n)$ für den Prädiktor, die durch die folgende Gleichung (11) angegeben wird, wird betrachtet:

$$e^2(n) = \left\{ w_{n-d} - \sum_{i=1}^{\text{prd_len}} w_{n-d-i} \cdot p_i \right\}^2 \quad \dots(11)$$

wobei n die aktuelle Zeit zeigt.

[0153] Danach wird betrachtet, wie die Auswertungsfunktion mit dem LMS-Algorithmus zu minimieren ist.

[0154] Beispielsweise wird die Partialdifferenzierung des Anzapfungsfaktors p_i des Index i des Prädiktors **13** durch die folgende Gleichung (12) angegeben:

$$\frac{\partial}{\partial p_i} [e^2(n)] = 2 \left\{ w_{n-d} - \sum_{j=1}^{\text{prd_len}} w_{n-d-j} \cdot p_j \right\} \cdot w_{n-d-i} \quad \dots(12)$$

[0155] Die obige Gleichung wird in der Faktoraktualisierungseinheit **61** ausgeführt.

[0156] [Fig. 14](#) ist ein Blockdiagramm, welches ausführlich die i -te Einheit der Faktoraktualisierungseinheiten für den Anzapfungsfaktor p_i zeigt. Die Faktoraktualisierungseinheit, die in [Fig. 14](#) gezeigt ist, ist für jede der Anzahl prd_len von Anzapfungsfaktoren vorgesehen, wobei jedoch alle Faktoraktualisierungseinheiten den gleichen Aufbau haben. Somit wird beispielsweise die i -te Faktoraktualisierungseinheit beschrieben.

[0157] Wie gezeigt wird die Partialdifferenzierung durch eine Partialdifferenziereinheit **65** ausgeführt, einschließlich eines Addierers, einer Verzögerungseinheit, usw.. Das Ergebnis der Partialdifferenzierung wird zu einer Bewegungsdurchschnitts-Berechnungseinheit **66** geliefert, die einen Bewegungsdurchschnitt einer gegebenen Bewegungsdurchschnittszahl M_4 bildet. Das Ergebnis des Bewegungsdurchschnitts wird mit einem Aktualisierungsfaktor α_4 mit einem Aktualisierungsfaktor **4** durch einen Multiplizierer **67** multipliziert und von einem Anzapfungsfaktor p_i einer Takt vorher durch einen Addierer **68** subtrahiert.

[0158] Der G(D)-Rechnungsblock **62** wird später erläutert.

Viterbi-Decodierung und FDTs-Decodierung

[0159] Anschließend wird die Arbeitsweise des Viterbi-Decoders **17** und des FDTs-Decoders **18** beschrieben.

[0160] Die Abzweig-Metrik-Operationen der FDTs- und Viterbi-Decoder umfassen eine Rausch-Vorhersage,

wie durch eine Gleichung (5) oder (7) angegeben wurde, beschrieben in "Noise-Predictive Maximum-Likelihood (NPML) Detection for the Magnetic Recording Channel" von E. Eleftheriou und W. Hirt, sowie eine Operation zum Beseitigen einer Verzerrung und einer Abfallflanken-ISI, was das Thema der vorliegenden Erfindung ist. Bei dieser Ausführungsform jedoch wird das Vorzeichen der Gleichung als invertiert auf Grund der Annahme hergenommen, dass eine kleinste Metrik verwendet wird. Obwohl die Beschreibung gemacht wird, wobei PR4 als Beispiel hergenommen wird, wird auch eine verallgemeinerte PR als Beispiel bei dieser Ausführungsform hergenommen.

[0161] Zunächst kann die Transferfunktion P(D) des Prädiktors **13** durch die folgende Gleichung (21) angegeben werden:

$$P(D) = p_1 \cdot D + p_2 \cdot D^2 + \dots + p_N \cdot D^N \quad (21)$$

[0162] Die Transferfunktion G(D) des Viterbi-Decoders **17** wird so definiert, wie durch die folgende Gleichung (22) angegeben ist:

$$G(D) = (c_0 + c_1 \cdot D + C_2 \cdot D^2 \dots C_{PR_len-1} \cdot D^{PR_len-1}) \cdot (1-P(D)) \equiv -g_0 - g_1 \cdot D \dots - g_{prd_len+PR_len-1} \cdot D^{prd_len+PR_len-1} \quad (22)$$

[0163] Der Faktor gi (g0 = -c0) in der obigen Gleichung (22) wird durch den G(D)-Berechnungsblock **62** in der Prädiktorfaktor-Steuerschaltung **16** in [Fig. 13](#) berechnet.

[0164] Anschließend wird die Transferfunktion H(D) zum Beseitigen der Verzerrung und der Abfallflanken-ISI, was das Merkmal der vorliegenden Erfindung ist, so definiert, wie durch die folgende Gleichung (23) angegeben ist:

$$H(D) = (b_0 \cdot D + b_1 \cdot D^2 \dots b_{fbf_len-1} \cdot D^{fbf_len}) \cdot (1-P(D)) \equiv -h_0 - h_1 \cdot D \dots - h_{prd_len+fbf_len} \cdot D^{prd_len+fbf_len} \quad (23)$$

[0165] Der Faktor hi (h0 = 0) in der obigen Gleichung (23) wird durch den H(D)-Berechnungsblock **52** in den FB-Filterfaktor-Steuerungsschaltungen **24** und **28** in [Fig. 10](#) berechnet.

[0166] Außerdem wird die Zweigmetrik in einem Zeitpunkt n so, wie durch die folgende Gleichung (24) angegeben ist:

$$\lambda_n = (y2_n + \sum_{i=0}^{prd_len+PR_len} a_{n-i} \cdot g_i + \sum_{i=0}^{prd_len+fbf_len} a_{n-i} \cdot h_i)^2 \dots (24)$$

[0167] Wenn man die FDTs-Abzweig-Metrik bei einer Fehlschlagtiefe τ in Erwägung zieht, wird die folgende Gleichung (25) berechnet:

$$\lambda_n = (y2_n + \sum_{i=r+1}^{prd_len+PR_len} \hat{a}_{n-i} \cdot g_i + \sum_{i=r+1}^{prd_len+fbf_len} \hat{a}_{n-i} \cdot h_i + \sum_{i=0}^r a_{n-i} \cdot (g_i + h_i))^2 \dots (25)$$

[0168] Wenn außerdem die Beschränkungslänge zur Expansion in den Zustand des Viterbi-Decoders als K hergenommen wird, wird die Abzweigmetrik von dem Zustand si zu sm des Viterbi-Decoders durch Berechnung der folgenden Gleichung (26) bestimmt:

$$\lambda_n(s_i, s_m) = (y2_n + \sum_{i=K+1}^{prd_len+PR_len} \hat{a}_{n-i}(s_i) \cdot g_i + \sum_{i=K+1}^{prd_len+fbf_len} \hat{a}_{n-i}(s_i) \cdot h_i + \sum_{i=0}^K a_{n-i} \cdot (g_i + h_i))^2 \dots (26)$$

[0169] In diesem Fall beträgt die Anzahl von Zuständen des Viterbi-Decoders gleich 2^K.

[0170] Hier wird ein System betrachtet, bei dem das Vorzeichen der minimalen Lauflänge d = 1 eines Aufzeichnungscode aufgezeichnet wird. Die "minimale Lauflänge" zeigt eine minimale Anzahl von Aufeinanderfolgen von -1 oder +1 in einem NRZ-Aufzeichnungscode. Das heißt, der Code "d = 1" bedeutet, dass -1 oder +1 aufeinanderfolgend zumindest zweimal auftritt. [Fig. 5](#) zeigt eine Baumstruktur des FDTs-Decoders, bei der d = 1, τ = 2 und die vorhergehenden Daten in Bezug auf a_(n-3)-1 sind. Außerdem ist eine FDTs-Baumstruktur, bei der vorherige Daten in Bezug auf a_(n-3) gleich + 1 sind, in [Fig. 16](#) gezeigt.

[0171] Es sei angemerkt, dass das FDTS-Decodieren normalerweise bei einer Hardware ausgeführt wird, bei der beispielsweise $\tau = 1$, wie beschrieben, was einen Decoder betrifft, der in der japanischen Patentanmeldung Nr. 2003-371112 der Anmelderin der vorliegenden Erfindung beispielsweise offenbart ist. Um die gemeinsame Verwendung der Metrik-Berechnungseinheit-Hardware durch den Viterbi-Decoder und den FDTS-Decoder zu zeigen, was das Merkmal dieser Ausführungsform ist, wird eine Decodierschaltung im Viterbi-Decoder beschrieben, die später ausführlich beschrieben wird.

[0172] Ein Durchlassrückkopplungs-Viterbi-Decoder, bei dem $d = 1$ und $k = 2$ (nämlich der Decoder ist ein Vierzustands-Decoder) wird nachstehend zunächst erläutert.

[0173] [Fig. 17](#) erklärt den Zustandsübergang des Viterbi-Decoders. Der Zustand entspricht $a_{(n-2)}a_{(n-1)}$. Das Vorzeichen 1 ist jedoch mit "0" angezeigt. Vorherige Daten sind $a_{(n-2)} = -1$ und $a_{(n-1)} = +1$ und zeigen beispielsweise einen Zustand 01 an. In der Zeile des Zustandsübergangs ist die Beziehung zwischen "Eingang $a(n)$ " und "Ausgang ISI" gezeigt.

[0174] Außerdem ist ein Gitterdiagramm des Zustandsübergangs so, wie in [Fig. 18](#) gezeigt ist. Da beispielsweise die Abzweigmetrik eines Zustands 00 Übergänge von $s00 \rightarrow s00$ und $s10 \rightarrow s00$ aufweist, werden diese beiden Zweigmetriks berechnet.

[0175] Die Prototypen des Durchlassrückkopplungs-Viterbi-Decoders umfassen einen Zwei-Zustand-Typus, der in dem Nicht-Patent-Dokument "Implementation of Two State Viterbi Decoder with Embedded Decision Feedback" beispielsweise offenbart ist. Der Viterbi-Decoder bei dieser Ausführungsform besitzt einen ähnlichen Aufbau mit der Ausnahme, dass der Zustandsübergang begrenzt ist, wobei die minimale Lauflänge betrachtet wird und die Metrik-Berechnung der Durchlass-Rückkopplungs-Konfiguration unter Verwendung von Werten g_i und h_i ausgeführt wird, die bestimmt werden, wie später beschrieben wird, was das Merkmal der vorliegenden Erfindung ist.

[0176] [Fig. 19](#) ist ein Blockdiagramm, welches den Gesamtaufbau des Durchlass-Rückkopplungs-Viterbi-Decoders [17](#) und des FDTS-Decoders [18](#) zeigt, die das Merkmal der vorliegenden Erfindung sind. Wie gezeigt umfasst jeder der Decoder eine Abzweigmetrik-Berechnungseinheit [71](#), eine ACS-Einheit [72](#) (addiere, vergleiche, subtrahiere), einen Durchlassspeicher [73](#), eine Durchlassmetrik-Berechnungseinheit [74](#) und einen FDTS-Decoder [75](#).

[0177] Jede der Abzweigmetrik-Berechnungseinheiten [71](#), der ACS-Einheit [72](#) und des Durchlassspeichers [73](#) ist in der gleichen Anzahl wie der Viterbi-Decodierungszustand vorgesehen. Die Durchlassmetrik-Berechnungseinheit [74](#) funktioniert so, so viele Durchlassmetriken wie Zustände zu normieren und den minimalen Zustand zu bestimmen. Außerdem funktioniert der FDTS-Decoders [75](#) so, die FDTS-Berechnung unter Verwendung einer Durchlassmetrik und einer Abzweigmetrik durchzuführen, was das Merkmal dieser Ausführungsform ist.

[0178] [Fig. 20](#) zeigt im Detail den Viterbi-Decoder, der die Zustandsübergänge durchführt, die in [Fig. 17](#) und [Fig. 18](#) gezeigt sind.

[0179] Wie gezeigt umfasst der Viterbi-Decoder die Abzweigmetrik-Berechnungseinheit [71](#), die ACS-Einheit [72](#), den Durchlassspeicher [73](#) und die Durchlassmetrik-Berechnungseinheit [74](#), wie in [Fig. 19](#) gezeigt ist.

[0180] Jeder der Durchlassspeicher [73](#) besitzt ein Schieberegister, welches $pmem_len$ Speicher aufweist. Die Schieberegister sind in einer Reihenfolge angeordnet, und zwar in einer, der zuletzt gearbeitet hat, zu einer, der am frühesten gearbeitet hat. In der folgenden Beschreibung wird die Anordnung der Komponenten des Viterbi-Decoders mit einer Referenzzahl zusätzlich einer ganzen Hilfszahl i (0 bis $pmem_len-1$), beispielsweise [73-00](#) ausgedrückt.

[0181] Zunächst bestimmt eine Abzweigmetrik-Berechnungseinheit [71-00](#) $bm0000 = \lambda n(s00, s00)$ und $bm1000 = \lambda n(s10, s00)$ unter Verwendung vorheriger Werte in den Durchlassspeichern $pmem00$ bis bzw. $pmem10$. Eine ACS-Einheit [72-00](#) vergleicht Werte $pm00 + bm0000$ und $pm10 + bm1000$ als Ergebnisse der Addition einer normierten Durchlassmetrik bzw. einer Abzweigmetrik miteinander, wählt den kleineren Wert aus und gibt diesen als $m00$ aus. Außerdem gibt die ACS-Einheit [72-00](#) + 1 und Information, die für einen ausgewählten Zweig bezeichnend ist, an einen Durchlassspeicher $pmem00[0]$ aus.

[0182] Außerdem bestimmt eine Abzweigmetrik-Berechnungseinheit [71-01](#) $bm0001 = \lambda n(s00, s01)$ unter Ver-

wendung eines früheren Werts in einem Durchlassspeicher pmem00. Eine ACS-Einheit **72-01** gibt einen Wert $pm00 + bm0001$ einer Addition der normierten Abzweigmetrik und der Abzweigmetrik als m01 aus. Da die Abzweigmetrik-Berechnungseinheit **71-01** mit lediglich einer Information während dieses Zustands beliefert wird, wird kein Vergleich durchgeführt. Außerdem gibt die Abzweigmetrik-Berechnungseinheit **71-01** die -1 an einen Durchlassspeicher pmem01[0] aus.

[0183] Außerdem bestimmt eine Abzweigmetrik-Berechnungseinheit **71-10** $bm0010 = \lambda_n(s_{11}, s_{10})$ unter Verwendung eines vorherigen Werts in einem Durchlassspeicher pmem11. Eine ACS-Einheit **72-10** gibt einen Wert $pm11 + bm1110$ einer Addition des normierten Abzweigmetrik und der Abzweigmetrik als m10 aus. Da die Abzweigmetrik-Berechnungseinheit **71-10** lediglich mit einer Information während dieses Zustands beliefert wird, wird kein Vergleich ausgeführt. Außerdem gibt die Abzweigmetrik-Berechnungseinheit **71-10** die -1 an einen Durchlassspeicher pmem10[0] aus.

[0184] Eine Abzweigmetrik-Berechnungseinheit **71-11** bestimmt $bm1111 = \lambda_n(s_{11}, s_{11})$ und $bm0111 = \lambda_n(s_{01}, s_{11})$ unter Verwendung vorheriger Werte im Durchlassspeicher pmem11 bzw. pmem01. Eine ACS-Einheit **72-11** vergleicht Werte $pm11 + bm1111$ und $pm01 + bm0111$ als Ergebnisse einer Addition der normierten Durchlassmetrik und der Abzweigmetrik, wählt den kleineren Wert aus und gibt diesen als m11 aus. Außerdem gibt die ACS-Einheit **72-11** die + 1 und die Information, die für einen ausgewählten Abzweig bezeichnet ist, an einen Durchlassspeicher pmem11[0] aus.

[0185] Dann findet die Durchlassmetrik-Berechnungseinheit den kleinsten der gelieferten Werte m00, m01, m10 und m11 und normiert diesen mit der folgenden Berechnung:

$$\begin{aligned} pm00 &= m00 - \min(m00, m01, m10, m11) \\ pm01 &= m01 - \min(m00, m01, m10, m11) \\ pm10 &= m10 - \min(m00, m01, m10, m11) \\ pm11 &= m11 - \min(m00, m01, m10, m11) \end{aligned}$$

[0186] Außerdem wird die Durchlassmetrik-Berechnungseinheit `min_stat()` als Funktion zum Herausfinden eines Minimalzustands verwenden und gibt minS aus.

$$\text{minS} = \text{mi_stat}(m00, m01, m10, m11)$$

wobei `min_stat()` eine Funktion zum Ausgeben von 00 ist, wenn m00 minimal ist, 01, wenn m01 minimal ist, 10, wenn m10 minimal ist, und 11, wenn m11 minimal ist.

[0187] Anschließend aktualisiert der Durchlassspeicher pmem00 den folgenden Speicher unter Aktualisierung mit Information, welche durch die ACS-Einheit **72-00** ausgewählt wird.

[0188] Wenn bm0000 ausgewählt wird:

$$\text{für } (i=0; i < \text{pmem_len}-1; i++) \text{ pmem00}[i+1] = \text{pmem00}[i]$$

[0189] Wenn bm1000 ausgewählt wird:

$$\text{für } (i=0; i < \text{pmem_len}-1; i++) \text{ pmem00}[i+1] = \text{pmem10}[i]$$

[0190] Außerdem führt der Durchlassspeicher pmem01 die folgende Speicheraktualisierung durch:

$$\text{für } (i=0; i < \text{pmem_len}-1; i++) \text{ pmem01}[i+1] = \text{pmem00}[i]$$

[0191] Außerdem führt der Durchlassspeicher **10** die folgende Speicheraktualisierung durch:

$$\text{für } (i=0; i < \text{pmem_len}-1; i++) \text{ pmem10}[i + 1] = \text{pmem11}[i]$$

[0192] Außerdem führt der Durchlassspeicher pmem11 die folgende Speicheraktualisierung mit der ACS-II-Auswahlinformation durch:

[0193] Wenn bm0111 ausgewählt wird:

$$\text{für } (i=0; i < \text{pmem_len}-1; i++) \text{ pmem11}[i+1] = \text{pmem01}[i]$$

[0194] Wenn bm1111 ausgewählt wird:

$$\text{für } (i=0; i < \text{pmem_len}-1; i++) \text{ pmem11}[i + 1] = \text{pmem11}[i]$$

[0195] [Fig. 21](#) zeigt den FDTS-Decoder **75** im Detail. Wie gezeigt ist, besitzt der FDTS-Decoder **75** eine logische Decodierschaltung **77** und Verzögerungseinheiten **78** und **79**. Der FDTS-Decoder **75** besitzt einen Aufbau, der das FDTS-Decodieren mit $\tau = 2$ ausführt.

[0196] Wie gezeigt besitzt der FDTS-Decoder **75** außerdem ein Auswahlorgan **76**, welches die folgende Auswahl in Abhängigkeit vom Wert von minS trifft:

minS = 00:ad(n-2) = pmem00[2]

minS = 01:ad(n-2) = pmem01[2]

minS = 10:ad(n-2) = pmem10[2]

minS = 11:sd(n-2) = pmem11[2]

[0197] Außerdem führt der FDTS-Decoder **75** das folgende Decodieren mit dem Ergebnis der vorherigen Entscheidung durch, um ein Symbol dmin = 1 zu halten:

a(n-4), a(n-3) = (-1, -1.):a(n-2) = sd(n-2)

a(n-4), a(n-3) = (-1, +1.):a(n-2) = +1

a(n-4), a(n-3) = (+1, -1.):a(n-2) = -1

a(n-4), a(n-3) = (-1, -1.):a(n-2) = sd(n-2)

[0198] Es genügt nämlich, eine Entscheidung auf der Basis des vorherigen Ergebnisses der Entscheidung für die Beschränkung zu treffen, die bei der Verzögerung der Entscheidung d auferlegt wird.

Phasenschieber, usw.

[0199] Hier wird mit Hilfe von [Fig. 22](#) erläutert, wie ein Eingangssignal zu einer entzerrten Schwingungsform entzerrt wird, welches eine relativ große Anfangsflanken-ISI hat.

[0200] Zunächst wird eine Arbeitsweise, die Phase einer entzerrten Schwingungsform, welche die Anfangsflanken-ISI aufweist, betrachtet. Die "Phasendrehung θ " bedeutet, ein Amplitudenmerkmal an ein Phasenmerkmal längs einer Frequenzachse anzupassen, wie in [Fig. 23](#) gezeigt ist. Es sollte angemerkt sein, dass "fs" in [Fig. 23](#) eine Abtastfrequenz zeigt.

[0201] Das FIR, welches einen Anzapfungsfaktor hat, der die Frequenzcharakteristik hat, die in [Fig. 23](#) gezeigt ist, welches der inversen DFT (diskrete Fourier-Transformation) unterworfen wird, ist als "Phasenschieber" definiert. Es sei angemerkt, dass der Phasenschieber ein Phasenschieber sein kann, der in der japanischen Patentanmeldung Nr. 2003-369312 der Anmelderin der vorliegenden Erfindung offenbart ist, der eine einfache Berechnung durchführen kann, welche für diesen Zweck keine inverse DFT erfordert.

[0202] Der Phasenschieber dient dazu, eine stationäre Phasencharakteristik auf die inverse diskrete Fourier-Transformationsgleichung anzuwenden, um die Beziehung zwischen einem Anzapfungsfaktor und einem Winkel einer Phasendrehung θ vorher zu formulieren und um den Anzapfungsfaktor zu berechnen, wenn ein Filterfaktor des FIR-Filters bestimmt wird. Die Anzapfungsfaktor-Berechnung ist derart, dass ein Ausdruck des Winkels der Phasendrehung θ und ein Ausdruck der Summation eines Werts k einer trigonometrischen Funktion von $2\pi kn/N$ (wobei n das Kreisverhältnis ist, n ein Anzapfungsfaktor ist, der eine ganze Zahl ist, die größer als 1 ist, k und n ganze Zahlen sind, die so definiert sind, dass $0 = k = N - 1$ und $0 = n = N - 1$) aufsummiert werden, der Ausdruck der Summation vorher für jedes n vorher berechnet wird und als eine Konstante hergenommen wird, und eine trigonometrische Funktion θ in diesem Zeitpunkt bestimmt, um den Anzapfungsfaktor durch eine Logikberechnung zu bestimmen.

[0203] [Fig. 24](#) zeigt die entzerrte Schwingungsform, die durch den Phasenschieber gelassen wurde.

[0204] Aus [Fig. 24](#) ersieht man, dass mit einer größeren Phase θ die Überschwingung der Anstiegsflanken-ISI entsprechend größer sein wird, während mit einer kleineren Phase θ die Unterschwingung der Anstiegsflanken-ISI entsprechend größer sein wird. Durch Zurückführen der Phase θ durch eine Regelung, so dass die Anstiegsflanken-ISI kleiner wird, ist es möglich, die Schwingungsform für die Anfangsflanken-ISI zu entzerren, damit diese einen geeignet kleineren Wert hat.

[0205] Die Überschwingung in [Fig. 24](#) wird wie eine Störung mit der Anstiegsflanken-ISI an einem Schwingungsform-Ermittlungspunkt erscheinen. Wenn die Phase θ groß ist, wie in [Fig. 22](#) gezeigt ist, wird der Fehler am Ermittlungspunkt in der positiv laufenden Richtung größer werden, während, mit einer kleineren Phase θ der Fehler am Ermittlungspunkt in der negativ laufenden Richtung kleiner wird. Durch Berechnung der folgenden Gleichung (31) auf der Basis dieser Tatsache ist es möglich, eine Phasenverschiebungshöhe zu berechnen, die proportional mit dem Fehler der Phase θ ist:

$$\{y_{n-d-1} - PR(a_{n-d-1})\} \cdot PR(a_{n-d}) \quad (31)$$

[0206] Die Phasenverschiebungsfaktor-Steuerungsschaltung **14** aktualisiert die Phase θ auf der Basis der Phasenverschiebungshöhe. Diese Phasenverschiebungsfaktor-Steuerungsschaltung **14** ist ausführlich in **Fig. 25** gezeigt. Diese Phasenverschiebungsfaktor-Steuerungsschaltung **25** besitzt eine Phasenberechnungseinheit **81** (θ) einschließlich eines Addierers, einer Verzögerungseinheit usw., um die obige Berechnung auszuführen. Die Phasenverschiebungsfaktor-Steuerungsschaltung **25** besitzt außerdem eine Bewegungsdurchschnitts-Addiereinheit **82** einschließlich eines Addierers, einer Verzögerungseinheit usw., um einen Bewegungsdurchschnitt innerhalb eines Bereichs von M5 (Bewegungsdurchschnittszahl) auszuführen, einen Multiplizierer **83**, um das Ergebnis des Bewegungsdurchschnitts mit einem Aktualisierungsfaktor $\alpha 5$ zu multiplizieren, und einen Subtrahierer **84**, um das Ergebnis der Multiplikation von der Phase θ einen Takt vorher zu subtrahieren.

Pegelfehler-/Zeitgabefehler-Ermittlungsschaltung

[0207] Anschließend wird die Pegelfehler-/Zeitgabefehler-Ermittlungsschaltung **30** erläutert.

[0208] Die Pegelfehler-/Zeitgabefehler-Ermittlungsschaltung **30** weist einen Pegelfehlerdetektor **90** auf, um einen Pegelfehler zu ermitteln, und einen Zeitgabefehlerdetektor **100**, um einen Zeitgabefehler zu ermitteln.

[0209] **Fig. 26** ist ein Blockdiagramm des Pegelfehlerdetektors **90**. Wie gezeigt wird der Pegelfehlerdetektor **90** mit einem Ergebnis einer Entscheidung $a_{(n-d)}$ vom FDTs-Decoder **18** und einem Signal $y51_{(n-d)}$ vom Sektorsubtrahierer **27** beliefert (d.h., dem Schwingungsformsignal $y51_{(n-d)}$, welches sich aus der Entfernung einer Verzerrung und einer Abfallflanken-ISI von der Partial-Response vom FF-Filter **12** ergab).

[0210] Wie gezeigt besitzt der Pegelfehlerdetektor **90** eine Filterschaltung **91**, um eine Referenzschwingungsform $PR(a_{(n-d)})$ der Partial-Response vom Schwingungsformsignal $y51_{(n-d)}$ zu berechnen, welches aus der Beseitigung einer Verzerrung und einer Abfallflanken-ISI-Response von der Partial-Response vom Ergebnis einer Entscheidung $a_{(n-d)}$ ergab, einen Subtrahierer **92**, um die Referenzschwingungsform $PR(a_{(n-d)})$ der Partial-Response von dem Schwingungsformsignal $y51_{(n-d)}$ zu subtrahieren, welches aus der Beseitigung einer Verzerrung und einer Abfallflanken-ISI-Response von der Partial-Response ergab, und einen Multiplizierer **93**, um das Ergebnis der Subtraktion vom Subtrahierer **92** um die Referenzschwingungsform $PR(a_{(n-d)})$ der Partial-Response zu multiplizieren.

[0211] Der obige Pegelfehlerdetektor **90** berechnet einen Pegelfehler auf der Basis der folgenden Gleichung (32):

$$\{y51_{n-d} - PR(a_{n-d})\} \cdot PR(a_{n-d}) \quad (32)$$

[0212] **Fig. 27** ist ein Blockdiagramm des Zeitgabe-Fehlerdetektors **100**.

[0213] Wie gezeigt wird der Zeitgabe-Fehlerdetektor **100** mit einem Ergebnis einer Entscheidung $a_{(n-d)}$ vom FDTs-Decoder **18** und einem Signal $y51_{(n-d)}$ vom Sektorsubtrahierer **27** beliefert (d.h. dem Schwingungsformsignal $y51_{(n-d)}$, welches sich aus der Beseitigung einer Verzerrung und der Abfallflanken-ISI von der Partial-Response vom FF-Filter **12** ergab).

[0214] Wie gezeigt besitzt der Zeitgabe-Fehlerdetektor **100** eine Filterschaltung **101**, um die Referenzschwingungsform $PR(a_{(n-d)})$ der Partial-Response von dem Ergebnis der Entscheidung $a_{(n-d)}$ zu berechnen, eine erste Verzögerungseinheit **102**, um das Schwingungsformsignal $y51_{(n-d)}$, welches aus der Beseitigung einer Verzerrung und der Abfallflanken-ISI-Response von der Partial-Response ergab, um einen Takt zu verzögern, eine zweite Verzögerungseinheit **103**, um die Referenzschwingungsform $PR(a_{(n-d)})$ der Partial-Response um einen Takt zu verzögern, einen ersten Multiplizierer **104**, um die Entfernungsschwingungsform $y51_{(n-d-1)}$ der Partial-Response, die um einen Takt verzögert wurde, mit der Referenzschwingungsform $PR(a_{(n-d)})$ der Partial-Response zu multiplizieren, einen zweiten Multiplizierer **105**, um die Referenzschwingungsform $PR(a_{(n-d-1)})$ der Teilantwort, die um einen Takt verzögert wurde, mit der Entfernungsschwingungsform $y51_{(n-d-1)}$ zu multiplizieren, und einen Addierer **106**, um Ausgangssignale vom ersten und vom zweiten Multiplizierer **104** und **105** miteinander zu addieren.

[0215] Der obige Zeitgabe-Fehlerdetektor **100** berechnet einen Zeitgabefehler auf der Basis der folgenden Gleichung (33):

$$-y51_{a_{(n-d)}} \cdot PR(a_{n-d-1}) + y51_{n-d-1} \cdot PR(a_{n-d}) \quad (33)$$

Obwohl die Pegelfehler-/Zeitgabefehler-Ermittlungsschaltung **30** einen Pegelfehler und einen Zeitgabefehler auf der Basis des Ausgangssignals vom FDTS-Decoder **18** wie oben erzeugt, kann diese solche Fehler auf der Basis eines Ausgangssignals vom Viterbi-Decoder **17** erzeugen. Da der FDTS-Decoder **18** eine höhere Responsegeschwindigkeit als der Viterbi-Decoder **17** hat, sollte bevorzugt der Viterbi-Decoder **17** verwendet werden, um ein Fehlersignal zur Ermittlung einer Synchronisation zu erhalten.

Wirkung und Ergebnisse der Erprobung des adaptiven Entzerrers gemäß dieser Ausführungsform

[0216] Bei dem oben erläuterten adaptiven Entzerrer **10** kann eine Eingangsschwingungsform mit Minimierung der Anstiegsflanken-ISI soviel wie möglich decodiert werden, wobei die Asymmetrie der Schwingungsform reduziert wird, und der Einfluss an Verzerrung und der Abfallflanken-ISI reduziert wird, um die Ursächlichkeit bei dem Decodierverfahren unter Verwendung der digitalen Signalverarbeitung zu erfüllen. Somit kann die Leistungsfähigkeit der Viterbi-Decodierung und die der FDTS-Decodierung verbessert werden.

[0217] Außerdem kann der adaptive Entzerrer **10** in Kombination mit dem Prädiktor **13** verwendet werden, um eine Rauschvorhersage-Viterbi-Decodierung und eine Rauschvorhersage-FDTS-Decodierung durchzuführen, während die Verzerrung und die Abfallflanken-ISI entfernt werden.

[0218] Unter Verwendung einer Entfernungsschwingungsform (nämlich einer Schwingungsform, welche sich aus der Entfernung einer Verzerrung und einer Abfallflanken-ISI von einer Partial-Response ergab) kann der adaptive Entzerrer **10** eine genauere adaptive Decodierung und Pegel- und Zeitgabefehler-Ermittlung auf der Basis eines Entscheidungswerts vom FDTS-Decoder durchführen, der bezüglich der Leistungsfähigkeit der Entscheidung verbessert wurde.

[0219] Wenn eine optische Aufzeichnung durchgeführt wird, wird die Ausgangsschwingungsform aufgrund einer Asymmetrie einer optischen Platte verzerrt werden, was die PLL (Phasenverriegelungsschleife) und die Decodierleistung verschlechtern wird. Um eine solche Verzerrung zu kompensieren, kann der adaptive Entzerrer **10** für den Zweck einer Entzerrung und Fehlerermittlung angewandt werden.

[0220] Es werden nun die Ergebnisse der Experimente beschrieben, die zur Kompensation einer tangentialen Asymmetrie einer BD (Blue-Ray-Disk) durchgeführt werden, welche eine optische Platte hoher Kapazität ist, wobei ein Blau-Laser verwendet wird.

[0221] [Fig. 28](#), [Fig. 29](#) und [Fig. 30](#) sind Augendiagramme von Ausgangssignalen des FF-Filters **12**, das in Kombination einer Entzerrung verwendet werden, welche für PR(111) beabsichtigt ist, mit lediglich der gemeinsamen linearen Entzerrung bzw. einem sekundären Volterra-Filter beim Wiedergeben einer BD-Platte einer bestimmten Aufzeichnungsdichte.

[0222] Bei den Versuchen war die tangentiale Asymmetrie null (0). [Fig. 28](#) zeigt ein Augendiagramm eines digitalen Eingangssignals, welches zum FF-Filter **12** geliefert wird, und [Fig. 29](#) und [Fig. 30](#) zeigen Augendiagramme eines digitalen Ausgangssignals vom FF-Filter **12**, welches aus einer Interpolation zwischen Abtastpunkten durch die Sinc-Funktion (?) ergab. Es sei angemerkt, dass das Ziel der adaptiven Entzerrung des FF-Filters **12** PR(111) ist.

[0223] Insbesondere zeigt [Fig. 28](#) ein Augendiagramm eines Ausgangssignals, welches von einer Analog-Digital-Umsetzung eines gelesenen Signals von der BD-Platte ergab, nachdem es durch ein Analogfilter geeignet entzerrt wurde, und eine Phasensynchronisation durch eine digitale PLL, welche in einer Digitaleinheit vorgesehen ist, d.h., ein Augendiagramm eines Eingangssignals für das FF-Filter **12**. Daher wurde das in [Fig. 28](#) gezeigte Schwingungsformsignal durch das FF-Filter **12** nicht adaptiv entzerrt. Das Signal, bevor dieses adaptiv durch das FF-Filter **12** entzerrt wurde, wie bei dieser Ausführungsform gezeigt ist, besitzt eine bemerkenswerte vertikale Asymmetrie.

[0224] Außerdem zeigt [Fig. 29](#) ein Augendiagramm eines Ausgangssignals vom FF-Filter **12**, wenn ein lineares adaptives Entzerrungsfilter, wie das FF-Filter **12**, eine adaptive Entzerrung eines Eingangssignals ausgeführt hat. Aus dem Augendiagramm des adaptiven-entzerrten Signals, wie in [Fig. 29](#) gezeigt ist, sieht man, dass ein nichtlinearer Entzerrungsfehler, der durch irgendein herkömmliches lineares adaptives Entzerrungsfilter nicht korrigierbar ist, im Ausgangssignal vom FF-Filter **12** verbleibt, wobei das lineare adaptive Entzerrungsfilter verwendet wird und das untere Auge verschmutzt ist. Das heißt, man wird verstehen, dass das FF-Filter **12**, wenn dies irgendein herkömmlicher Typus ist, nicht in der Lage ist, die vertikale Asymmetrie zu eliminieren, die durch die Nichtlinearität, die im Eingangssignal enthalten ist, verursacht wird.

[0225] [Fig. 30](#) ist ein Augendiagramm des Ausgangssignals vom FF-Filter **12**, wenn ein Eingangssignal durch eine Kombination eines sekundären adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters, welches als FF-Filter **12** verwendet wird, und eines linearen adaptiven Entzerrungsfilters, welches parallel zum Volterra-Filter geschaltet ist, adaptiv entzerrt wurde. Aus dem Augendiagramm des Ausgangssignals, nachdem dieses adaptiv entzerrt wurde, wie in [Fig. 29](#) gezeigt ist, wird man verstehen, dass die vertikale Asymmetrie unter der Wirkung des sekundären adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters beträchtlich verbessert wurde. Da das FF-Filter **12**, welches das sekundär adaptive Entzerrungs-Volterra-Filter aufweist, ein ungefähr linearisiertes Signal zu irgendeinem anderen Signalprozessor liefern kann, wird jeder dieser Prozessoren in der Lage sein, diese beinahe bis zum vollen Ausmaß durchzuführen.

[0226] [Fig. 31](#) zeigt die Beziehung zwischen einer Bitfehlerrate (bER) gegenüber einer tangentialen Asymmetrie, wenn eine Schwingungsform lediglich der normalen linearen Entzerrung unterworfen wird und wenn die Schwingungsform durch eine Kombination eines normalen linearen Entzerrers bzw. eines sekundären adaptiven Entzerrungs-Volterra-Filters entzerrt wird, mit einem Ziel von PR(111) bei der Wiedergabe einer BD einer Aufzeichnungsdichte. In [Fig. 31](#) zeigt die gestrichelte Linie (a) bER, wenn eine entzerrte Schwingungsform von linear PR(111) der Viterbi-Decodierung unterworfen wurde, und die durchgezogene Linie (b) zeigt bER, wenn die Schwingungsform durch die Kombination des normalen linearen Entzerrers und des sekundären Volterra-Filters entzerrt wurde und außerdem weiter der Viterbi-Decodierung unterworfen wurde. Die "Kriterien" in der Zeichnung sind die obere Grenze von bER, bei der die BD normalerweise wie definiert betrieben werden kann. Wie durch Betrachten der bER als Kriterium ersichtlich ist, wenn die entzerrte Schwingungsform von linear PR(111) durch den Viterbi-Decoder decodiert wird, die tangentiale Asymmetriegrenze nicht nur ungefähr $-0,1^\circ$ bis $+0,4^\circ$, sondern, wenn das Viterbi-Decodieren unter Verwendung des Volterra-Filters durchgeführt wird, kann die tangentiale Asymmetriegrenze ungefähr $-0,9^\circ$ bis $0,9^\circ$ sein, was bedeutet, dass eine zweimal oder größere tangentiale Asymmetriegrenze sichergestellt werden kann.

[0227] [Fig. 32](#) zeigt die Beziehung zwischen den Ergebnissen der Messung von SDNR (Signal-Verzerrung und Rausch-Verhältnis) und einer tangentialen Asymmetrie am Ermittlungspunkt nach PR-Entzerrung. Die Vertikalachse zeigt eine SDNR, während die Horizontalachse eine tangentiale Asymmetrie zeigt. SDNR zeigt, in dB, ein Verhältnis einer Abweichung von einem Ermittlungspunkt PR, der mit einem Pegel zwischen den Ermittlungspunkten zu entzerren ist. Das heißt, ein größeres SDNR bedeutet, dass der adaptive Entzerrer eine Schwingungsform mit einer besseren Leistung entzerrt hat. Es sei angemerkt, dass das Ziel der Entzerrung PR(111) ist.

[0228] Die Kurve (a) mit "herkömmlich" in [Fig. 32](#) ist eine Darstellung des Ergebnisses der Gleichung durch den herkömmlichen LMS-Algorithmus unter Verwendung des oben genannten Volterra-Filters, und die Kurve (b) mit "hybrid" ist eine Darstellung des Ergebnisses der adaptiven Zusammensetzungsgleichung unter Verwendung eines Volterra-Filters als FF-Filter **12**, welches in der vorliegenden Erfindung verwendet wird. Die Kurve (b) in [Fig. 32](#) zeigt eine Verbesserung um ungefähr 4 dB über der gemessenen tangentialen Asymmetrie.

[0229] Wie oben kann die Ermittlung von Fehlern, beispielsweise eines Phasenfehlers, eines Pegelfehlers, usw. auf der Basis des Ergebnisses der Entzerrung unter einem beträchtlich reduzierten Einfluss einer Verzerrung und einer Abfallflanken-ISI bewirkt werden.

[0230] [Fig. 33](#) zeigt die Beziehung zwischen dem Ergebnis der Messung von bER (Bitfehlerrate) und einer tangentialen Asymmetrie in Ergebnissen einer Ermittlung bei FDTS- und Viterbi-Decodierung. Die Vertikalachse zeigt bER, während die Horizontalachse die tangentiale Asymmetrie zeigt. Da der adaptive Entzerrer besser mit weniger Fehlern arbeitet, sieht man aus [Fig. 33](#), dass eine höhere Decodierleistung mit einem niedrigeren bER erreicht werden kann.

[0231] Die grafische Darstellung (a) mit "PR(111)-vol" in [Fig. 33](#) ist eine Darstellung des Ergebnisses einer Eingangsschwingungsform, die durch den herkömmlichen LMS-Algorithmus entzerrt wurde, bei dem das Volterra-Filter verwendet wurde und dann durch den herkömmlichen Viterbi-Decoder decodiert wurde. Dagegen ist die Kurve (b) mit "Hybrid PR(111)-vol" eine Darstellung des Ergebnisses einer Eingangsschwingungsform, welche der zusammengesetzten adaptiven Entzerrung unter Verwendung des Volterra-Filters als das Filter **12** unterworfen wurde, welche bei der vorliegenden Erfindung eingeführt wurde und der Durchlass-Rückkopplungs-Viterbi-Decodierung. Wie aus der Kurve (b) ersichtlich ist, wird bER aufgrund der verbesserten Leistungsfähigkeit der Decodierung über die allgemein ganze tangentiale Asymmetrie verbessert. Wie durch Betrachtung der Linie über "Kriterien" auf der bER-Achse verstanden wird, wird die tangentiale Asymmetriegrenze von einem Bereich von ungefähr $-0,4^\circ$ bis ungefähr $+0,4^\circ$ bis zu einem Bereich von ungefähr $-0,8^\circ$ bis ungefähr

+0,8° verbessert.

[0232] Wie oben kann die Grenze in Bezug auf die Asymmetrie der optischen Aufzeichnungsplatte vergrößert werden, und die Ausrichtung, die während der Produktion eines Plattenantriebs durchzuführen ist, kann vereinfacht werden. Damit kann das Plattenlaufwerk mit reduzierten Herstellungskosten hergestellt werden.

[0233] Es sollte durch den Fachmann verstanden sein, dass verschiedene Modifikationen, Kombinationen, Hilfskombinationen und Abänderungen in Abhängigkeit von Ausbildungserfordernissen und anderen Faktoren man sich einfallen lassen kann, insoweit sie innerhalb des Rahmens der beigefügten Patentansprüche oder deren Äquivalente liegen.

Patentansprüche

1. Adaptive Entzerrungsvorrichtung (10), die Partial-Response-Entzerrung und Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung eines gelesenen Signals von einem Aufzeichnungs- oder Übertragungsmedium ausführt, um ein Binärsignal zu erzeugen, wobei die Vorrichtung (10) aufweist:

ein Mitkopplungsfilter (12), um das gelesene Signal zu filtern;

eine Mitkopplungsfilter-Steuereinrichtung (15), um den Anzapfungsfaktor des Mitkopplungsfilters zu steuern;

eine Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodiereinrichtung (17, 18), damit die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung des Signals durch das Mitkopplungsfilter gefiltert wird, um das Binärsignal zu erzeugen;

ein Rückkopplungsfilter (22, 26), um das Binärsignal, welches von der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodiereinrichtung geliefert wird, zu filtern;

eine Rückkopplungsfilter-Steuereinrichtung (24, 28), um den Anzapfungsfaktor des Rückkopplungsfilters zu steuern;

eine Verzögerungseinrichtung (21, 25), um das Signal, welches durch das Mitkopplungsfilter (12) gefiltert ist, um eine Verarbeitungszeit der Maximalwahrscheinlichkeits-Decodiereinrichtung zu verzögern; und

eine Subtrahiereinrichtung (23, 27), um das Signal, welches vom Rückkopplungsfilter (22, 26) geliefert wird, von dem Signal, welches von der Verzögerungseinrichtung (21, 25) geliefert wird, zu subtrahieren,

wobei die Rückkopplungsfilter-Steuereinrichtung (24, 28) den Anzapfungsfaktor auf der Basis des Binärsignals steuert, welches durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung (17, 18) erzeugt wird, um eine Verzerrung einer Partial-Response nach der Anstiegsflanke des Binärsignals und einer ISI-Response (Intersymbol-Störung-Response) nach der Abfallflanke zu erzeugen;

wobei die Mitkopplungsfilter-Steuereinrichtung (15) den Anzapfungsfaktor für das Signal steuert, welches von der Subtrahiereinrichtung geliefert wird, um eine Partial-Response zu sein; und

wobei das Mitkopplungsfilter (12) ein nichtlineares Filter ist.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei das Mitkopplungsfilter ein Volterra-Filter ist, welches nichtlineare Entzerrung einer Eingangsschwingungsform unter der Annahme ausführt, dass die Eingangsschwingungsform in eine Volterra-Reihe expandiert wurde.

3. Vorrichtung nach Anspruch 2, wobei die Mitkopplungsfilter-Steuereinrichtung den Anzapfungsfaktor des Volterra-Filters auf der Basis des LMS-Algorithmus (geringstes mittleres Quadrat) für das Volterra-Filter berechnet, um eine Charakteristik zu haben, um die ISI-Response vor der Anstiegsflanke zu beseitigen.

4. Vorrichtung nach Anspruch 3, wobei die Mitkopplungsfilter-Steuereinrichtung den Anzapfungsfaktor des Volterra-Filters berechnet, indem Signale, welche die Verzerrung der Partial-Response nach der Anstiegsflanke zeigen, und die ISI-Response nach der Abfallflanke vom Binärsignal subtrahiert werden, welches durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung erzeugt wird, die Subtraktionsergebnisse miteinander multipliziert werden und eine Partialdifferenzierung des Multiplikationsergebnisses durchgeführt wird.

5. Adaptives Entzerrungsverfahren zum Erzeugen eines Binärsignals unter Ausführung von Partial-Response-Entzerrung und Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung eines gelesenen Signals von einem Aufzeichnungs- oder Übertragungsmedium, wobei das Verfahren folgende Schritte aufweist:

Erzeugen - auf der Basis einer vorherigen Entzerrung - einer Verzerrung einer Partial-Response nach der Anstiegsflanke des Binärsignals und einer ISI-Response (Intersymbolstörungen-Response) nach der Abfallflanke;

Filtern des gelesenen Signals durch ein nichtlineares Filter, dessen Anzapfungsfaktor auf eine Response-Charakteristik eingestellt wurde, die eine Partial-Response sein wird, wenn die Verzerrung der Partial-Response nach der Anstiegsflanke des Binärsignals und die ISI-Response nach der Abfallflanke miteinander addiert werden; und

Ausführen von Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung des Signals, welches durch das nichtlineare Filter

gefiltert wird, um das Binärsignal zu erzeugen.

6. Verfahren nach Anspruch 5, wobei das Mitkopplungsfilter ein Volterra-Filter ist, welches nichtlineare Entzerrung einer Eingangsschwingungsform unter der Annahme ausführt, dass die Eingangsschwingungsform in eine Volterra-Reihe expandiert wurde.

7. Verfahren nach Anspruch 6, wobei der Anzapfungsfaktor des Volterra-Filters auf der Basis des LMS-Algorithmus (geringstes mittleres Quadrat) berechnet wird, um eine solche Filtercharakteristik bereitzustellen, um die Verzerrung der Partial-Response vor der Anstiegsflanke und die ISI-Response vor der Anstiegsflanke zu beseitigen.

8. Verfahren nach Anspruch 7, wobei der Anzapfungsfaktor des Volterra-Filters berechnet wird, indem Signale, welche die Verzerrung der Partial-Response nach der Anstiegsflanke und der ISI-Response nach der Abfallflanke zeigen, vom Binärsignal zu subtrahieren, welches durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung erzeugt wird, die Subtraktionsergebnisse miteinander multipliziert werden und Partialdifferenzierung des Multiplikationsergebnisses ausgeführt wird.

9. Adaptive Entzerrungsvorrichtung, die Partial-Response-Entzerrung und Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung eines gelesenen Signals von einem Aufzeichnungs- oder Übertragungsmedium ausführt, um ein Binärsignal zu erzeugen, wobei die Vorrichtung aufweist:

ein Mitkopplungsfilter, um das gelesene Signal zu filtern;

eine Mitkopplungsfilter-Steuerschaltung, welche den Anzapfungsfaktor des Mitkopplungsfilters steuert;

einen Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder, der Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung des Signals ausführt, welches durch das Mitkopplungsfilter gefiltert ist, um das Binärsignal zu erzeugen;

ein Rückkopplungsfilter, um das Binärsignal, welches vom Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoder geliefert wird, zu filtern;

eine Rückkopplungsfilter-Steuerschaltung, welche den Anzapfungsfaktor des Rückkopplungsfilters steuert;

eine Verzögerungseinheit, welche das Signal, welches durch das Mitkopplungsfilter gefiltert wurde, um eine Verarbeitungszeit des Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decoders zu verzögern; und

einen Subtrahierer, der das Signal, welches vom Mitkopplungsfilter geliefert wird, von dem Signal, welches von der Verzögerungseinheit geliefert wird, zu subtrahieren,

wobei die Rückkopplungsfilter-Steuerschaltung den Anzapfungsfaktor auf der Basis des Binärsignals steuert, welches durch die Maximal-Wahrscheinlichkeits-Decodierung erzeugt wird, um eine Verzerrung einer Partial-Response nach der Anstiegsflanke des Binärsignals und eine ISI-Response nach der Abfallflanke zu erzeugen;

wobei die Mitkopplungsfilter-Steuerschaltung den Anzapfungsfaktor für das Signal steuert, welches vom Subtrahierer geliefert wird, um eine Partial-Response zu sein; und

das Mitkopplungsfilter ein nichtlineares Filter ist.

Es folgen 25 Blatt Zeichnungen

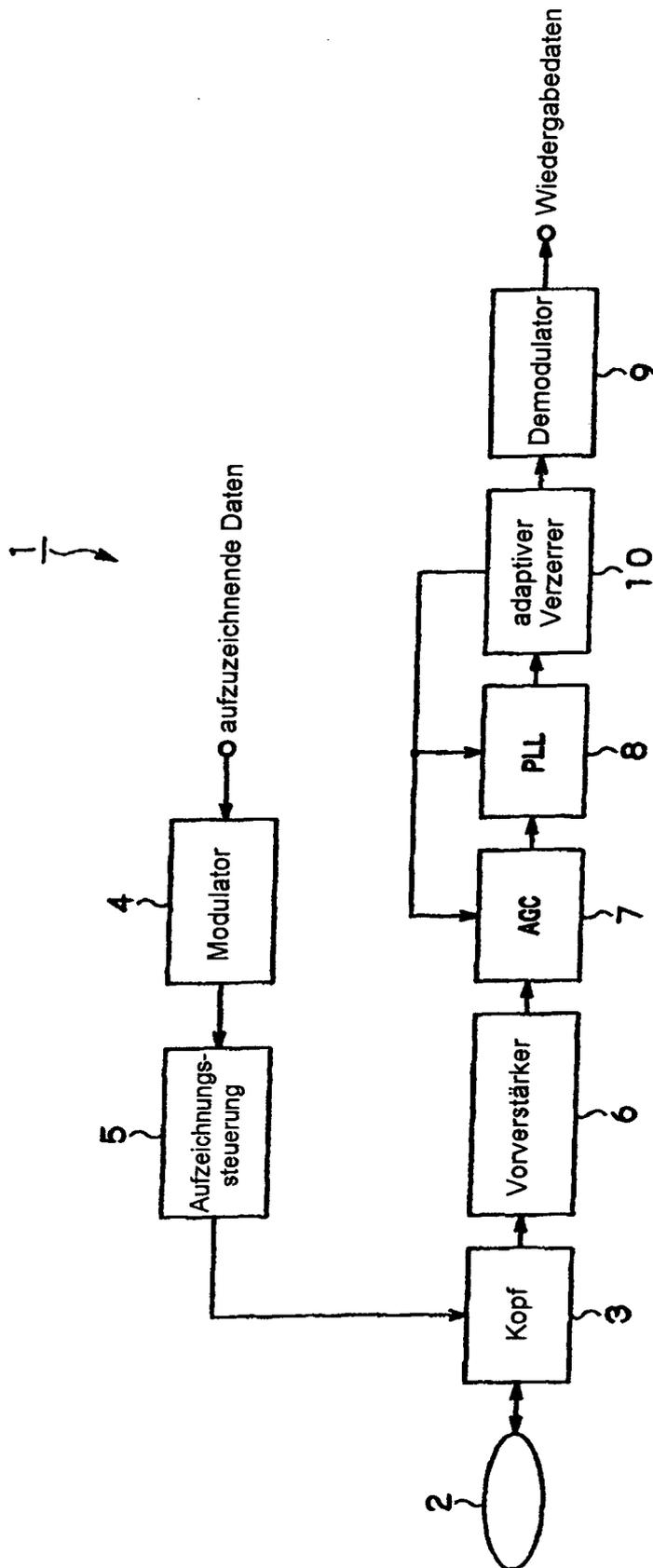


FIG.1

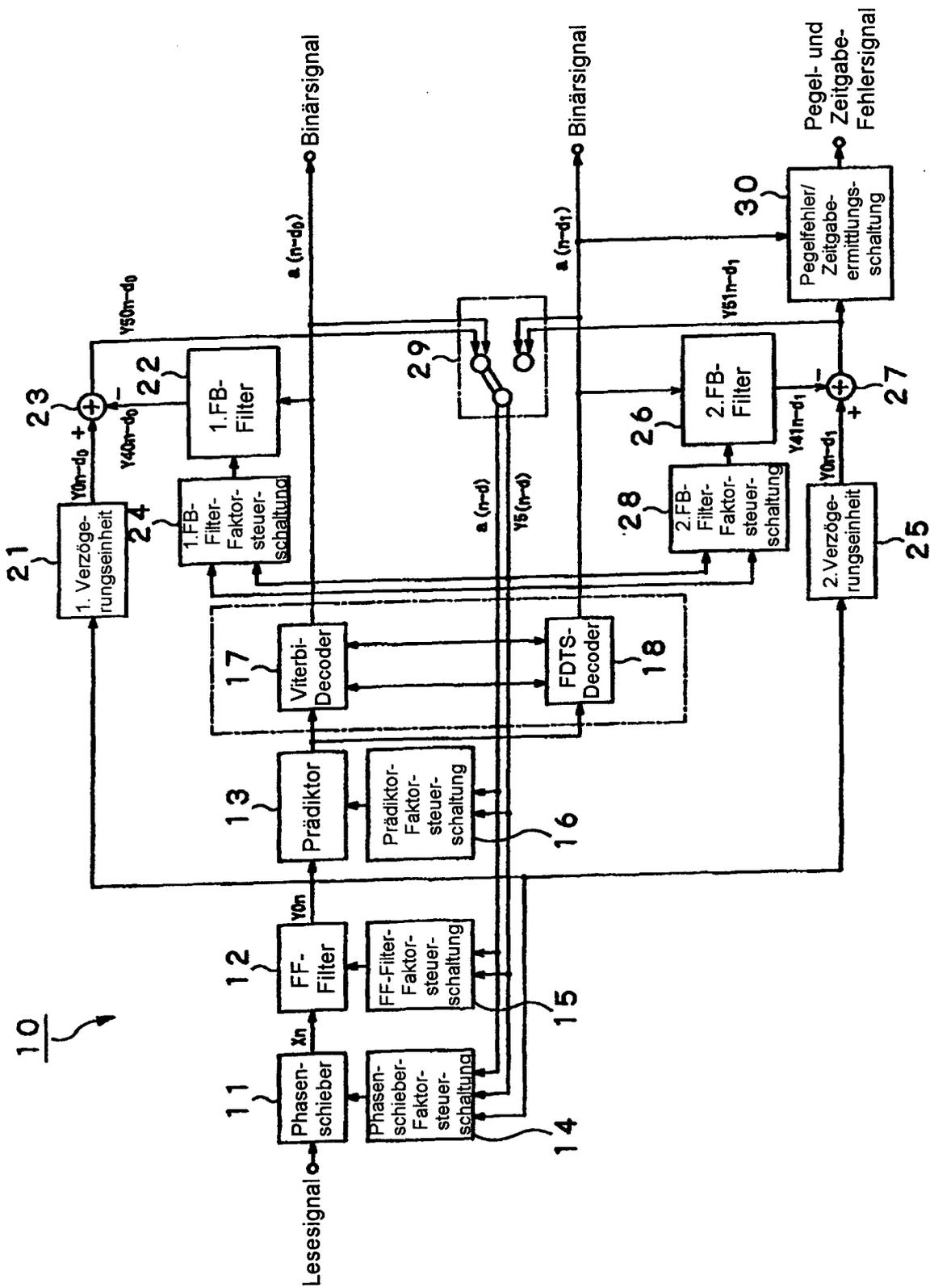


FIG. 2

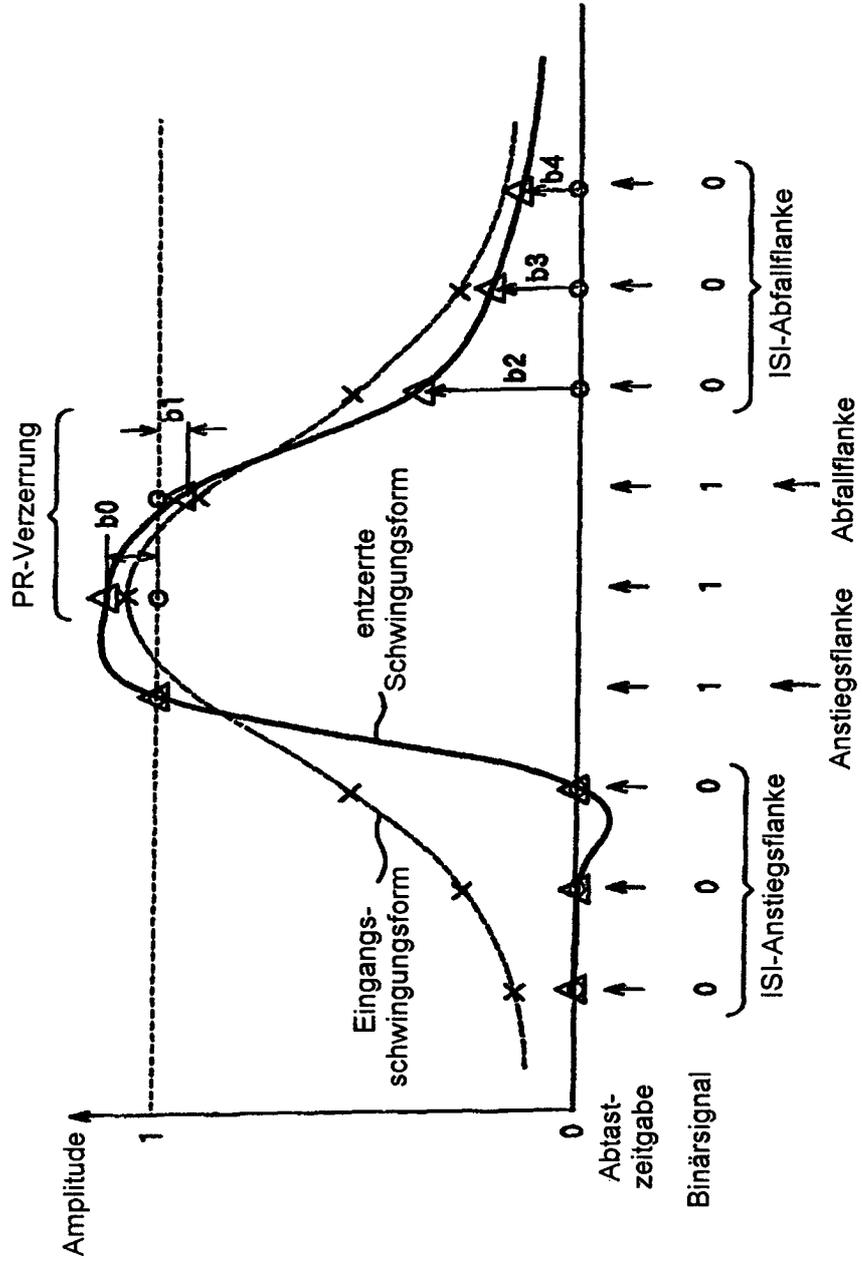


FIG.3

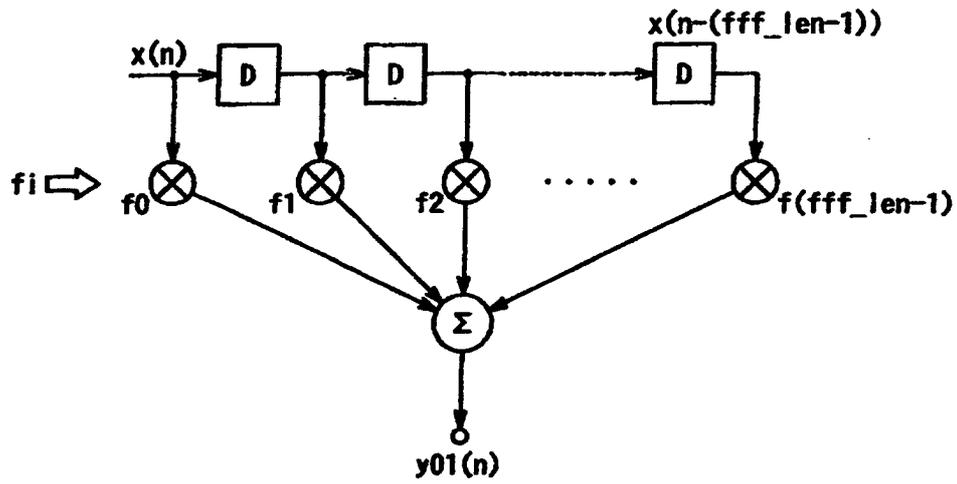


FIG.4

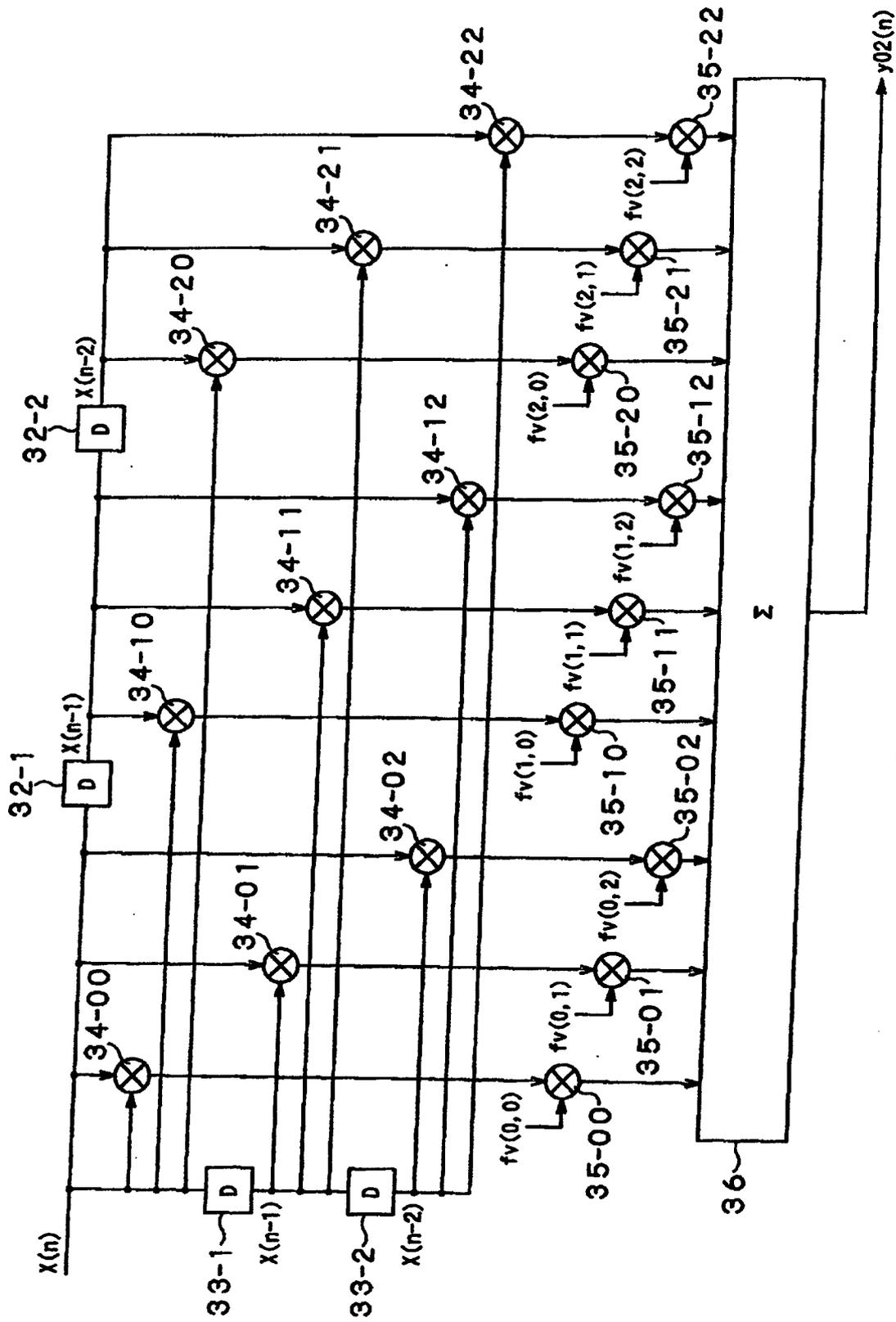


FIG.5

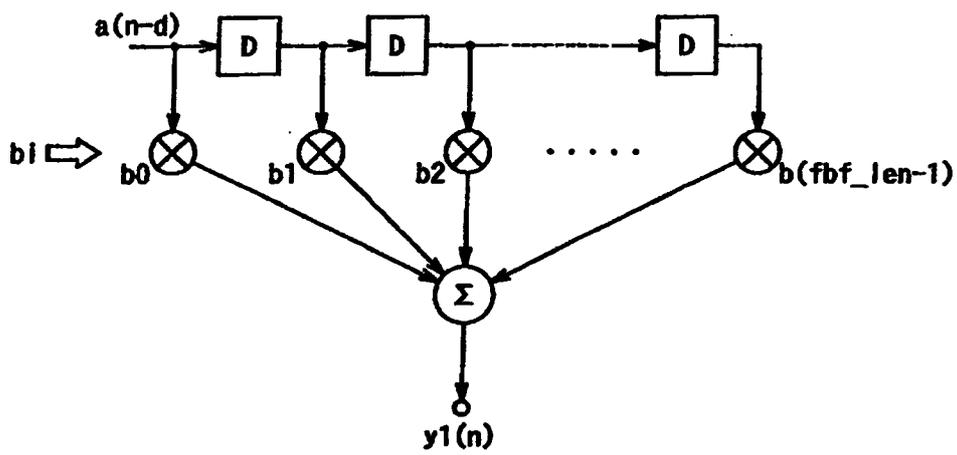


FIG.6

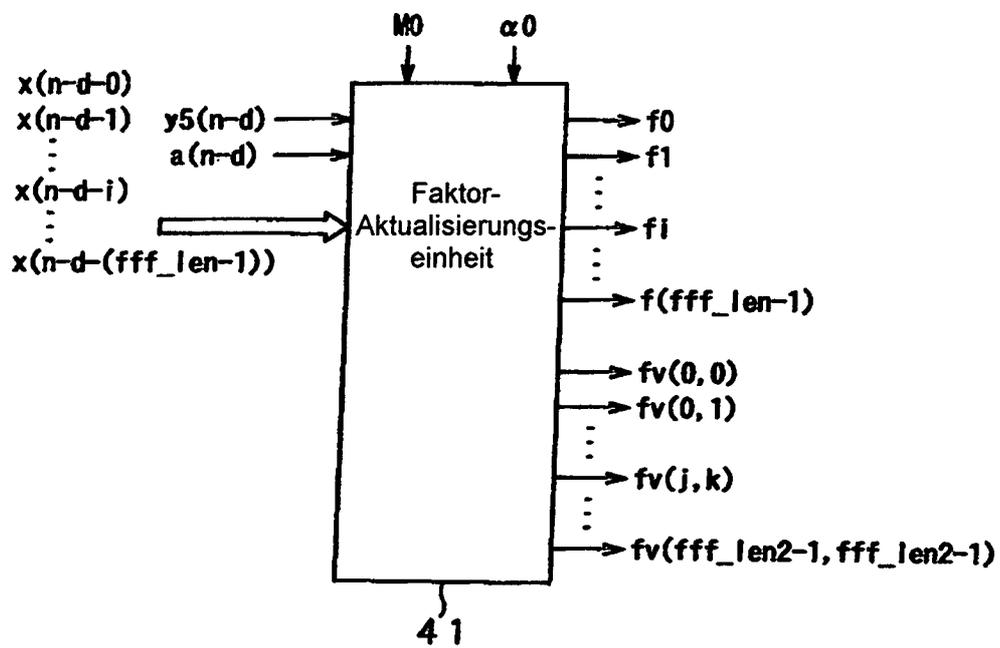


FIG. 7

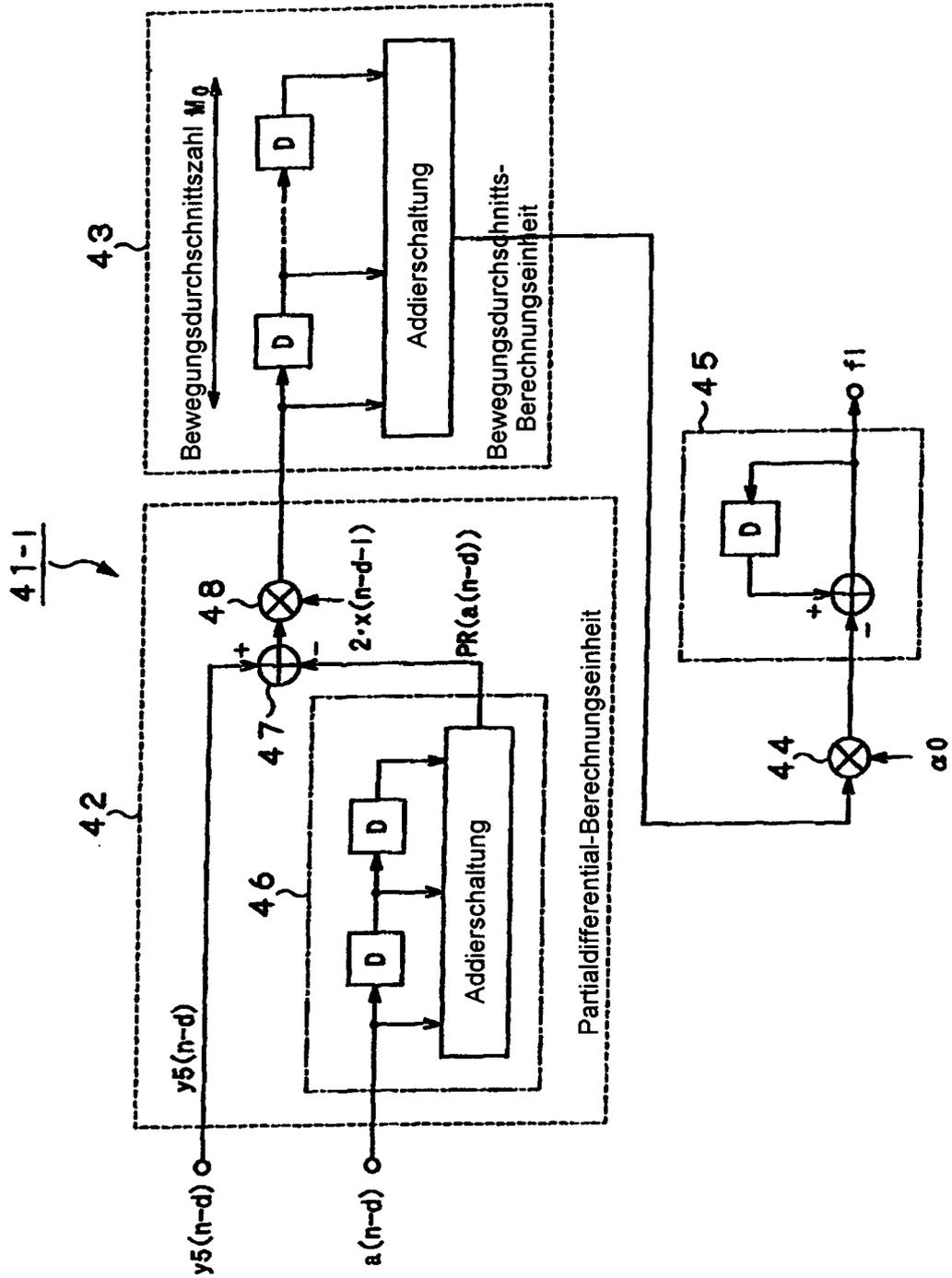


FIG. 8

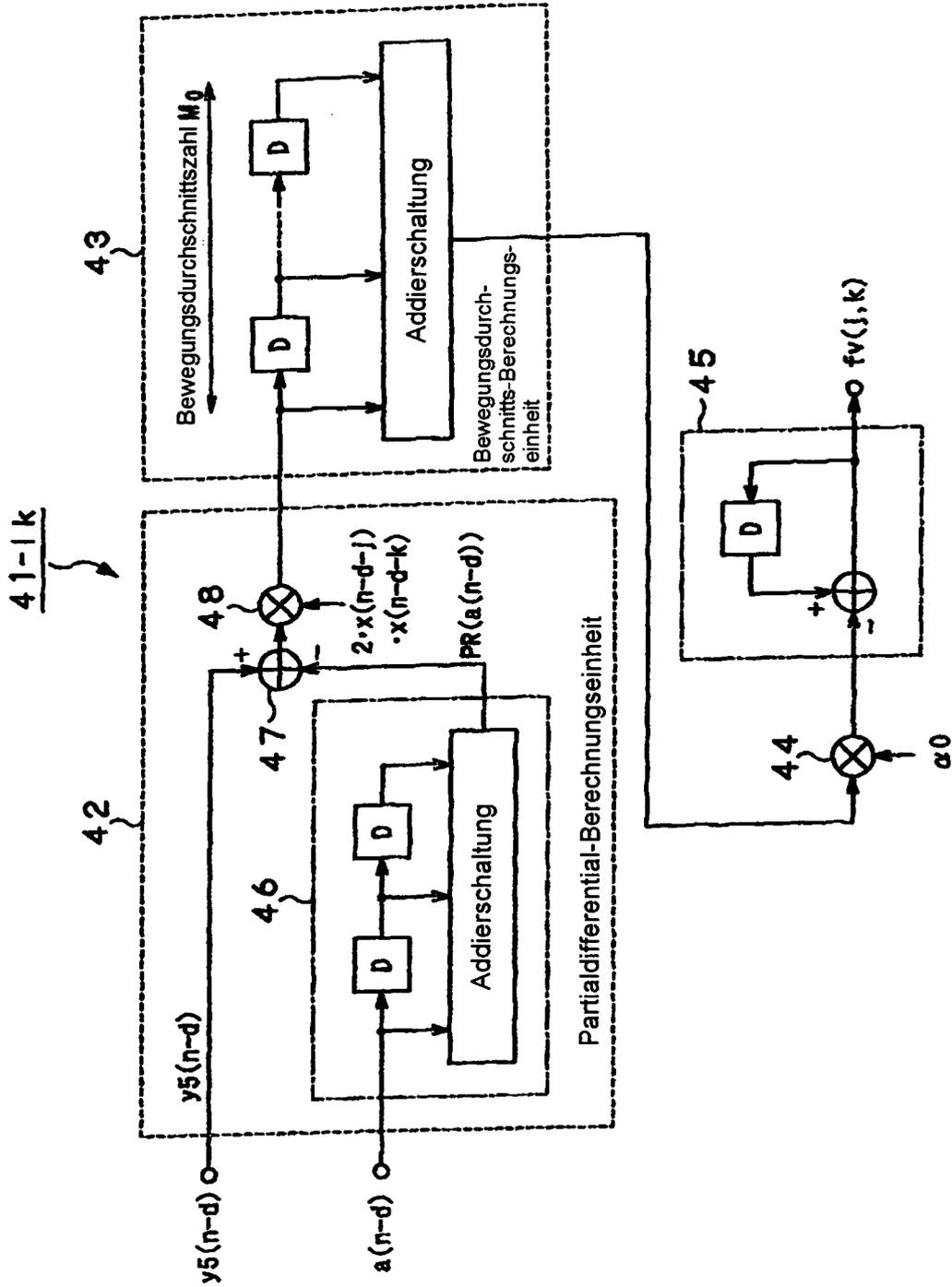


FIG. 9

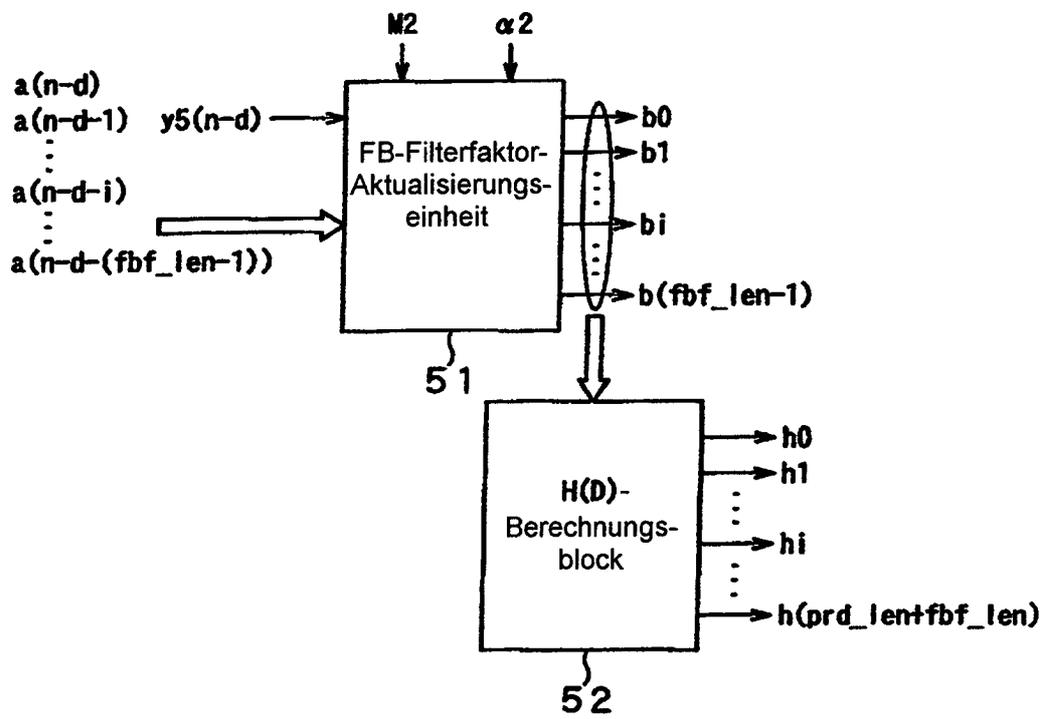


FIG. 10

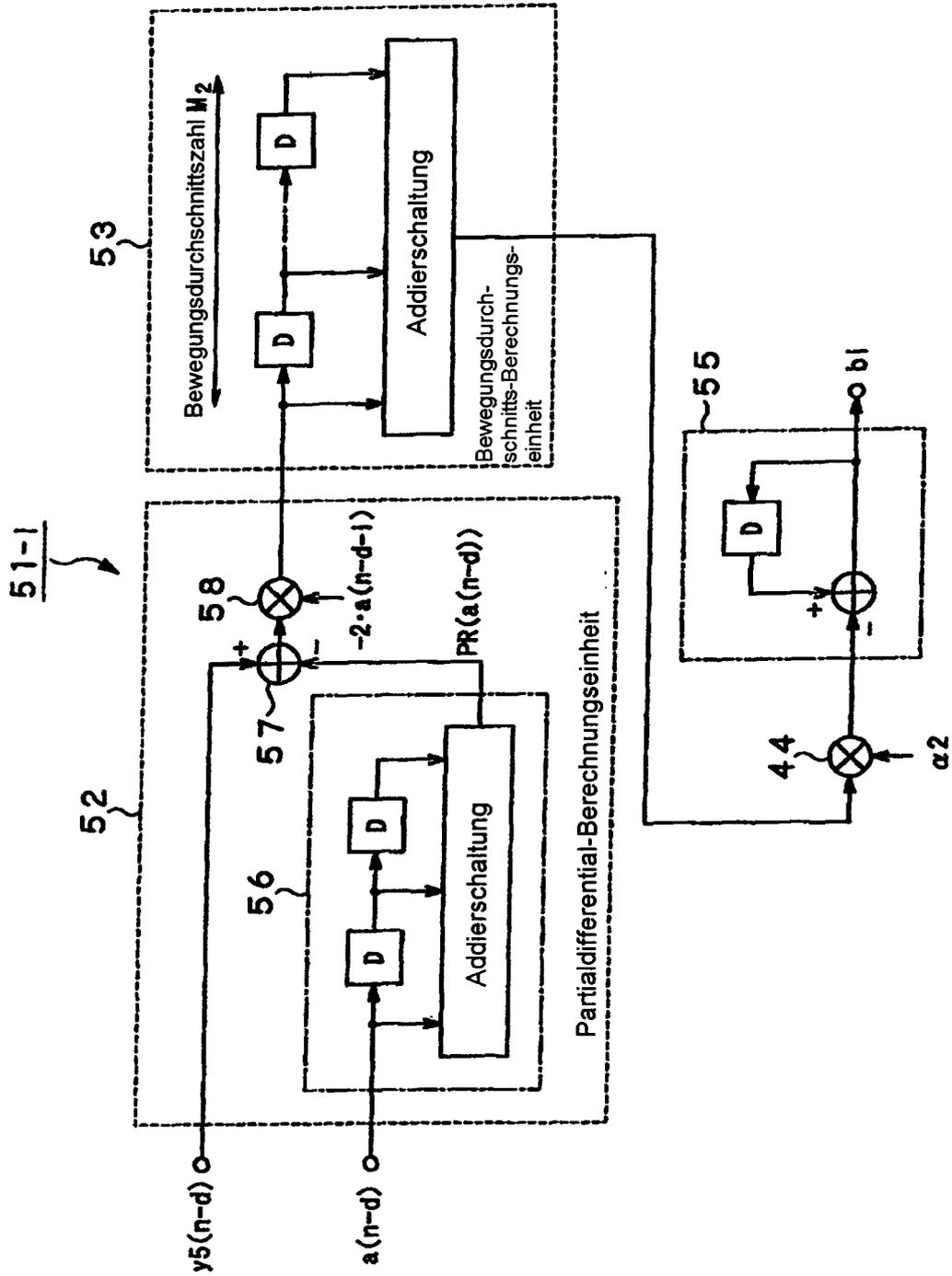


FIG.17

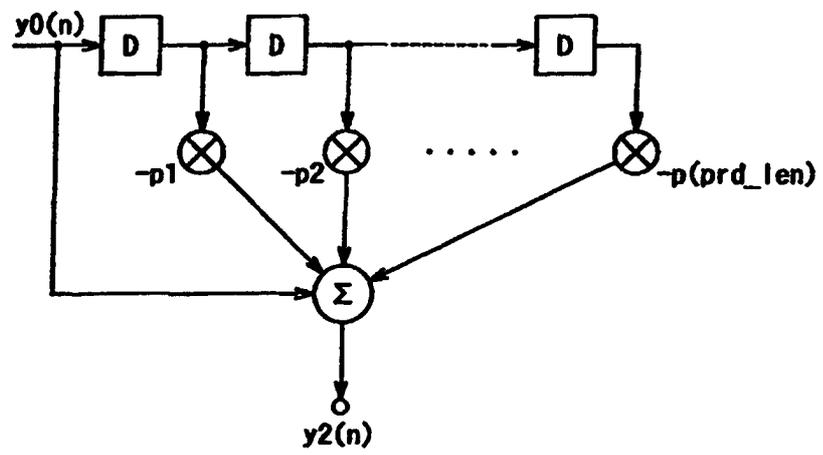


FIG. 12

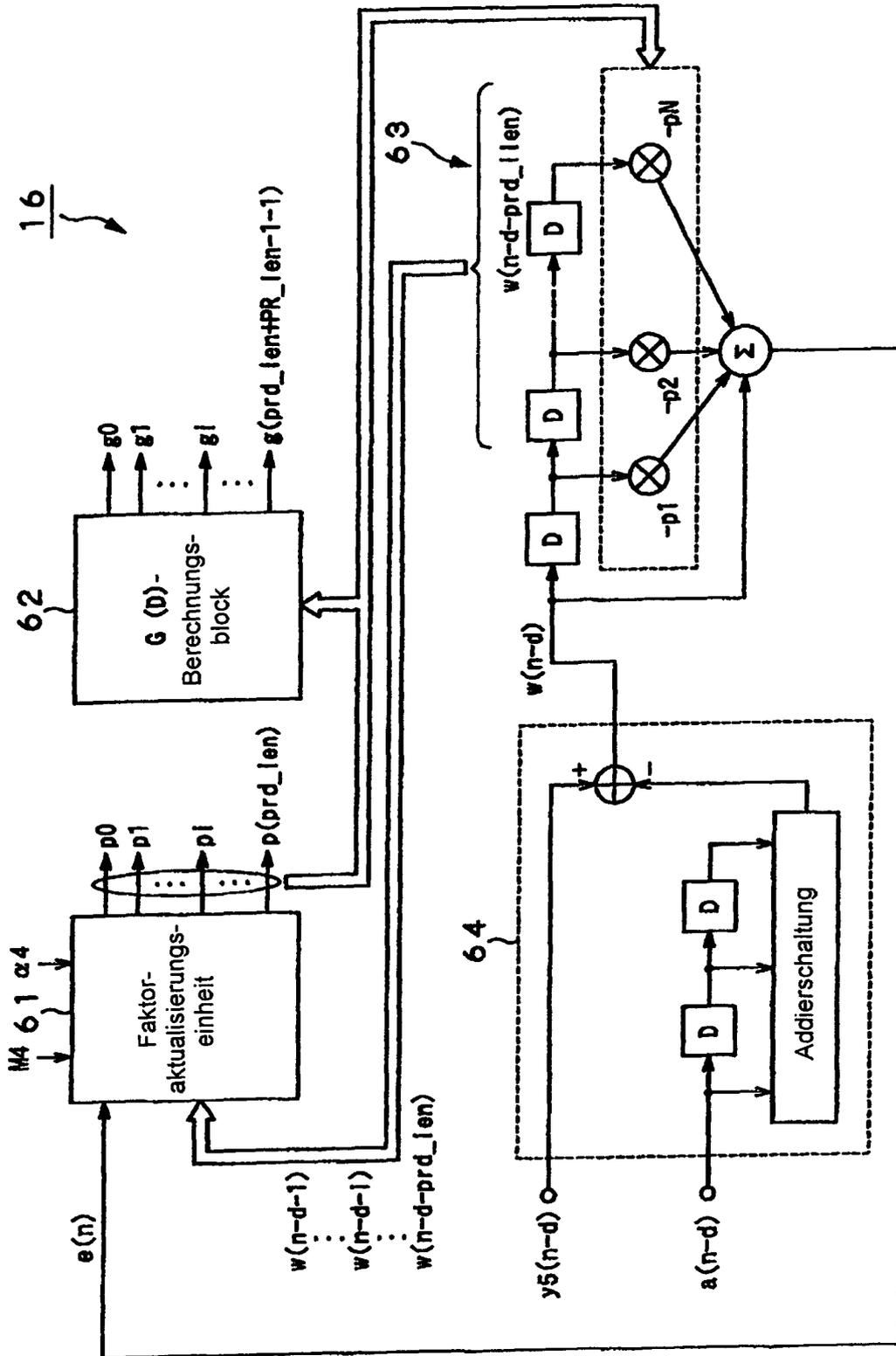


FIG. 13

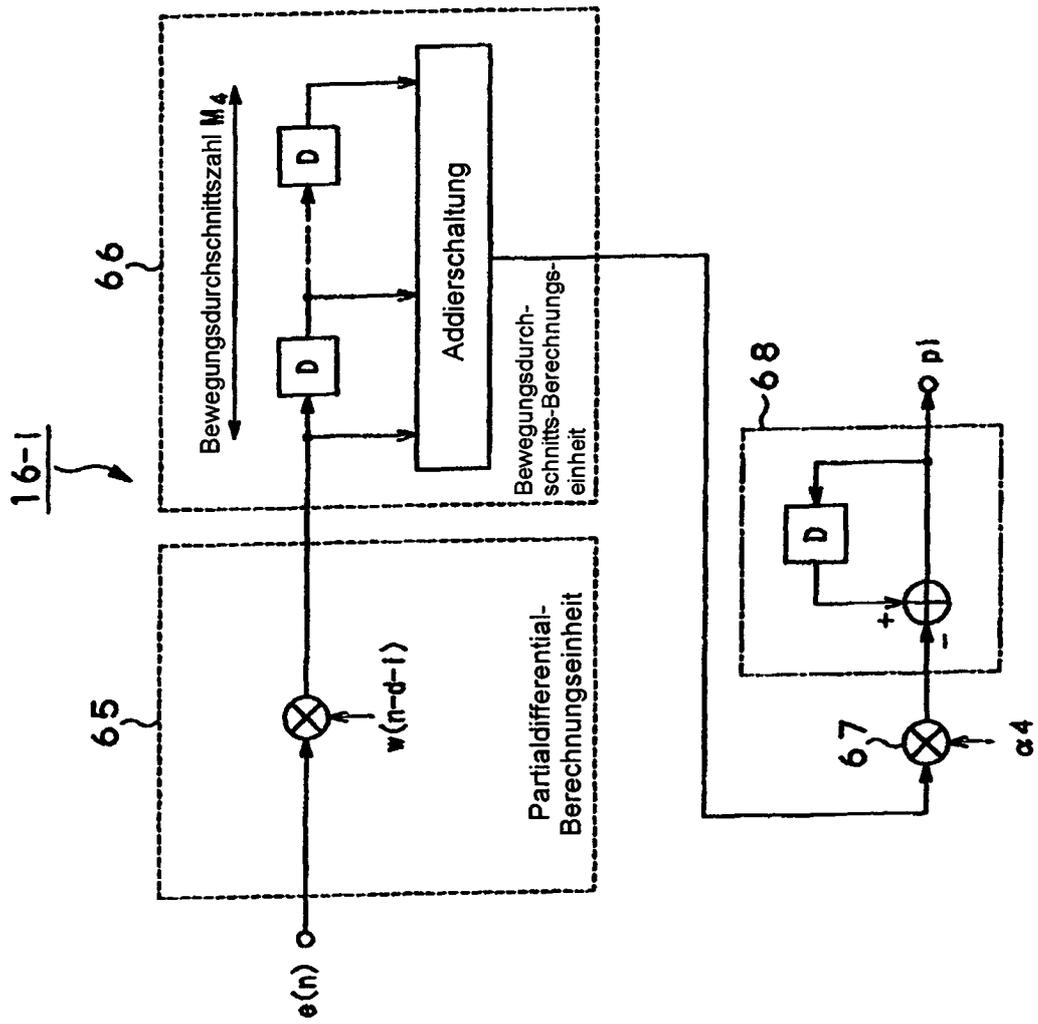


FIG. 14

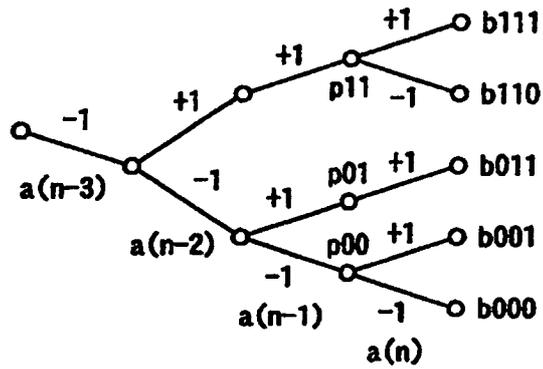


FIG. 15

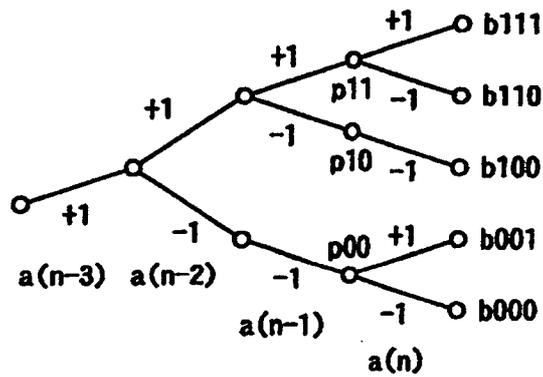


FIG. 16

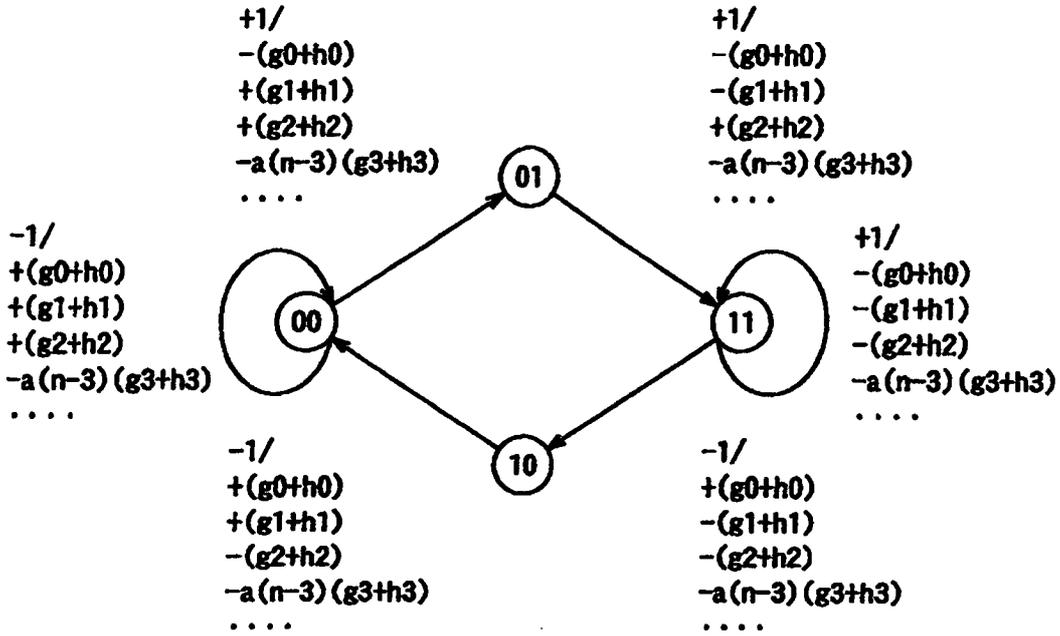


FIG. 17

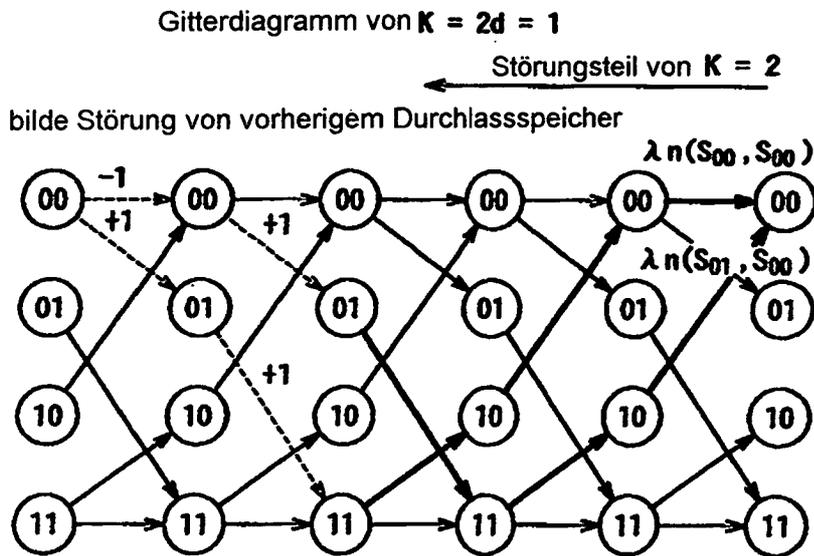


FIG. 18

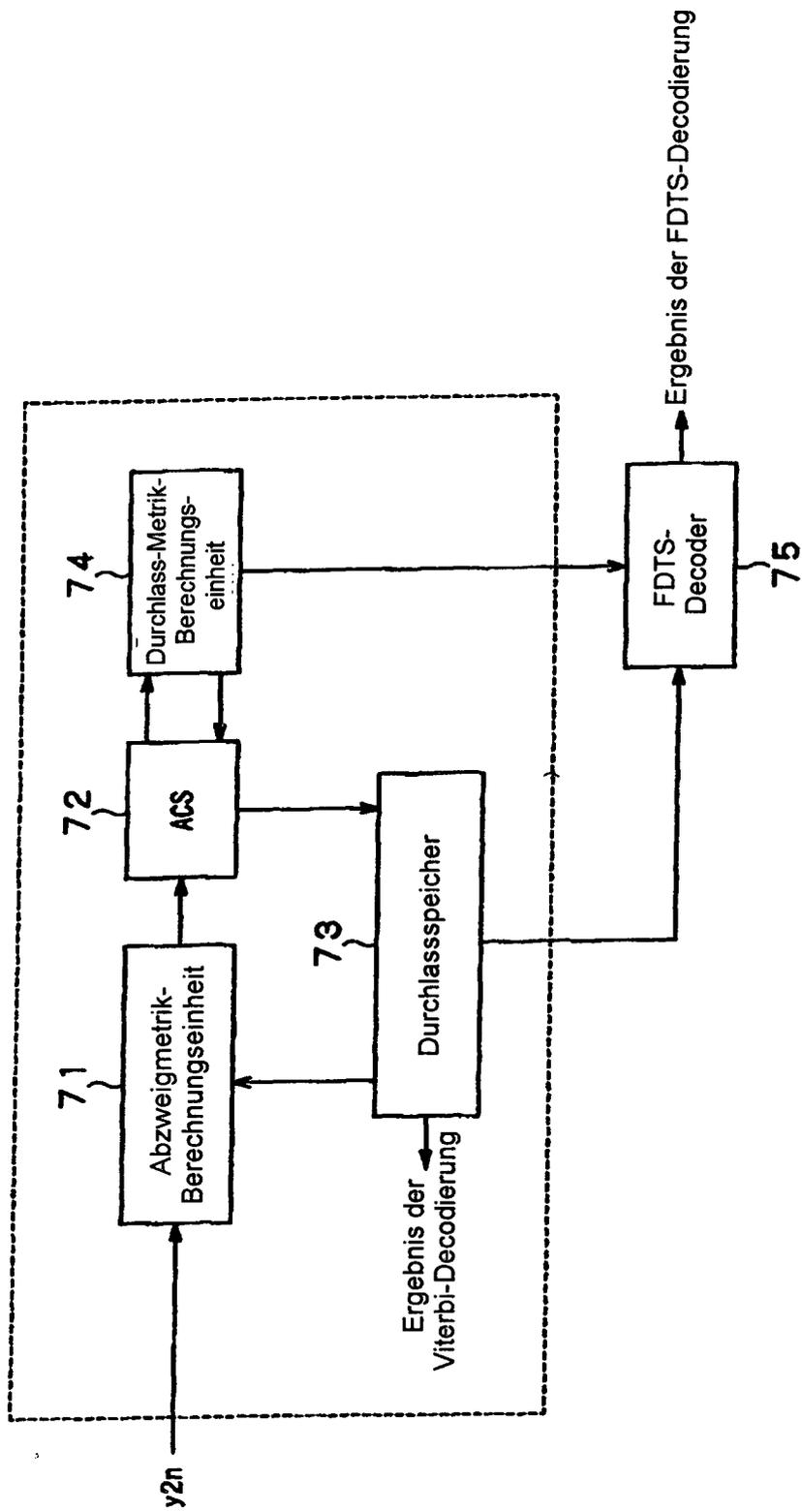


FIG. 19

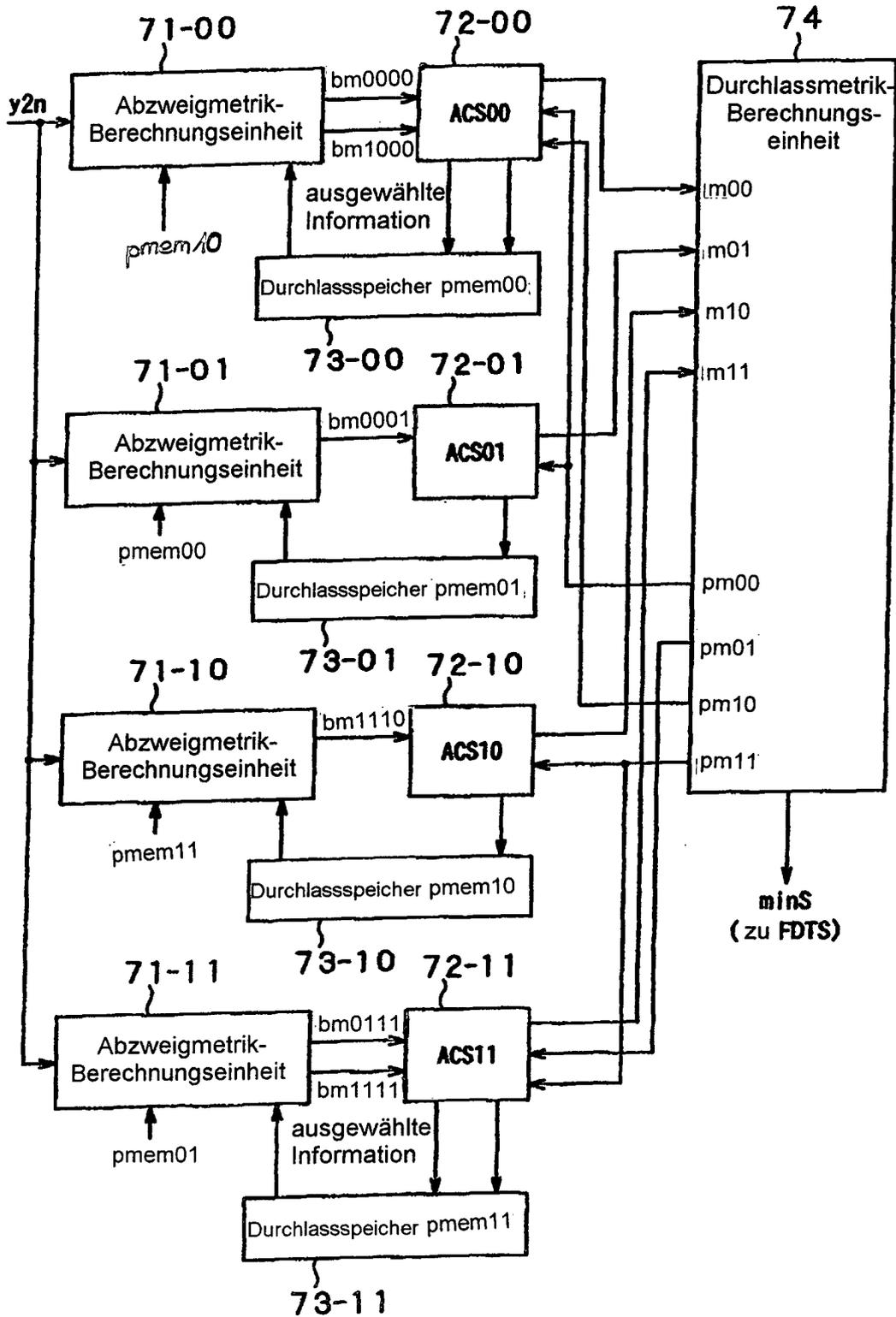


FIG.20

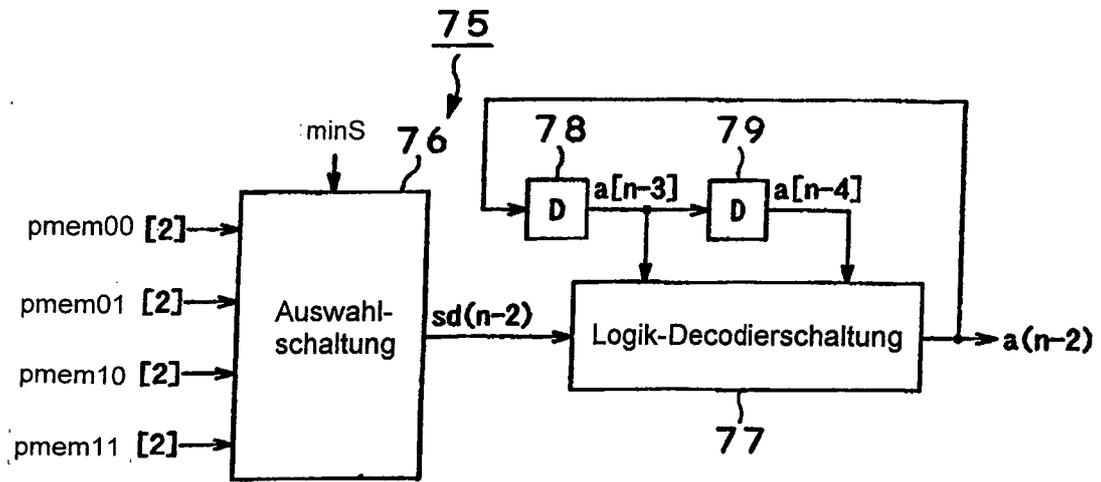


FIG.21

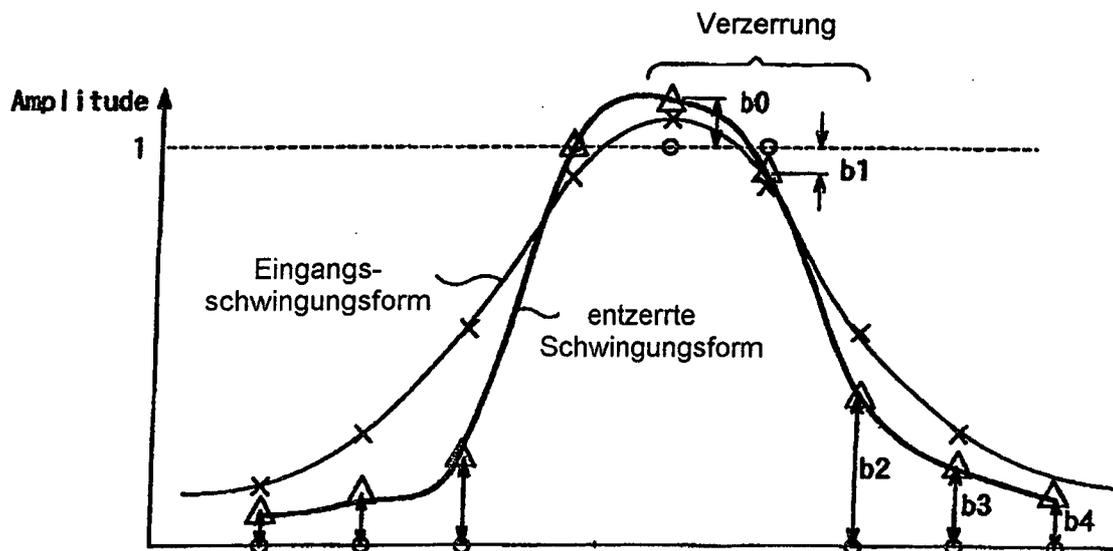


FIG.22

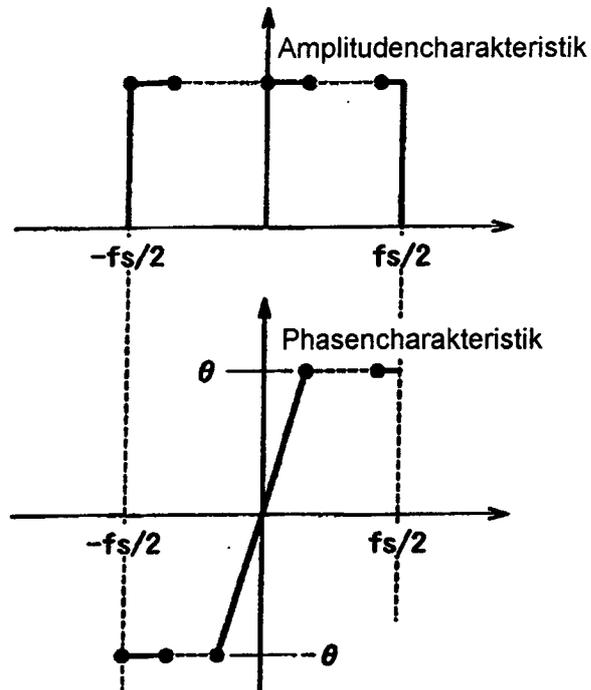


FIG.23

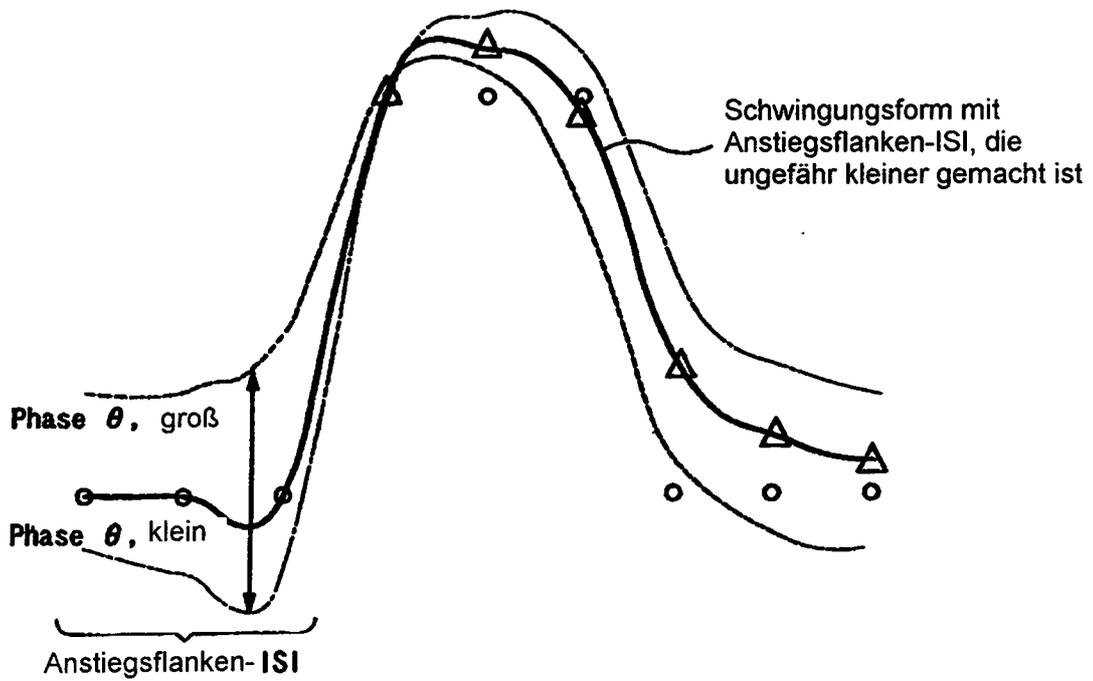


FIG.24

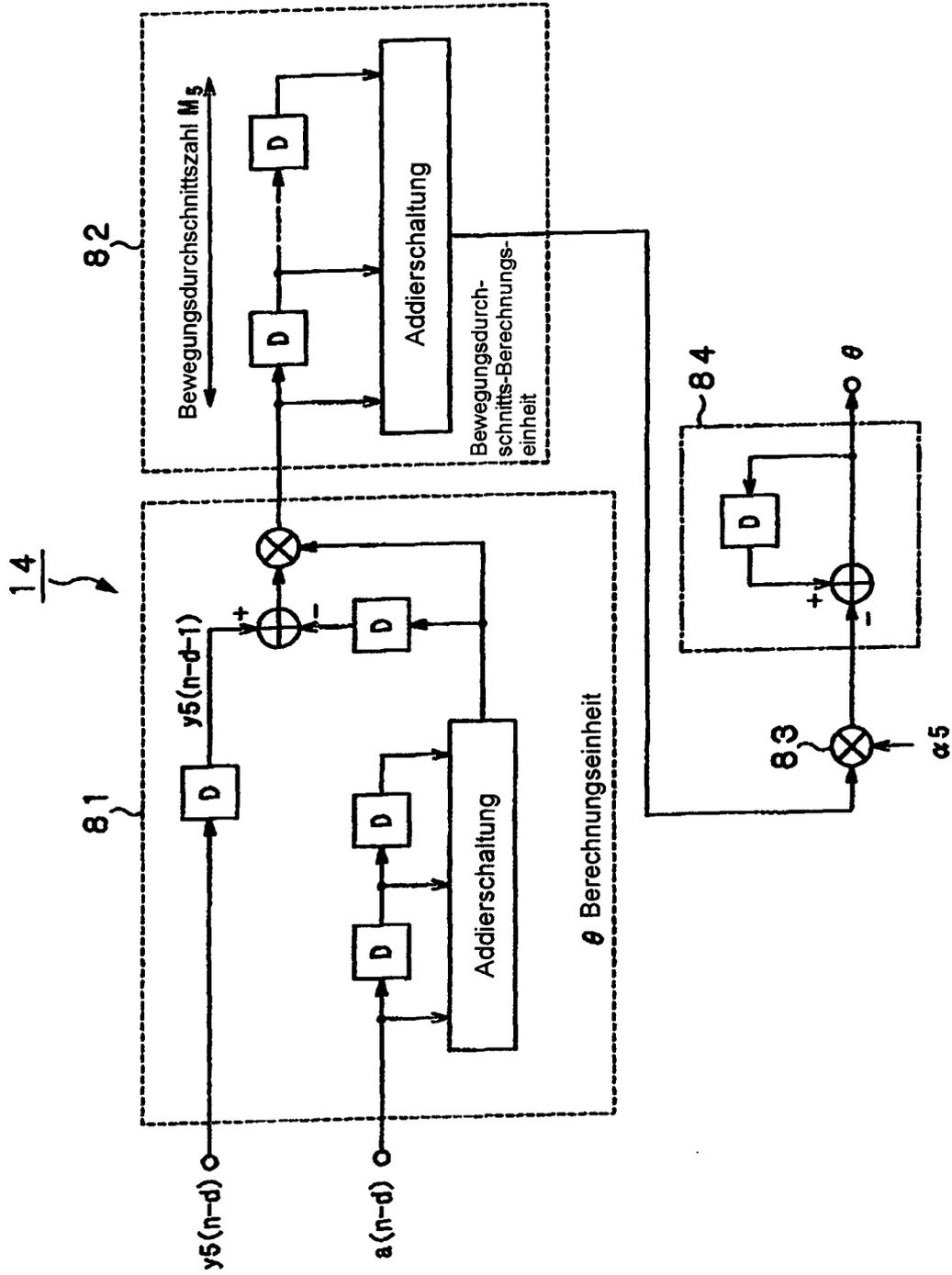


FIG.25

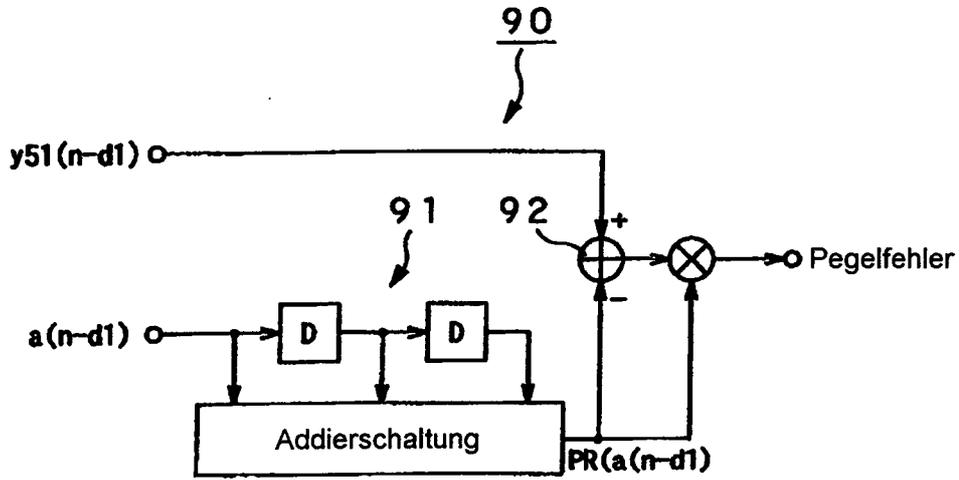


FIG.26

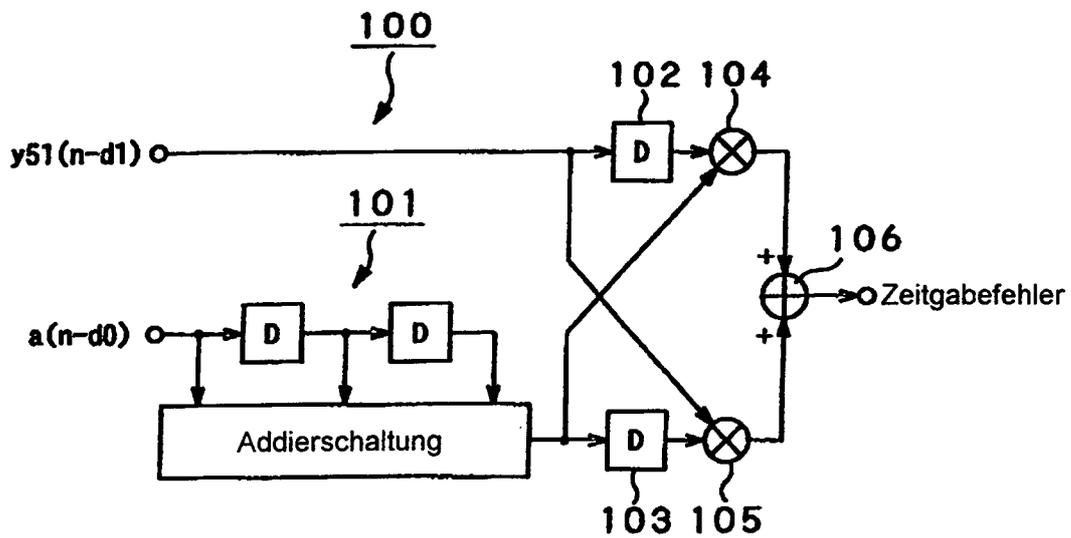


FIG.27

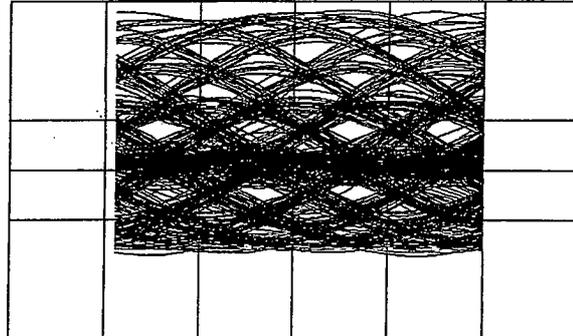


FIG. 28

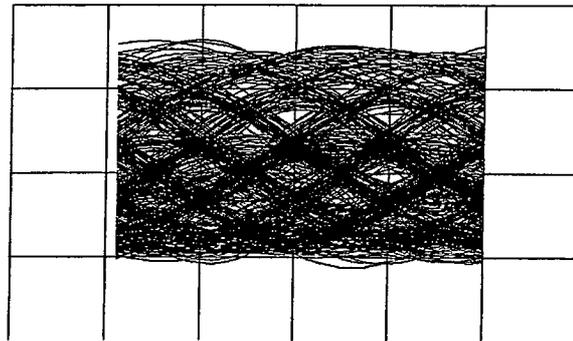


FIG. 29

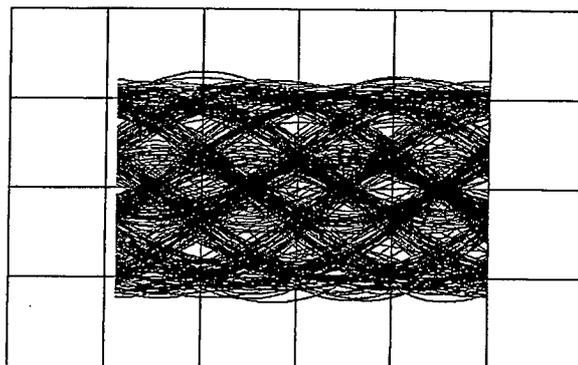


FIG. 30

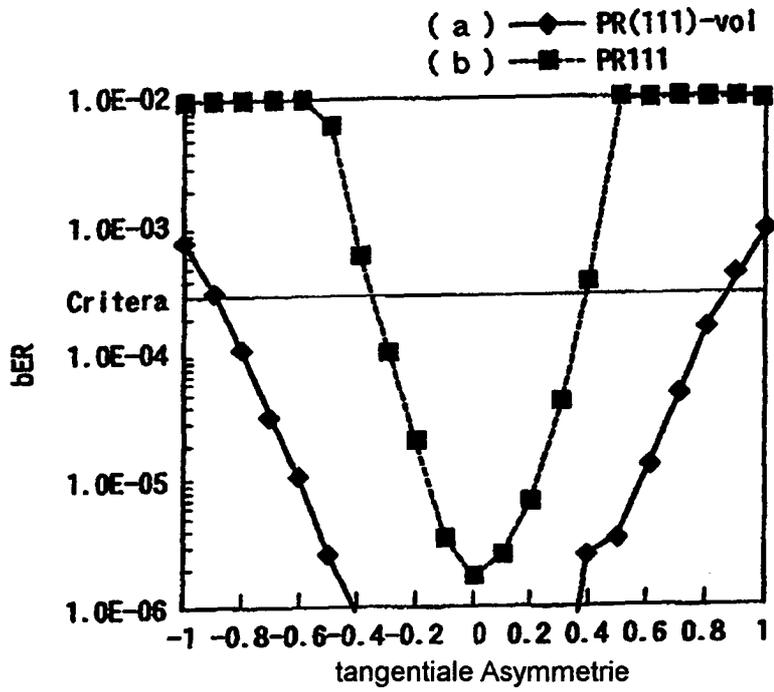


FIG.31

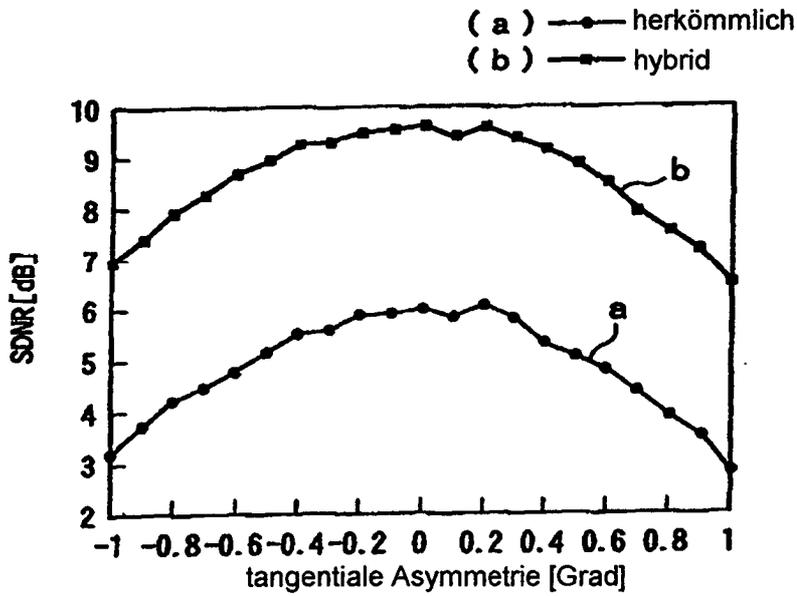


FIG.32

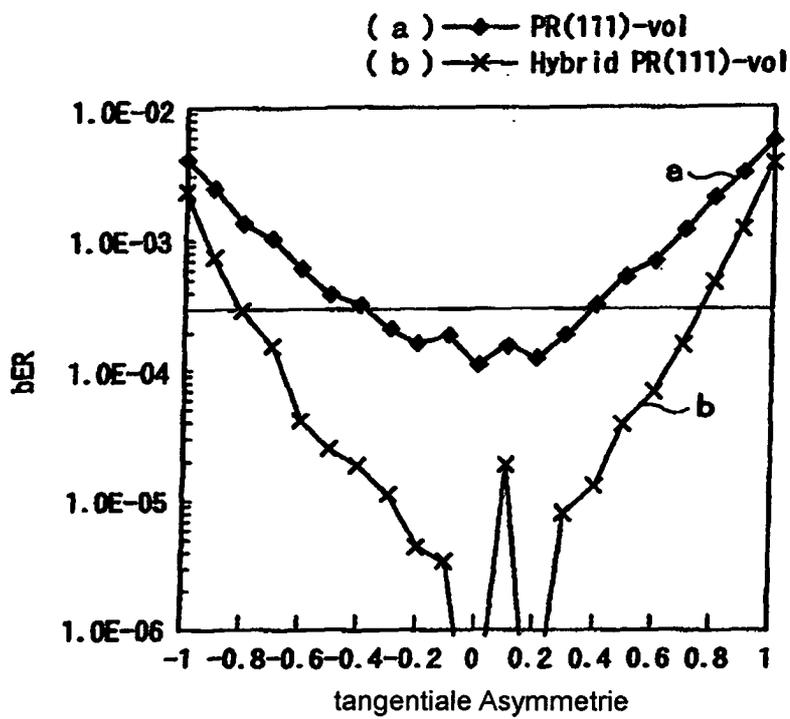


FIG.33