



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 695 35 160 T2** 2007.06.28

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 0 852 089 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **695 35 160.5**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/IB95/00769**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **95 929 988.4**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 1997/011544**

(86) PCT-Anmeldetag: **18.09.1995**

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: **27.03.1997**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **08.07.1998**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **09.08.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **28.06.2007**

(51) Int Cl.⁸: **H04L 25/03** (2006.01)
H04L 25/497 (2006.01)

(73) Patentinhaber:

**Hitachi Global Storage Technologies Netherlands
B.V., Amsterdam, NL**

(74) Vertreter:

LEINWEBER & ZIMMERMANN, 80331 München

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB

(72) Erfinder:

**COKER, Darrel, Jonathan, Rochester, MN 55901,
US; ELEFThERIOU, Stavros, Evangelos, CH-8038
Zürich, CH; GALBRAITH, Leo, Richard, Rochester,
MN 55901, US; HIRT, Walter, CH-8907 Wettswil, CH**

(54) Bezeichnung: **VORRICHTUNG UND VERFAHREN ZUR RAUSCHVORHERSAGENDEN MAXIMAL-WAHRSCHEIN-
LICHKEITSDETEKTION**

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

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

Beschreibung

TECHNISCHES GEBIET

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft Datendetektionsverfahren und -geräte, insbesondere Verfahren und Geräte für Partial-Response-Signalisierung und Maximalwahrscheinlichkeits-Sequenzdetektion. Ferner betrifft sie Direktzugriffsspeichervorrichtungen (DASDs), die auf diesen Verfahren basieren.

STAND DER TECHNIK

[0002] Die Anwendung von Partial-Response- (PR-) Entzerrung der Klasse IV (PR4) und Maximalwahrscheinlichkeits-Sequenzdetektion (MLSD) wurde in Theorie und Praxis gezeigt, um fast optimale Leistungen bei Aufzeichnungsdichten von $0,8 \leq PW50/T \leq 1,6$ zu erzielen, worin PW50 die Impulsbreite am 50%-Amplitudenpunkt der Sprungantwort des Kanals ist und T die Dauer des Kanal-kodierten Bits ist. Ein Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeits- (PRML-) system für den Magnetaufzeichnungskanal ist in "A PRML system for Digital Magnetic Recording" von Roy D. Cideciyan et al in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Bd. 10, Nr. 1, S. 38–56 (Januar 1992) beschrieben. Im US-Patent 4.786.890 ist ebenfalls ein PRML-Kanal der Klasse IV unter Verwendung eines Run-Length-Limited- (RLL-) Codes offenbart.

[0003] Bei hohen Aufzeichnungsdichten, und zwar $PW50/T > 1,6$ führt der lineare Partial-Response-Entzerrer der Klasse IV zu signifikanter Rauschverstärkung. Darunter leidet die Leistung des PRML-Detektors und sie reicht mitunter nicht aus, die Produktspezifikationen zu erfüllen. Die Anwendung von erweiterten Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeits- (EPRML-) detektoren wurde in Theorie und Praxis gezeigt, um eine bessere Leistung als PRML-Detektoren im Bereich $PW50/T > 1,6$ zu erzielen. Die Patentanmeldung GB-A-2286952, veröffentlicht am 30. August 1995, offenbart ein neuartiges EPRML-Schema zur Datendetektion in einer Direktzugriffsspeichervorrichtung. Die neuartige Architektur der darin beanspruchten Erfindung ermöglicht die Zugabe von EPRML-Detektoren zu PRML-Kanälen, wobei es zu lediglich geringen Änderungen der Gesamtkanalarchitektur kommt.

[0004] Der optimale MLSD-Empfänger zum Detektieren einer unkodierten Datensequenz in Gegenwart einer Intersymbolstörung (ISI) und zusätzlichem Gaußschem Rauschen besteht aus einem whitenend-matched-Filter, gefolgt von einem Viterbi-Detektor, der Maximalwahrscheinlichkeits-Sequenzdetektion auf ISI-Trellis durchführt, wie von G. D. Forney in "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference", IEEE Trans. Inform. Theory, Bd. IT-18, Nr. 3, S. 363–378 (Mai 1972) beschrieben. Für den Magnetaufzeichnungskanal ist die State-Komplexität dieses Trellis durch 2^L gegeben, worin L für die Zahl der relevanten ISI-Terme im Ausgangssignal des Bleichfilters steht. In der Patentanmeldung WO94/29989 mit dem Titel "Adaptive noise-predictive partial-response equalizing for channels with spectral nulls", eingereicht am 14. Juni 1993 und veröffentlicht am 22. Dezember 1994, und verweisend auf "Noise predictive partial-response equalizers and applications", von P.R. Chevillat et al., IEEE Conf. Records ICC'92, S. 0942–0947 (Juni 14 bis 18 1992) wurde gezeigt, dass ein Partial-Response-Zero-Forcing-Entzerrer, der mit einer linearen Vorhersageeinrichtung kaskadiert ist, dessen Koeffizienten geeignet ausgewählt sind, dem bleichenden zeitdiskreten Präfilter des optimalen MSLD-Empfängers entspricht. Ferner wurde in der gleichen Patentanmeldung eine Empfängerstruktur offenbart, worin das Voraussageverfahren im Viterbi-Detektor eingebettet wurde, welcher dem Partial-Response-Trellis entspricht. Die obige Patentanmeldung WO94/29989 beschäftigt sich in erster Linie mit Drahtübertragungssystemen.

[0005] In obiger Patentanmeldung WO94/29989 und im Artikel von P. R. Chevillat et al. wurde gefolgert, dass Rauschvorhersage zusammen mit PRML die Detektorleistung verbessert.

[0006] Es ist ein Ziel der vorliegenden Erfindung, ein Verfahren und Gerät mit verbesserter Datendetektionsleistung bereitzustellen.

[0007] Es ist ein Ziel der vorliegenden Erfindung, ein Verfahren und Gerät zur verbesserten Datendetektion in Direktzugriffsspeichervorrichtungen mit der Absicht bereitzustellen, die Leistungsverhaltensprobleme in Schaltungen nach dem Stand der Technik zu beseitigen.

[0008] Es ist ein Ziel der vorliegenden Erfindung, ein Verfahren und Gerät bereitzustellen, um höhere lineare Speicherdichte in Direktzugriffsspeichervorrichtungen (DASDs) zu erzielen.

[0009] Ein weiteres Ziel der vorliegenden Erfindung ist die Bereitstellung eines Verfahrens und eines Geräts,

das in herkömmlichen PRML/EPRML-Direktzugriffsspeichervorrichtungen eingesetzt werden kann, ohne die Hauptarchitektur des elektronischen Kanals zu verändern.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0010] Die obigen Ziele wurden erreicht, indem eine gesamte Familie an Schätzdetektoren, die beispielsweise zur Datendetektion in DASDs verwendet werden können, bereitgestellt wurde. Einige der vorliegenden Detektoren, die spezifisch von Eigenschaften des Magnetaufzeichnungskanals Gebrauch machen, entstehen durch Einbetten eines Rauschvorhersage/Bleich-Verfahrens in die Verzweigungsmetrikberechnung des Maximalwahrscheinlichkeits-Sequenzdetektors und werden kollektiv als Rauschvorhersage-Maximalwahrscheinlichkeits- (NPML-) Detektoren bezeichnet. Die Detektoren umfassen ferner Mittel zum Löschen der Intersymbolstörungs- (ISI-) Komponenten durch eine geeignete Tabellensuchoperation. Im Gegensatz zur Patentanmeldung WO94/29989 und dem Artikel von P. R. Chevillat et al., in welchem die State-Komplexität des Detektors fixiert und durch das Partial-Response-Trellis bestimmt ist, weisen NPML-Detektoren eine State-Komplexität auf, die gleich 2^K ist, wobei $0 \leq K \leq L$ gilt und L die Anzahl der kontrollierten (bekannten) Intersymbolstörungskomponenten angibt, die durch die Kombination von PR-Entzerrer und Vorhersageeinrichtung eingeführt werden.

[0011] Der Spezialfall, bei dem $K = L$ gilt, entspricht dem optimalen MLSD-Detektor für die angegebene Vorhersageeinrichtungslänge, und der Spezialfall, bei dem $K = 0$ gilt, entspricht einem Rauschvorhersage-PR-Entzerrer, gefolgt von einem speicherlosen Detektor. Für $1 \leq K \leq L$ läuft der NPML-Detektor auf einem reduzierten Satz an ISI-States. Gleichzeitig werden die $(L-K)$ -ISI-Terme (Komponenten), die nicht im Zustandsraum des NPML-Detektors vorliegen, in Fehlererkennungsart durch Verwendung von Entscheidungen aus der Pfadhistorie ausgeglichen. Folglich bieten die NPML-Detektoren einen Kompromiss zwischen Leistungsverhalten und State-Komplexität und/oder Dauer der Fehlererkennung, und sie stellen eine wesentliche Verstärkung hinsichtlich linearer Aufzeichnungsdichte gegenüber PRML- und ERML-Detektoren bereit. Zudem erfordern vorliegende Implementierungen von NPML-Detektoren keine Multiplikationen in der eingebetteten Vorhersageeinrichtung und ermöglichen folglich einfache Arbeitsspeicher- (RAM-) Abfrage-Implementierungen für ISI-Löschungen. Ferner verfügen NPML-Detektoren im Allgemeinen über keine Quasi-Katastrophen Fehlerfortpflanzung. Somit können zusätzliche Erhöhungen der Aufzeichnungsdichte mit höheren Run-Length-Limited- (RLL-) Codes erzielt werden, indem die in Zusammenhang mit dem Überlebenspfadspeicher stehenden Beschränkungen gelockert werden. Schließlich weisen NPML-Detektoren, neben Modularität und deutlichen Leistungssteigerungen, den wichtigen Implementierungsvorteil auf, dass sie auf bestehende PRML/EPRML-Systeme "Huckepack" genommen werden können. Daher ist die Entwicklung und Implementierung einer völlig neuen Kanalarchitektur nicht erforderlich, was eine teure und komplexe Aufgabe darstellt.

[0012] Ebenfalls beschrieben und beansprucht sind niederkomplexe Derivate der NPML-Detektorfamilie, die nennenswerte Leistungssteigerungen bieten. Die jeweiligen Schaltungen umfassen, jedoch nicht ausschließlich, verschachtelte Binär-NPML-Detektoren und kaskadierte Rausch-Vorhersageeinrichtungen mit PRML-Detektoren. Ferner ist ein programmierbarer 8-State-NPML-Detektor beschrieben, der aus einem NPML-Schema mit Einzel-Tap-Vorhersageeinrichtung stammt und auch als PRML- oder EPRML-Detektor betrieben werden kann.

BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN UND VERWENDETER BEZEICHNUNGEN

[0013] Nachstehend wird die Erfindung detailliert anhand folgender Zeichnungen beschrieben.

[0014] [Fig. 1](#) zeigt ein Blockdiagramm, das zur Veranschaulichung dessen dient, wie die erfindungsgemäßen NPML-Detektoren in die bestehende PRML-Kanalarchitektur passen.

[0015] [Fig. 2](#) zeigt die Blocks von [Fig. 1](#), die die vorliegende Erfindung betreffen: den Digitalentzerrer **22**, den vorliegenden NPML-Detektor **10** und den inversen Vorkodierer **23**.

[0016] [Fig. 2B](#) zeigt eine dem vorliegenden NPML-Detektor **10** entsprechende Form gemäß der vorliegenden Erfindung.

[0017] [Fig. 2C](#) zeigt eine weitere, noch detailliertere, Form, die dem NPML-Detektor **10** gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht.

[0018] [Fig. 2D](#) zeigt eine weitere dem vorliegenden NPML-Detektor entsprechende Form gemäß der vorlie-

genden Erfindung.

[0019] [Fig. 2E](#) zeigt eine weitere mögliche Ausführungsform eines Sequenzdetektors mit eingebetteter Rückkopplung gemäß der vorliegenden Erfindung.

[0020] [Fig. 3A](#) zeigt den Rauschvorhersageteil unter Verwendung eines speicherlosen Detektors, der mit einem herkömmlichen PRML-Detektor kaskadiert ist, gemäß der vorliegenden Erfindung.

[0021] [Fig. 3B](#) zeigt einen weiteren Lösungsansatz zur Umsetzung des Rauschvorhersageteils unter Verwendung eines speicherlosen Detektors, der mit einem herkömmlichen PRML-Detektor kaskadiert ist, gemäß der vorliegenden Erfindung.

[0022] [Fig. 4](#) zeigt ein Blockdiagramm zur Veranschaulichung des Betriebs der metrischen Update-Einheit (MUU) für einige States zum Zeitpunkt nT , gemäß der vorliegenden Erfindung. MMUs sind funktionelle Hauptblöcke in einem NPML-Detektor.

[0023] [Fig. 5](#) zeigt ein 2-State-Trellis-Diagramm.

[0024] [Fig. 6](#) zeigt die Implementierung eines 2-State-NPML-Detektors mit einer 4-Tap-Vorhersageeinrichtung, gemäß der vorliegenden Erfindung.

[0025] [Fig. 7](#) zeigt ein 2-State-Trellis-(Differenzmetrik)-Diagramm

[0026] [Fig. 8](#) zeigt eine Möglichkeit zum Zuordnen des vom Trellis-Diagramm in [Fig. 7](#) implizierten Algorithmus in die Hardware, worin die Schwelle für Komparatoren durch die gespeicherte Differenzmetrik D_{n-1} bereitgestellt ist.

[0027] [Fig. 9](#) zeigt ein 4-State-Trellis-Diagramm.

[0028] [Fig. 10A–Fig. 10C](#) zeigt eine weitere Implementierung eines NPML-Detektors gemäß der vorliegenden Erfindung (4-State, 2-Tap-Vorhersageeinrichtung).

[0029] [Fig. 11A–Fig. 11C](#) zeigt eine weitere Implementierung eines NPML-Detektors gemäß der vorliegenden Erfindung (4-State, 4-Tap-Vorhersageeinrichtung).

[0030] [Fig. 12](#) zeigt ein 8-State-Trellis-Diagramm, wobei $N = 1$ ist und $K = 3$ ist (8-State, 1-Tap-Vorhersageeinrichtung).

[0031] [Fig. 13](#) zeigt ein transformiertes 8-State-Trellis-Diagramm, wobei $N = 1$ ist und $K = 3$ ist (8-State, 1-Tap-Vorhersageeinrichtung).

[0032] [Fig. 14](#) zeigt eine Möglichkeit zum Zuordnen des vom Trellis-Diagramm in [Fig. 13](#) implizierten Algorithmus in die Hardwarestruktur. Der von den Auswahlsignalen S_0, \dots, S_7 implizierte Überlebenspfadspeicher ist nicht angeführt.

[0033] [Fig. 15](#) zeigt eine alternative Form zur Implementierung der Funktionen des 2-State-NPML-Detektors mit einem in [Fig. 6](#) gezeigten 4-Tap-Vorhersageeinrichtung.

[0034] [Fig. 16A–Fig. 16C](#) zeigen eine weitere Implementierung eines NPML-Detektors gemäß der vorliegenden Erfindung (4-State, N-Tap-Vorhersageeinrichtung).

[0035] [Fig. 17A–Fig. 17C](#) zeigen eine weitere Implementierung eines NPML-Detektors gemäß der vorliegenden Erfindung (4-State, N-Tap-Vorhersageeinrichtung).

ALLGEMEINE BESCHREIBUNG

[0036] Im Folgenden werden die prinzipiellen Formen der Implementierung von NPML-Detektoren beschrieben.

[0037] Das Blockdiagramm in [Fig. 1](#) zeigt, wie die vorliegenden NPML-Detektoren **10** in die bestehende

PRML-Kanalarchitektur passen. Kundendaten I_n werden in Form von Binärziffern $a_n \in \{-1, +1\}$ mit Schreibkopf **15** auf der Festplatte **11** nach Kodierung in einem Kodierer **12** durch einen 8/9-Raten-RLL-Code, in einem Parallel-Serienumsetzer **13** serialisiert und in einem Vorkodierer **14** durch einen $1/(1 \oplus D^2)$ -Betrieb vorkodiert, worin D der Einheitsverzögerungsoperator ist. Wenn die Kundendaten von der Festplatte **11** empfangen werden, wird ein Analogsignal $r(t)$ vom Lesekopf **15** erzeugt und am Lesekopfsignal bereitgestellt. Dieses Signal $r(t)$ wird anschließend über die Armelektronik **16** auf einen einstellbaren (VGA)-Verstärker **17** angelegt. Das Ausgangssignal des VGA-Verstärkers **17** wird unter Verwendung eines Tiefpassfilters **18** (LPF) zuerst tiefpassgefiltert und anschließend mit einem Analog-Digital(A/D-) Wandler **19** in eine digitale Form x_n umgewandelt. Die Funktionen des A/D-Wandlers **19** und der VGA-Einheit **17** werden von der Taktrückgewinnung bzw. den Verstärkungsreglerschleifen **20, 21** gesteuert. Der Analog-Tiefpassfilter **18** ist vorzugsweise ein Filter, das die höheren Frequenzen anhebt, um eine Sättigung des A/D-Wandlers **19** zu verhindern. Die digitalen Abtastwerte x_n am Ausgang des A/D-Wandlers **19** (mit A markierte Linie in [Fig. 1](#)) werden zuerst mit dem Digitalentzerrer **22** (mit B markierte Linie in [Fig. 1](#)) zu PR4-Signalabtastwerten geformt und anschließend in Form von Digitalabtastwerte y_n an den erfindungsgemäßen NPML-Detektor geleitet. Nach inversem Vorkodieren mit einem Vorkodierer **23**, der eine $(1 \oplus D^2)$ -Operation ausführt, werden die Ausgangsdaten des NPML-Detektors **10** (und zwar die Endentscheidungen; mit C markierte Linie in [Fig. 1](#)) über einen Serien-Parallel-Umsetzer **24** einem Dekodierer **25** für den 8/9-Raten-RLL-Code zugeführt, der die empfangenen Kundendaten $\hat{I}_{n,d}$ bereitstellt. Die inverse Vorkodierungsfunktion, die dem NPML-Detektor in [Fig. 1](#) folgt, kann ein getrennter funktioneller Block (wie angeführt) sein oder in einem Trellis (Überlebenspfadspeicher) des Detektors eingebettet sein. [Fig. 2A](#) zeigt die Blöcke in [Fig. 1](#), die die vorliegende Erfindung betreffen: den Digitalentzerrer **22**, den NPML-Detektor **10** und den inversen Vorkodierer **23**.

[0038] Im Allgemeinen können die Koeffizienten des Digitalentzerrers **22** so optimiert werden, dass die Gesamttransferfunktion, einschließlich Kopf/Festplatten-Medium-Eigenschaften und Analog-LPF **18**, für jedes beliebige System passt, das ein Polynom der verallgemeinerten Partial-Response-Form $f(D) = (1 + f_1 D^1 + \dots + f_n D^n)$ ist, worin die Koeffizienten f beliebige reelle Zahlen sein können. Das Partial-Response(PR-) Polynom für RP-System der Klasse **4** (PR-4) ist beispielsweise $f(D) = (1 - D^2)$. Auf ähnliche Weise ist das Polynom für erweiterte Partial-Response-Systeme der Klasse **4** (EPR4) $f(D) = (1 - D^2)(1 + D) = (1 + D - D^2 - D^3)$. Ein weiteres Beispiel ist $f(D) = (1 - 0,1D - 0,9D^2)$.

[0039] [Fig. 2B](#) zeigt die Grundstruktur des NPML-Detektors **10** in Form eines Vorhersagefehlerfilters **41**, der mit einem Sequenzdetektor (SD) mit eingebetteter Rückkoppelung (FB) **30** kaskadiert ist.

[0040] In der Folge verwenden die Erfinder PR4-entzerrende Signal y_n (Linie B in [Fig. 2B](#)), wobei das erfindungsgemäße Schema jedoch auf beliebiges Formen durch den Entzerrer **22** in den [Fig. 2A](#) und [Fig. 2B](#) angewandt werden.

[0041] Die [Fig. 2C](#) und [Fig. 2D](#) zeigen zwei äquivalente Formen von NPML-Detektoren gemäß der vorliegenden Erfindung. Das Grundprinzip kann dabei wie folgt erläutert werden. Wenn y_n der Ausgang des PR4-Digitalentzerrers ist (als B markierte Linie in den [Fig. 1](#), [Fig. 2C](#) und [Fig. 2D](#)), besteht dieser Ausgang somit aus einem PR4-Datensignal und Farbrauschen (Farbinterferenzkomponenten), und zwar

$$y_n = a_n - a_{n-2} + w_n \quad (1)$$

worin $a_n \in \{-1, +1\}$ für die auf dem Magnetmedium mit einer Rate von $1/T$ kodierte/vorkodierte Datensequenz darstellt und w_n die Farbrauschsequenz am Ausgang des Digitalentzerrers **22** darstellt. Die Leistung der Farbrauschkomponente (Farbinterferenzkomponente) kann durch Rauschvorhersage reduziert werden. Wenn $p(D) = (p_1 D^1 + p_2 D^2 + \dots + p_N D^N)$ für das Transferpolynomial steht oder gleichwertig $E(D) = 1 - P(D)$ für das Transferpolynomial des Vorhersagefehlerfilters des minimalen quadratischen N-Tap-(MMSE-) Vorhersagermittelwert der Rauschabtastwert w_n steht, dann steht das Signal

$$\begin{aligned} e_n &= w_n - \hat{w}_n = \\ &= w_n - \sum_{i=1}^N w_{n-i} p_i = \\ &= (y_n - a_n + a_{n-2}) - \sum_{i=1}^N (y_{n-i} - a_{n-i} + a_{n-i-2}) p_i \end{aligned} \quad (2)$$

für den Vorhersagefehler oder gleichwertig für die gebleichte Rauschkomponente des PR-4-entzerrten Aus-

gangssignals y_n . Eine verlässliche Operation des Vorhersage/Bleich-Vorgangs ist möglich, indem die Entscheidungen aus der Pfadhistorie in Zusammenhang mit jedem der States, die in einem Sequenz- (Viterbi-) Detektor erhältlich sind, verwendet werden. In diesem Sinn stellen NPML-Detektoren MSLD-Detektoren für (PR)-Signale mit eingebetteter Vorhersage oder gleichwertig eingebetteter Rückkoppelung dar.

[0042] Angesichts von (1) und (2) nimmt die Verzweigungsmetrik des NPML-Detektors **10** für die PR4-entzerrten Abtastwerte, die einem Übergang von State s_j auf State s_k entsprechen die Form

$$\lambda(s_j, s_k) = \left| y_n - \sum_{i=1}^N (y_{n-i} - a_{n-i}(s_j) + a_{n-i-2}(s_j)) p_i - a_n + a_{n-2} \right|^2 \quad (3)$$

worin die Bezeichnungen $a_n(s_j)$, $a_{n-2}(s_j)$ getroffene Entscheidungen aus der Pfadhistorie in Zusammenhang mit State s_j und a_n , a_{n-2} darstellen, die durch den vermuteten State-Übergang $s_j \rightarrow s_k$ bestimmt werden. Klarerweise tritt der Rauschvorhersagevorgang explizit in der Verzweigungsmetrikberechnung des Viterbi-Algorithmus in Erscheinung, der den NPML-Detektor implementiert. Ferner geht daraus hervor, dass durch Festlegen der Vorhersagekoeffizienten p_i ist gleich Null, die Verzweigungsmetrik in (3) die Verzweigungsmetrik des 4-State-PRML-Detektors wird.

[0043] Die Verzweigungsmetrik in (3) kann auch Folgendermaßen geschrieben werden:

$$\lambda(s_j, s_k) = \left| y_n - \sum_{i=1}^N y_{n-i} p_i + \sum_{i=1}^N (a_{n-i}(s_j) - a_{n-i-2}(s_j)) p_i - a_n + a_{n-2} \right|^2 \quad (4)$$

[0044] Indem festgestellt wird, dass die erste Summe in (4) State-unabhängig ist, und nach einiger Umordnung der restlichen Bezeichnungen, wird die gleichwertige Verzweigungsmetrik als Folgende erhalten:

$$\lambda(s_j, s_k) = \left| z_n + \sum_{i=K+1}^{N+2} a_{n-i}(s_j) g_i + \sum_{i=1}^K a_{n-i} g_i - a_n \right|^2 \quad (5)$$

worin der Signalabtastwert

$$z_n = y_n - \sum_{i=1}^N y_{n-i} p_i$$

der Ausgang des Vorhersagefehlerfilters **41** ist, das in der gleichwertigen NPML-Implementierung von [Fig. 2C](#) gezeigt wird, und $\{g_i, i = 1, 2, \dots, N + 2\}$ die Koeffizienten des eingebetteten Rückkoppelungsfilters **42** (FIR: endliche Impulsantwort oder RAM-bezogenes Filter) in [Fig. 2C](#) sind. Es kann gezeigt werden, dass die in (5) eingeführten Koeffizienten $\{g_i, i = 1, 2, \dots, N + 2\}$ die Koeffizienten des Polynoms

$$g(D) = (+1 - g_1 D^1 - g_2 D^2 - \dots - g_{N+2} D^{N+2}) = (1 - D^2)(1 - P(D)) = (1 - D^2)E(D)$$

sind.

[0045] Der wirksame ISI-Speicher L des NPML-Systems auf PR-4-Basis ist folglich $L = N + 2$. Die Symbole $a_{n-1}(s_j)$ in der ersten Summenbezeichnung von (5) stehen für getroffene Entscheidungen aus der Pfadhistorie in Zusammenhang mit State s_j , während die Symbole a_{n-1} in der zweiten Summenbezeichnung von (5) für die State-Information stehen. Klarerweise kann durch Erhöhen von K die Anzahl der States des NPML-Detektors erhöht und die Länge der eingebetteten Entscheidungsrückkoppelung verringert werden. Umgekehrt wird durch Verringerung von K die Anzahl der States auf Kosten der Erhöhung der Länge der eingebetteten Entscheidungsrückkoppelung verringert. Folglich bietet die sich ergebende Familie an NPML-Detektoren gemäß der vorliegenden Erfindung einen Kompromiss zwischen State-Komplexität und Länge der eingebetteten Entscheidungsrückkoppelung.

[0046] Die zwei gleichwertigen Implementierungen des in [Fig. 2C](#) bzw. [Fig. 2D](#) gezeigten NPML-Detektors

10 erfordern keine Veränderung der Signalverarbeitungsblocks, nämlich VGA **17**, Analog-LPF **18**, Digitalentzerrer **22**, Taktrückgewinnung und Verstärkungsreglerschleifen **20** und **21** der gegenwärtigen PRML/EPRML-Kanalarchitektur, die von IBM und anderen verwendet wird. Jedes Mitglied der Familie der NPML-Detektoren gemäß der vorliegenden Erfindung kann entweder den PRML/EPRML-Detektor ersetzen oder gleichzeitig damit betrieben werden.

[0047] Eine dritte mögliche Implementierung eines NPML-Schemas in Form eines Filters, der mit einem Sequenzdetektor mit eingebetteter Rückkoppelung kaskadiert ist, ist in [Fig. 2E](#) gezeigt. In diesem Fall wird die Kombination von Digitalentzerrer **22** und Vorhersagefehlerfilter **41** (siehe [Fig. 2B](#)) mit einem FIR-Filter ersetzt, das als FIR1 **51** bezeichnet wird. Zum Filter FIR1 **51** werden anschließend nicht entzerrte Abtastwerte x_n am Ausgang des A/D-Wandlers **19** (als A markierte Linie in [Fig. 1](#) und [Fig. 2E](#)) zugesetzt. Das Filter FIR1 **51** verfügt über die Eigenschaft, das Rauschen zu bleichen und eine kontrollierte Menge von ISI in die Signalabtastwerte z_n an dessen Ausgang einzuführen. Die Koeffizienten des Rückkoppelungsfilters (FIR2 oder RAM **52**) werden anschließend in der Verzweigungsmetrikberechnung des Sequenzdetektors mit eingebetteter Rückkoppelung auf gleiche wie oben beschriebene Weise verwendet. Folglich weist die Verzweigungsmetrik folgende Form auf:

$$\lambda(s_j, s_k) = \left| z_n + \sum_{i=K+1}^{N+2} a_{n-i}(s_j)b_i + \sum_{i=1}^K a_{n-i}b_i - a_n \right|^2 \quad (6)$$

worin z_n der Ausgang von FIR1 **51** und $\{b_i, i = 1, 2, \dots, N + 2\}$ der Satz an Koeffizienten des Filters FIR2 **52** ist. Es ist zu beachten, dass die Ausdrücke (5) und (6) im Wesentlichen gleich sind. Es kann gezeigt werden, dass für unendlich lange Filter die drei alternativen Implementierungen der in den [Fig. 2A](#) bis [Fig. 2E](#) gezeigten Sequenzdetektion mit eingebetteter Rückkoppelung gleichwertig sind.

[0048] Es sollte klar sein, dass die hierin oben beschriebenen NPML-Prinzipien auf jede beliebige Form von Polynomial-System $f(D)$ angewandt werden kann. Im Folgenden wird jedoch nur das PR-Klasse-IV-Polynomial (PR4) als Targetpolynomial angesehen.

Leistung und bevorzugte Parameter für in DASDs verwendete NPML-Detektoren:

[0049] Die Fehlerleistung eines magnetischen Aufzeichnungssystems mit NPML-Detektion wurde in Computersimulationen analysiert, um die geeigneten Parameter N (Anzahl an Detektor-States 2^N) und K (Länge des Detektorspeichers, die die Anzahl an Detektor-States 2^K definiert), die einem praktischen System verwendet werden sollen, zu bestimmen. Insbesondere führen die in vorliegendem Dokument beschriebenen Fälle für Vorhersageeinrichtungskoeffizienten von $N = 1$, $N = 2$ und $N = 4$ zu bevorzugten NPML-Detektoren.

[0050] Zwei Derivate der NPML-Detektorfamilie mit geringer Komplexität wurden ebenfalls untersucht. Beide Schemen erfordern, wie die gesamte Familie von NPML-Detektoren, keine Veränderung der Signalverarbeitungsteile der gegenwärtigen PRML-Kanalarchitektur (siehe auch [Fig. 1](#)). [Fig. 3A](#) zeigt das Rauschvorhersagegerät unter Verwendung eines speicherlosen Detektors, der mit einem herkömmlichen PRML-Detektor kaskadiert ist.

[0051] Die Farbrauschkomponente des PR4-entzerrten Signals (als B markierte Linie in [Fig. 1](#) und [Fig. 3A](#)) wird zuerst von einer Vorhersageeinrichtung gebleicht. Dabei ist zu beachten, dass statt der Einbettung der Vorhersageeinrichtung in den MLSD-Prozess, ein 3-stufiger (+2, 0, -2) speicherloser Detektor die für das Bleichverfahren erforderlichen (provisorischen) PR4- (Signalabtastwerte-) Entscheidungen bereitstellt. Die PR4-entzerrten Abtastwerte, die durch die Bleichrauschkomponenten gestört sind, werden anschließend einem herkömmlichen PRML-Detektor und inversem Vorkodierer zugeführt, um verbesserte Endentscheidungen zu erhalten. [Fig. 3B](#) ist eine äquivalente Form der Schaltung in [Fig. 3A](#), die den gleichwertigen Formen in [Fig. 2C](#) bzw. [Fig. 2D](#) ähnlich ist.

[0052] Das zweite NPML-Detektorschema mit geringer Komplexität basiert auf der Tatsache, dass PR4-Sequenzen als zwei voneinander unabhängige, verschachtelte Diodensequenzen mit Polynom $(1 - D')$ angesehen werden können, worin D' eine Verzögerung von $2T$ betrifft. In diesem Fall kann jede der Dicode-Sequenzen am Ausgang des Digitalentzerrers (als B markierte Linie in den [Fig. 1](#), [Fig. 2C](#) und [Fig. 2D](#)) als ein 2-State-Trellis beschrieben werden. Der Viterbi-Algorithmus, der auf jedem dieser verschachtelten 2-State-Trellis getrennt arbeitet, verwendet die in (3) oder (5) vorliegenden Verzweigungsmetriken, worin die Zeitindices entweder gerade oder ungerade sind. Während der Viterbi-Algorithmus beispielsweise auf dem geraden Trellis

arbeitet, sind die Zeitindices des Verzweigungsmetrikausdrucks (3) oder (5) gerade, während der Beitrag der ungeraden getroffenen Entscheidungen beim Bleichen des Rauschens aus dem Pfadspeicher mit der besten Metrik des ungeraden Trellis stammen.

[0053] Ein weiteres suboptimale Schaltung dient dazu, den State mit der besten Metrik zu finden, den Vorhersageeinrichtungsausgang unter Verwendung der Entscheidungen aus dem Überlebenspfad, der diesem besten State entspricht, zu berechnen und diesen als Rückkoppelungsterm in den metrischen Update-Berechnungen für sämtliche States anzuwenden. Diese Herangehensweise weist den Vorteil auf, dass nur ein einziger RAM benötigt wird.

Konzeption von NPML-Detektoren mit nichtlinearen Vorhersageeinrichtungen:

[0054] Die hierin beschriebene NPML-Konzeption ist auch anwendbar, wenn die Rauschvorhersageeinrichtung bestimmte nichtlineare Eigenschaften aufweist und/oder die Berechnung der Vorhersageeinrichtungskoeffizienten auf einem anderen Rauschmodell basiert.

[0055] Die vorliegende NPML-Architektur lässt große Flexibilität bei der Optimierung der Rauschvorhersageeinrichtungsfunktion hinsichtlich verschiedener Arten von Zufallsrauschen zu, das in einem praktischen Targetsystem auftritt. Beispielsweise ist nur ein Abschnitt des Gesamtrauschens auf Festplattenlaufwerken geeignet durch zusätzliches weißes Gaußsches Rauschen (AWGN) modelliert. Neben AWGN umfasst das Gesamtrauschen andere Rauschquellen, wie z.B. signalabhängiges Laufwerkrauschen, Rauschen aufgrund von Strukturkratzern und dergleichen. Darüber hinaus können zu einem bestimmten Ausmaß kohärente Interferenzen, wie z.B. Takt- und/oder benachbarte Spurensignale, ebenfalls im analogen Wiederholungssignal vorhanden sein.

[0056] Da die NPML-Konzeption eigentlich zulässt, dass die Transferfunktion für den Signalabschnitt des Eingangs unterschiedlich sein kann als jene für das Rauschen und andere Interferenzkomponenten, die auch im Signal vorliegen, kann die Vorhersageeinrichtung optimiert werden, um Signalstörungen aufgrund jeglicher Typen an störenden Quellen zu minimieren. Herkömmliche Detektoren (wie z.B. PRML- und EPRML-Detektoren, etc.) sind nur in dem Ausmaß optimiert, dass die Signalstörung am Detektoreingang eine additiv, zufällig, unkorreliert und eine Gaußsche ist. Dies ist häufig eine schwache Annäherung in praktischen DASD-Systemen; folglich werden durch die Verwendung einer linearen Vorhersageeinrichtung und/oder Berechnung der Vorhersageeinrichtungskoeffizienten auf Basis dieses idealistischen Rauschmodells in Situationen, bei denen diese Annahme nicht zufrieden stellend übereinstimmt, mitunter keine optimalen Lösungen erzielt.

[0057] In Festplattenlaufwerken sind sowohl AWGN und so genanntes "Laufwerksrauschen" dominante Quellen für Wiederholungssignalstörungen. Im Folgenden wird ein Beispiel für eine lineare Rauschvorhersageeinrichtung mit vier Koeffizienten ($N = 4$) dargelegt, wobei die Koeffizienten durch Aufnahme von AWGN sowie Laufwerksrauschen in den Rauschstatistiken ermittelt wurden. Das so genannte "Übergangs-Jittermodell", worin die Abweichung jedes aufgezeichneten Übergangs von dessen Nennort eine Zufallsvariable ist, stellt ein einfaches Modell für Laufwerksrauschen dar. Das beim Eingang eines PRML-Detektors erzielte effektive SNR beträgt 15,4 dB und am Eingang eines 64-State-NPML-Detektors 18,9 dB für AWGN allein für einen Kanal der bei $PW50/T = 3$ arbeitet. Im Fall von AWGN in Kombination mit Laufwerksrauschen (Übergangsjitter) beträgt das effektive SNR beim Eingang eines PRML-Detektors 12,7 dB und beim Eingang eines 64-State-NPML-Detektors 15,5 dB für einen Kanal der bei $PW50/T = 3$ arbeitet. Es ist interessant zu beobachten, dass der NPML-Detektor in der Lage ist, die Vorhersageeinrichtungskoeffizienten auf verschiedene Rauschstatistiken anzupassen und folglich einen SNR-Spielraum von 2,8 bis 3,5 dB gegenüber PRML beizubehalten. Obwohl in diesem Beispiel eine lineare 4-Tap-Rauschvorhersageeinrichtung für NPML verwendet wird, wird dieses Verfahren und dessen Vorteile hierin für alle möglichen Typen von Rauschvorhersageeinrichtungen, einschließlich nichtlinearer Vorhersageeinrichtungen, beansprucht.

Beispiele für bevorzugte Ausführungsformen von NPML-Detektoren:

[0058] Die bevorzugte Form der Implementierung eines NPML-Detektors in einem PRML-System ist die in [Fig. 2C](#) dargestellte. Mehr Details zu dieser Ausführungsform eines NPML-Detektors **10** finden sich in diesem Abschnitt. [Fig. 4](#) veranschaulicht den Betrieb eines funktionellen Hauptblocks in einem NPML-Detektor gemäß [Fig. 2C](#), wobei die metrische Update-Einheit (MUU) **68** hierin für State s_k zum Zeitpunkt nT gezeigt wird. [Fig. 4](#) veranschaulicht die erforderlichen Zeitverhältnisse zwischen Eingängen und Ausgängen der verschiedenen funktionellen Blöcke. Eine getrennte MUU-Funktion muss für jede der angenommenen States s_k , $k = 1, 2, \dots, 2^K$, bereitgestellt sein, worin $K \in \{1, 2, \dots, L\}$ und L die Anzahl der gesteuerten ISI-Terme, z.B. für PR4 $L = N +$

2, sind. In Hochleistungs-DASDs muss parallele MUU-Hardware für jeden der States bereitgestellt sein, um den Datendurchsatzanforderungen zu entsprechen: im Prinzip könnte die Hardware jedoch geteilt werden, wenn Geschwindigkeitsbegrenzungen dies zulassen. Ferner wird an dieser Stelle und im weiteren Verlauf angenommen, dass der Überlebenspfadspeicher (SPM) **61**, wie beispielsweise in [Fig. 4](#) gezeigt, implementiert wird, indem das Registerrauschverfahren, wie es beispielsweise in der Patenmeldung GB-A-2286952, veröffentlicht am 30. August 1995 beschrieben ist, angewandt wird.

[0059] Die Verzweigungsmetriken- (BM-) Einheiten in einem herkömmlichen MLSD- (Viterbi-) Detektor erfordern nur Signalabtastwerteingänge, die direkt aus dem Entzerrer (in [Fig. 2C](#) als B markiertes Signal) erhalten werden. Wie in [Fig. 4](#) angedeutet, ist es ein bemerkenswertes Merkmal der NPML-Detektoren mit $K < L$, dass jede der BM-Einheiten **62**, **63** Signalabtastwerte erfordern, die von einer Vorhersageeinrichtung **41** (in [Fig. 2C](#) als z_n markiertes Signal) sowie einem zusätzlichen Eingang von FIR- oder RAM-basierten Filtern **64**, **65** (Signale G_{s_i} und G_{s_j} in [Fig. 4](#)) im Rückkoppelungspfad zwischen SPM **61** und MUU **68** verarbeitet werden. Es ist zu beachten, dass die Rückkoppelungsfiler **64**, **65** keinen gemeinsamen Serieneingang aufweisen, sondern parallel an jedem Symbolintervall T gespeichert sind. Der Eingang jedes der FIR- oder RAM-basierten Filter **64**, **65** ist ein Satz aus jüngsten getroffenen Entscheidungen aus der Überlebenspfadhistorie, die im SPM **61** für jeden angenommenen State (nämlich s_i bzw. s_j in [Fig. 4](#)) angenommen wird, gespeichert sind. Die Add-Compare-Select- (ACS-) Einheit **66** in [Fig. 3](#) fügt die Verzweigungsmetriken zu den State-Metriken M_{s_i} bzw. M_{s_j} zu, vergleicht die Ergebnisse, wählt die Überlebensmetrik M_{s_k} aus und stellt das Update-Signal S_{s_k} für den entsprechenden Entscheidungspfad im SPM **61** bereit. Der SPM **61** erstellt Endentscheidungen an der Ausgangsline **67** mit einer Verzögerung von dT -Sekunden in Bezug auf die Zeit nT . Ein weiteres Merkmal des vorliegenden NPML-Detektors ist, dass der Verzögerungsparameter d , verglichen mit dem eines herkömmlichen MLSD-Detektors, der für PR-Signale (nämlich PR-Signalschaltungen mit spektralen Nullen, wie z.B. PR4) entwickelt wurde, im Allgemeinen kürzer gemacht werden kann.

NPML-Detektor mit vier Vorhersageeinrichtungskoeffizienten ($N = 4$) und zwei States ($K = 1$):

[0060] Für $N = 4$ und $K = 1$ werden die Verzweigungsmetriken, bezogen auf (5), zu

$$\lambda(s_j, s_k) = \left| z_n + \sum_{i=2}^6 a_{n-i}(s_j)g_i + a_{n-1}g_1 - a_n \right|^2 \quad (7)$$

worin der Signalabtastwert

$$z_n = y_n - \sum_{i=1}^4 y_{n-i}p_i$$

der Ausgang des Vorhersagefehlerfilters **41** ist. Indem die Datensymbole "+1" und "-1" mit den Binärziffern 1 bzw. 0 assoziiert werden, wird die State-Information $a_{n-1} = +1(-1)$ dem vorliegenden State $s_j = 1(0)$ zugeordnet und das vorliegende Datensymbol $a_n = +1(-1)$ dem nächsten State $s_k = 1(0)$ zugeordnet. Indem

$$G1_{n-1} = \sum_{i=2}^6 a_{n-i}(1)g_i \quad (8)$$

$$G0_{n-1} = \sum_{i=2}^6 a_{n-i}(0)g_i \quad (9)$$

ist, werden vier Verzweigungsmetriken erhalten:

$$\lambda(1,1) = |z_n + G1_{n-1} + g_1 - 1|^2 \quad (10)$$

$$\lambda(1,0) = |z_n + G1_{n-1} + g_1 + 1|^2 \quad (11)$$

$$\lambda(0,1) = |z_n + G0_{n-1} - g_1 - 1|^2 \quad (12)$$

$$\lambda(0,0) = |z_n + G0_{n-1} - g_1 + 1|^2 \quad (13)$$

worin die z_n Abtastwerte sind, die aus dem entsprechenden 4-Tap-Vorhersagefehlerfilter, der mit dem Entzerrer kaskadiert ist (siehe [Fig. 2C](#)), erhalten werden. Es ist von Vorteil folgende Quantitäten zu definieren:

$$Z11_n = z_n + g_1 - 1. \quad (14)$$

$$Z10_n = z_n + g_1 + 1. \quad (15)$$

$$Z01_n = z_n - g_1 - 1. \quad (16)$$

$$Z00_n = z_n - g_1 + 1. \quad (17)$$

da sie außerhalb der Rückkoppelungsschleife vorberechnet werden können und bei Bedarf durch Pipelining. Folglich können die Äquivalente (10) bis (13) jeweils als Folgende geschrieben werden:

$$\lambda(1,1) = |Z11_n + G1_{n-1}|^2. \quad (18)$$

$$\lambda(1,0) = |Z10_n + G1_{n-1}|^2. \quad (19)$$

$$\lambda(0,1) = |Z01_n + G0_{n-1}|^2. \quad (20)$$

$$\lambda(0,0) = |Z00_n + G0_{n-1}|^2. \quad (21)$$

[0061] Schließlich wird durch Definieren der gespeicherten Metriken $M1_{n-1}$ und $M0_{n-1}$ für States 1 bzw. 0 das in [Fig. 5](#) gezeigte Trellis-Diagramm erhalten. Die Metriken werden gemäß

$$M1_n = \min\{M1_{n-1} + \lambda(1,1); M0_{n-1} + \lambda(0,1)\}, \quad (22)$$

$$M0_n = \min\{M1_{n-1} + \lambda(1,0); M0_{n-1} + \lambda(0,0)\}, \quad (23)$$

aktualisiert, und das direkte Zuordnen des in [Fig. 5](#) gezeigten Trellis zu Hardwarefunktionen führt zu der Implementierung des 2-State-NPML-Detektors mit einer in [Fig. 6](#) gezeigten 4-Tap-Vorhersageeinrichtung **77**. An dieser Stelle wird vorgeschlagen, die Terme $G1_{n-1}$ und $G0_{n-1}$, die von (8) bzw. (9) definiert sind, durch Filterstrukturen auf RAM-Basis **71**, **72** zu erzeugen, die auf die geeigneten (fünf) Pfadhistorieentscheidungen gespeichert werden können. In [Fig. 6](#) ist ferner der von zwei Komparatoren **58** gespeiste 2-State SPM **70** angeführt. In einer alternativen Ausführungsform (nicht gezeigt) könnten die Funktionen des SPM **70** und der in [Fig. 6](#) gezeigten Filter **71**, **72** auf RAM-Basis kombiniert werden, um die Berechnung von $G1_{n-1}$ und $G0_{n-1}$ zu beschleunigen. Ferner ist zu beachten, dass die Quadrierfunktionen in [Fig. 6](#), die durch Einheiten **73–76** umgesetzt werden, angenähert werden können, um die erforderliche Schaltung mit geringem Leistungsverlust zu vereinfachen. Die Entscheidungssignale $S1$ und $S0$ in [Fig. 6](#) dienen dazu, die Metrikmultiplexer **79** und das Pfad-Update im SPM **70** zu steuern. Die ausgewählten Metriken $M1_n$ und $M0_n$ werden in den Registern **80** bzw. **81** gespeichert.

[0062] Eine Vielzahl an Variationen der in [Fig. 6](#) gezeigten Implementierung ist je nach Einschränkungen, Komplexität, kritischen Zeitpfaden und algorithmischen Ergebnissen, wie z.B. metrisches Begrenzen, möglich. Automatisches metrisches Begrenzen kann erzielt werden, indem das herkömmliche Modulo-Verfahren in den Addierern **82–85**, die die Komparatoreingänge **58** speisen, angewandt wird, wie von A. P. Hekstra in IEEE Transactions on Communications, Bd. 37, Nr. 11, S. 1220–1222 (November 1989) unter "An Alternative to metric rescaling in Viterbi decoders" beschrieben wird. Ein alternatives Verfahren für die metrische Normalisierung kann implementiert werden, indem die Konzeption einer Differenzmetrik angelegt wird. Durch Definieren der Differenzmetrik

$$D_{n-1} = M1_{n-1} - M0_{n-1} \quad (24)$$

wird das Trellis in [Fig. 7](#) erhalten, worin die Metriken so aktualisiert sind, dass die Metrik für State 0 immer die Nullwertmetrik ist. Folglich wird die Differenzmetrik gemäß

$$D_n = \min\{D_{n-1} + \lambda(1,1); \lambda(0,1)\} - \min\{D_{n-1} + \lambda(1,0); \lambda(0,0)\} \quad (25)$$

aktualisiert, worin gezeigt werden kann, dass die Quererweiterung des Trellis in [Fig. 7](#), die zu einer Differenzmetrik $D_n = \lambda(0,1) - [D_{n-1} + \lambda(1,0)]$ führen würde, nicht möglich ist. Folglich sind lediglich drei der vier potenzi-

ellen Werte von D_n in (25) zu berücksichtigen. Eine Möglichkeit der Zuordnung des durch die Trellis-Beschreibung in [Fig. 7](#) implizierten Algorithmus zur Hardware ist in [Fig. 8](#) dargestellt, worin der Schwellenwert für die Komparatoren durch die Differenzmetrik D_{n-1} , die im Register **80** gespeichert ist, bereitgestellt ist. [Fig. 8](#) ist ansonsten ähnlich wie [Fig. 6](#). Die Differenzmetrik-Herangehensweise ist für Fälle geeignet, bei denen es nicht möglich oder gebräuchlich ist, das herkömmliche Modulo-Verfahren zu verwenden, das auf der 2s-Komplementarithmetik für metrische Normalisierung beruht.

NPML-Detektor mit zwei Vorhersageeinrichtungskoeffizienten ($N = 2$) und vier States ($K = 2$):

[0063] Für $N = 2$ und $K = 2$, nämlich $2^K = 4$ States, werden die Verzweigungsmetriken, bezogen auf (5), zu

$$\lambda(s_j, s_k) = \left| z_n + \sum_{i=3}^4 a_{n-i}(s_j)g_i + a_{n-1}g_1 + a_{n-2}g_2 - a_n \right|^2 \quad (26)$$

worin der Signalabstastwert $z_n = y_n - y_{n-1}p_1 - y_{n-2}p_2$ der Ausgang des 2-Tap-Vorhersagefehlerfilters ist. Indem die Datensymbole "+1" und "-1" erneut mit den Binärziffern 1 bzw. 0 assoziiert werden, wird die State-Information $(a_{n-2}, a_{n-1}) = (-1, -1), (-1, +1), (+1, -1)$ und $(+1, +1)$ jeweils dem vorliegenden State $s_j = 0, 1, 2$ oder 3 zugeordnet. Auf ähnliche Weise wird die nächste State-Information $(a_{n-1}, a_n) = (-1, -1), (-1, +1), (+1, -1)$ und $(+1, +1)$ jeweils dem nächsten State $s_k = 0, 1, 2$ und 3 zugeordnet. Indem

$$G3_{n-1} = \sum_{i=3}^4 a_{n-i}(3)g_i = a_{n-3}(3)g_3 + a_{n-4}(3)g_4 \quad (27)$$

$$G2_{n-1} = \sum_{i=3}^4 a_{n-i}(2)g_i = a_{n-3}(2)g_3 + a_{n-4}(2)g_4 \quad (28)$$

$$G1_{n-1} = \sum_{i=3}^4 a_{n-i}(1)g_i = a_{n-3}(1)g_3 + a_{n-4}(1)g_4 \quad (29)$$

$$G0_{n-1} = \sum_{i=3}^4 a_{n-i}(0)g_i = a_{n-3}(0)g_3 + a_{n-4}(0)g_4 \quad (30)$$

ist, werden acht Verzweigungsmetriken enthalten:

$$\lambda(3,3) = |z_n + G3_{n-1} + g_1 + g_2 - 1|^2 \quad (31)$$

$$\lambda(3,2) = |z_n + G3_{n-1} + g_1 + g_2 + 1|^2 \quad (32)$$

$$\lambda(2,1) = |z_n + G2_{n-1} + g_1 - g_2 - 1|^2 \quad (33)$$

$$\lambda(2,0) = |z_n + G2_{n-1} + g_1 - g_2 + 1|^2 \quad (34)$$

$$\lambda(1,3) = |z_n + G1_{n-1} - g_1 + g_2 - 1|^2 \quad (35)$$

$$\lambda(1,2) = |z_n + G1_{n-1} - g_1 + g_2 + 1|^2 \quad (36)$$

$$\lambda(0,1) = |z_n + G0_{n-1} - g_1 - g_2 - 1|^2 \quad (37)$$

$$\lambda(0,0) = |z_n + G0_{n-1} - g_1 - g_2 + 1|^2. \quad (38)$$

worin die z_n Abtastwerte sind, die aus dem entsprechenden 2-Tap-Vorhersagefehlerfilter, der mit dem Entzerrer kaskadiert ist (siehe [Fig. 2C](#)), erhalten werden. Es ist von Vorteil, folgende Quantitäten zu definieren:

$$Z33_n = z_n + g_1 + g_2 - 1. \quad (39)$$

$$Z32_n = z_n + g_1 + g_2 + 1. \quad (40)$$

$$Z21_n = z_n + g_1 - g_2 - 1. \quad (41)$$

$$Z20_n = z_n + g_1 - g_2 + 1. \quad (42)$$

$$Z13_n = z_n - g_1 + g_2 - 1. \quad (43)$$

$$Z12_n = z_n - g_1 + g_2 + 1. \quad (44)$$

$$Z01_n = z_n - g_1 - g_2 - 1. \quad (45)$$

$$Z00_n = z_n - g_1 - g_2 + 1. \quad (46)$$

da sie außerhalb der Rückkoppelungsschleife vorberechnet werden können und bei Bedarf durch Pipelining. Folglich können die Äquivalente (31) bis (38) jeweils als Folgende geschrieben werden:

$$\lambda(3,3) = |Z33_n + G3_{n-1}|^2. \quad (47)$$

$$\lambda(3,2) = |Z32_n + G3_{n-1}|^2. \quad (48)$$

$$\lambda(2,1) = |Z21_n + G2_{n-1}|^2. \quad (49)$$

$$\lambda(2,0) = |Z20_n + G2_{n-1}|^2. \quad (50)$$

$$\lambda(1,3) = |Z13_n + G1_{n-1}|^2. \quad (51)$$

$$\lambda(1,2) = |Z12_n + G1_{n-1}|^2. \quad (52)$$

$$\lambda(0,1) = |Z01_n + G0_{n-1}|^2. \quad (53)$$

$$\lambda(0,0) = |Z00_n + G0_{n-1}|^2. \quad (54)$$

[0064] Schließlich wird durch Definieren der (vorliegenden) gespeicherten Metriken $Ms_{j_{n-1}}$ für jeden der vorliegenden States $s_i = 0, 1, 2$ und 3 das in [Fig. 9](#) gezeigte Trellis-Diagramm erhalten. Die vier Metriken für die nächsten States $s_k = 0, 1, 2$ und 3 werden gemäß

$$Ms_{k_n} = \min \{ Ms_{j_{n-1}} + \lambda(s_j, s_k); Ms_{i_{n-1}} + \lambda(s_i, s_k) \}, \quad (55)$$

aktualisiert, wobei s_j und s_i die möglichen vorliegenden States sind. Das direkte Zuordnen des in [Fig. 9](#) gezeigten Trellis zu Hardwarefunktionen führt zu dem in den [Fig. 10A](#), [Fig. 10B](#) und [Fig. 10C](#) dargestellten Schaltung. Die Terme $G0_{n-1}$, $G1_{n-1}$, $G2_{n-1}$ und $G3_{n-1}$, die jeweils von (27) bis (30) definiert sind, können durch Direktzugriffsspeicher **131–134** (RAM), die die geeigneten Werte für die betreffenden Koeffizienten g_1 und g_2 speichern je nach gewähltem Operationspunkt des Kanals erzeugt werden; die RAMs **131–134** müssen dabei lediglich vier unterschiedliche (eigentlich zwei unterschiedliche und ihre negativen) Werte gespeichert lassen. Der 4-State-SPM **135** ist eine Register-Austausch-Struktur im Fall einer Hochleistungsimplementierung. Es ist zu beachten, dass die Quadrierfunktionen in (31) bis (38) angenähert werden können, um die erforderliche Schaltung mit geringem Leistungsverlust zu vereinfachen. Die vier Entscheidungssignale ($S0, S1, S2, S3$) werden benötigt, um die Metrikmultiplexer und das Pfad-Update im SPM **135** zu steuern. Automatisches metrisches Begrenzen wird erzielt, indem das herkömmliche Modulo-2-Verfahren in den Addierern **136–143**, die die Komparatoreingänge speisen, verwendet wird.

NPML-Detektor mit vier Vorhersageeinrichtungskoeffizienten (N = 4) und vier States (K = 2):

[0065] Für N = 4 und K = 2, nämlich $2^K = 4$ States, werden die Verzweigungsmetriken, bezogen auf (5), zu

$$\lambda(s_j, s_k) = \left| z_n + \sum_{i=3}^6 a_{n-i}(s_j)g_i + a_{n-1}g_1 + a_{n-2}g_2 - a_n \right|^2 \quad (56)$$

worin der Signalabstastwert

$$z_n = y_n - \sum_{i=1}^4 y_{n-i}p_i$$

der Ausgang des Vorhersagefehlerfilters ist. Indem die Datensymbole "+1" und "-1" erneut mit den Binärziffern 1 bzw. 0 assoziiert werden, wird die State-Information $(a_{n-2}, a_{n-1}) = (-1, -1), (-1, +1), (+1, -1)$ und $(+1, +1)$ jeweils dem vorliegenden State $s_i = 0, 1, 2$ oder 3 zugeordnet. Auf ähnliche Weise wird die nächste State-Information $(a_{n-1}, a_n) = (-1, -1), (-1, +1), (+1, -1)$, und $(+1, +1)$ jeweils dem nächsten State $s_k = 0, 1, 2$ und 3 zugeordnet. Indem

$$G3_{n-1} = \sum_{i=3}^6 a_{n-i}(3)g_i \quad (57)$$

$$G2_{n-1} = \sum_{i=3}^6 a_{n-i}(2)g_i \quad (58)$$

$$G1_{n-1} = \sum_{i=3}^6 a_{n-i}(1)g_i \quad (59)$$

$$G0_{n-1} = \sum_{i=3}^6 a_{n-i}(0)g_i \quad (60)$$

ist, werden acht Verzweigungsmetriken enthalten:

$$\lambda(3,3) = |z_n + G3_{n-1} + g_1 + g_2 - 1|^2 \quad (61)$$

$$\lambda(3,2) = |z_n + G3_{n-1} + g_1 + g_2 + 1|^2 \quad (62)$$

$$\lambda(2,1) = |z_n + G2_{n-1} + g_1 - g_2 - 1|^2 \quad (63)$$

$$\lambda(2,0) = |z_n + G2_{n-1} + g_1 - g_2 + 1|^2 \quad (64)$$

$$\lambda(1,3) = |z_n + G1_{n-1} - g_1 + g_2 - 1|^2 \quad (65)$$

$$\lambda(1,2) = |z_n + G1_{n-1} - g_1 + g_2 + 1|^2 \quad (66)$$

$$\lambda(0,1) = |z_n + G0_{n-1} - g_1 - g_2 - 1|^2 \quad (67)$$

$$\lambda(0,0) = |z_n + G0_{n-1} - g_1 - g_2 + 1|^2 \quad (68)$$

worin die z_n Abtastwerte sind, die aus dem entsprechenden 2-Tap-Vorhersagefehlerfilter, der mit dem Entzerrer kaskadiert ist (siehe [Fig. 2C](#)), erhalten werden. Es ist von Vorteil, folgende Quantitäten zu definieren:

$$Z33_n = z_n + g_1 + g_2 - 1. \quad (69)$$

$$Z32_n = z_n + g_1 + g_2 + 1. \quad (70)$$

$$Z21_n = z_n + g_1 - g_2 - 1. \quad (71)$$

$$Z20_n = z_n + g_1 - g_2 + 1. \quad (72)$$

$$Z13_n = z_n - g_1 + g_2 - 1. \quad (73)$$

$$Z12_n = z_n - g_1 + g_2 + 1. \quad (74)$$

$$Z01_n = z_n - g_1 - g_2 - 1. \quad (75)$$

$$Z00_n = z_n - g_1 - g_2 + 1. \quad (76)$$

da sie außerhalb der Rückkoppelungsschleife vorberechnet werden können und bei Bedarf durch Pipelining. Folglich können die Äquivalente (61) bis (68) jeweils als Folgende geschrieben werden:

$$\lambda(3,3) = |Z33_n + G3_{n-1}|^2. \quad (77)$$

$$\lambda(3,2) = |Z32_n + G3_{n-1}|^2. \quad (78)$$

$$\lambda(2,1) = |Z21_n + G2_{n-1}|^2. \quad (79)$$

$$\lambda(2,0) = |Z20_n + G2_{n-1}|^2. \quad (80)$$

$$\lambda(1,3) = |Z13_n + G1_{n-1}|^2. \quad (81)$$

$$\lambda(1,2) = |Z12_n + G1_{n-1}|^2. \quad (82)$$

$$\lambda(0,1) = |Z01_n + G0_{n-1}|^2. \quad (83)$$

$$\lambda(0,0) = |Z00_n + G0_{n-1}|^2. \quad (84)$$

[0066] Schließlich wird durch Definieren der (vorliegenden) gespeicherten Metriken $Ms_{i_{n-1}}$ für jeden der vorliegenden States $s_i = 0,1,2$ und 3 das in [Fig. 9](#) gezeigte Trellis-Diagramm erhalten. Die vier Metriken für die nächsten States $s_k = 0,1,2$ und 3 werden gemäß

$$Ms_{k_n} = \min \{ Ms_{j_{n-1}} + \lambda(s_j, s_k); Ms_{i_{n-1}} + \lambda(s_i, s_k) \}, \quad (85)$$

aktualisiert, wobei s_j und s_i die möglichen vorliegenden States sind. Das direkte Zuordnen des in [Fig. 9](#) gezeigten Trellis zu Hardwarefunktionen führt zu der in den [Fig. 11A](#), [Fig. 11B](#) und [Fig. 11C](#) dargestellten Implementierungsstruktur. Die Ähnlichkeit bzw. die Unterschiede im Vergleich zu den [Fig. 10A](#), [Fig. 10B](#), [Fig. 10C](#) (Größe des Vorhersagefilters und RAM-Adresslänge) sind zu beachten. Die Terme $G0_{n-1}$, $G1_{n-1}$, $G2_{n-1}$ und $G3_{n-1}$, die jeweils von (57) bis (60) definiert sind, können durch Direktzugriffsspeicherstrukturen, die je nach gewähltem Arbeitspunkt des Kanals mit den geeigneten Werten gespeichert werden können, erzeugt werden; der 4-State-SPM kann dabei erneut eine Register-Austausch-Struktur sein. Es ist zu beachten, dass die Quadrierfunktionen in (61) bis (68) angenähert werden können, um die erforderliche Schaltung mit geringem Leistungsverlust zu vereinfachen. Die vier Entscheidungssignale $S0$, $S1$, $S2$, $S3$ werden benötigt, um die Metrikmultiplexer und das Pfad-Update im SPM zu steuern.

[0067] Eine Vielzahl an Variationen zur Implementierung des 4-State-NPML-Detektors mit einer 4-Tap-Rauschvorhersageeinrichtung ist je nach Einschränkungen, Komplexität, kritischen Zeitpfaden und algorithmischen Ergebnissen, wie z.B. metrisches Begrenzen, möglich. Automatisches metrisches Begrenzen kann beispielsweise erzielt werden, indem das herkömmliche Modulo-Verfahren in den Addierern, die die Kom-

paratoreingänge speisen, angewandt wird. Das alternative Verfahren für die metrische Normalisierung, das oben eingeführte Differenzmetrikverfahren, kann auf den 4-State-NPML-Detektor erweitert werden, indem beispielsweise die Metriken so aktualisiert werden, dass die gespeicherte Metrik des State 0 immer die nullwertige Metrik ist. Weitere Variationen zur Implementierung von (4-State)-NPML-Detektoren können durch explizite Erweiterung der Quadrierfunktion, die in Zusammenhang mit der Bewertung der Verzweigungsmetriken $\lambda(s_j, s_k)$ stehen, erhalten werden.

NPML-Detektor mit einer Einzel-Tap-Vorhersageeinrichtung ($N = 1$) und acht States ($K = N + 2 = 3$):

[0068] Es wurde hierin bereits darauf hingewiesen, dass der 8-State-NPML-Detektor mit Einzel-Tap-Vorhersageeinrichtung (nämlich im Fall wenn $N = 1$ und $K = N + 2 = 3$ ist, sodass $2^K = 8$ States ist) ein Mitglied der Familie der NPML-Detektoren ist, was von spezifischem praktischem Interesse für DASD-Anwendungen ist. Da es in diesem besonderen Fall keine Rückkoppelung auf Basis getroffener Entscheidungen gibt, und zwar verwendet der Detektor nur (angenommene) State-Informationen zur Rauschvorhersage, liegen keine Rückkoppelungsschleifen über wie in [Fig. 4](#) gezeigte FIR- oder RAM-basierte Filter **64** und **65** vor.

[0069] Für $N = 1$ und $K = 3$ werden die auf (5) bezogenen Verzweigungsmetriken zu

$$\lambda(s_j, s_k) = |Z_n + a_{n-1}g_1 + a_{n-2}g_2 + a_{n-3}g_3 - a_n|^2 \quad (86)$$

worin der Signalabtabstwert $z_n = y_n - p_1 y_{n-1}$ ist. Da in (86) $g_1 = p_1$, $g_2 = 1$ und $g_3 = -p_1$ ist, kann Folgendes geschrieben werden:

$$\lambda(S_j, s_k) = |Z_n + a_{n-1}p_1 + a_{n-2} - a_{n-1}p_1 - a_n|^2 \quad (87)$$

worin das Tripel $(a_{n-3}, a_{n-2}, a_{n-1})$ den angenommenen State s_j darstellt, a_n das angenommene übertragene Symbol ist und das Tripel (a_{n-2}, a_{n-1}, a_n) den resultierende nächsten State s_k darstellt. In dieser Situation ist es von Vorteil, das Quadrat an der rechten Seite von (87) zu untersuchen, um sämtliche State-abhängigen Terme wegzulassen und den restlichen Ausdruck zu skalieren. Auf diese Weise wird folgende gleichwertige Verzweigungsmetrik erhalten:

$$\lambda'(s_j, s_k) = [a_n - a_{n-2} - (a_{n-1} - a_{n-3})p_1]z_n - (a_n a_{n-1} + a_{n-2} a_{n-3})p_1 - a_n a_{n-2} + (a_n a_{n-3} + a_{n-1} a_{n-2})p_1 - a_{n-1} a_{n-3} p_1^2. \quad (88)$$

[0070] Nun wird eine sich von der oben angewandten Regel etwas unterscheidende Regel beliebig eingesetzt, um die State-Information der entsprechenden State-Zahl zuzuordnen, und zwar wird $s_j = (a_{n-3}, a_{n-2}, a_{n-1}) = (-1, -1, -1)$ dem State 0 zugeordnet, $s_j = (a_{n-3}, a_{n-2}, a_{n-1}) = (+1, -1, -1)$ dem State 1 zugeordnet, ..., $s_j = (a_{n-3}, a_{n-2}, a_{n-1}) = (+1, 1, 1)$ dem State 7 zugeordnet. Als nächstes können die gleichwertigen Verzweigungsmetriken durch Addieren des State-unabhängigen Terms $(1 + p_1^2)$ zu allen sechzehn Verzweigungsmetriken von (88) und das Teilen des Ergebnisses durch 2 folgendermaßen angeführt werden

$$\lambda''(0,0) = \lambda''(2,5) = \lambda''(5,2) = \lambda''(7,7) = 0 \quad (89)$$

$$\lambda''(0,4) = \lambda''(5,6) = -z_n + 1 \quad (90)$$

$$\lambda''(1,0) - \lambda''(3,5) = p_1(-z_n + p_1) \quad (91)$$

$$\lambda''(1,4) = \alpha(-z_n + \alpha) \quad (92)$$

$$\lambda''(2,1) = \lambda''(7,3) = z_n + 1 \quad (93)$$

$$\lambda''(3,1) = \beta(z_n + \beta) \quad (94)$$

$$\lambda''(4,2) = \lambda''(6,7) = p_1(z_n + p_1) \quad (95)$$

$$\lambda''(4,6) = \beta(-z_n + \beta) \quad (96)$$

$$\lambda''(6,3) = \alpha(z_n + \alpha) \quad (97)$$

worin

$$\alpha = 1 + p_1, \beta = 2 - \alpha = 1 - p_1, z_n = y_n - p_1 y_{n-1}. \quad (98)$$

[0071] Durch Definieren der gespeicherten Metriken $Ms_{j_{n-1}}$ für die States $s_j = 0, 1, \dots, 7$, wird das in [Fig. 12](#) dargelegte Trellisdiagramm erhalten. Die acht Metriken Ms_{k_n} für die nächsten States $s_k = 0, 1, \dots, 7$, werden gemäß

$$Ms_{k_n} = \min \{ Ms_{j_{n-1}} + \lambda''(s_j, s_k); Ms_{i_{n-1}} + \lambda''(s_i, s_k) \}, \quad (99)$$

aktualisiert, wobei s_j und s_i gemäß dem Trellis in [Fig. 12](#) die States zum Zeitpunkt $n-1$ sind. Letzterer kann im Prinzip direkt einer Hardwarestruktur zugeordnet werden.

[0072] Das in [Fig. 12](#) gezeigte Trellis kann ferner durch Anwendung eines der am 30. August 1995 veröffentlichten Patentanmeldung GB-A-2286952 ähnelnden Transformationsverfahrens vereinfacht werden: das resultierende transformierte Trellis ist in [Fig. 13](#) gezeigt, worin 12 der 16 Verzweigungsmetriken nullwertig sind und die restlichen vier die Werte $2p_1$ oder $-2p_1$ aufweisen. Durch Definieren der Filterabstastwerte

$$Y_n = -p_1 y_{n+1} + (1 + p_1^2) y_n - p_1 y_{n-1} \quad (100)$$

worin $y_n = a_n - a_{n-2} + \text{Rausch}$ der PR4-entzerrte rauschhaltige Abstastwert ist, können die im Trellis der [Fig. 13](#) gezeigten Quantitäten Z_n und Q_n Folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$Z_n = Y_n + (1 + p_1^2) \quad (101)$$

bzw.

$$Q_n = -Y_n + (1 + p_1^2) = -Z_n + 2(1 + p_1^2). \quad (102)$$

[0073] Bei Bedarf können diese Quantitäten durch eine Pipeline-Schaltung berechnet werden, da sie nicht Teil der metrischen Rückkoppelungsschleife sind. Eine direkte Zuordnung des in [Fig. 13](#) gezeigten Trellis zu einer Hardwarestruktur ergibt das in [Fig. 14](#) gezeigte Schema: die acht Entscheidungssignale S_0 bis S_7 steuern auch den Betrieb eines 8-State-SPM (Registeraustausch), der nicht spezifisch angeführt ist. Der SPM liefert die Endentscheidungen über einen inversen Vorkodierer.

[0074] Ein signifikantes Merkmal der in den [Fig. 12](#) bis [Fig. 14](#) beschriebenen NPML-Schaltung ist deren Fähigkeit, die Detektionsfunktion für beliebige Werte des Rauschvorhersageeinrichtungskoeffizienten p_1 durchzuführen. Folglich ergibt das Programmieren der Hardware mit dem am besten geeigneten Vorhersageeinrichtungskoeffizienten (abhängig vom Kanalbetriebspunkt) eine optimale Detektion innerhalb der Einschränkungen einer Einzel-Tap-Vorhersageeinrichtung. Insbesondere indem $p_1 = 0$ eingestellt wird, führt das Schema eine Detektion für PR4-Signale durch, und zwar operiert die Hardware als ein PRML-Detektor. Andererseits führt das Schema durch Einstellen von $p_1 = -1$ eine Detektion für EPR4-Signale durch, und zwar arbeitet die Hardware als EPRML-Detektor. Die maximal erforderliche Länge des SPM oder, diesem entsprechend, die maximale Entscheidungsverzögerung für die Endentscheidungen sollten so gewählt sein, dass die Leistung für das empfindlichste Schema (z.B. EPRML) beibehalten werden kann.

[0075] Für die Implementierung kann es von Vorteil sein, den für das NPML-Schema mit 8-State-flexibler Einzel-Tap-Vorhersageeinrichtung dargestellten Algorithmus zu modifizieren, indem zu Z_n , das in Äquivalenten (101) definiert ist, ein herkömmlicher Stateunabhängiger Term addiert wird, wie z.B. $Z_n \rightarrow Z'_n = Y_n$. In der am 30. August 1995 veröffentlichten Patentanmeldung GB-A-2286952 wurde gezeigt, dass die EPRML-Leistung von einem solchen Maß nicht betroffen ist, da der Kanal datenkommunikationsfrei ist (spektrale Null bei Nullfrequenz); diese Eigenschaft führt ebenfalls zu einer Erweiterung der NPML-Detektoren. Folglich wird eine alternative Version der Schaltung in [Fig. 14](#) erhalten, indem Z_n und Q_n so modifiziert werden, dass $Z_n \rightarrow Z'_n = Y_n$ ist bzw. $Q_n \rightarrow Q'_n = -Y_n + 2(1 + p_1^2) = -Z'_n + 2(1 + p_1^2)$ ist. Es ist zu beachten, dass die Bedingung $Z_n + Q_n = Z'_n + Q'_n = 2(1 + p_1^2)$ in der Theorie immer gelten muss. Wie in der am 30. August 1995 veröffentlichten Patentanmeldung GB-A-2286952 beschrieben, ist es in der Praxis jedoch mitunter von Vorteil, diese Bedingung so zu modifizieren, dass $Z_n + Q_n = Z'_n + Q'_n = 2(1 + p_1^2) - \gamma$ ist, worin γ eine kleine positive Konstante ist: ein praktischer Wert ist gegebenenfalls $\gamma = 0,25$.

Alternative Formen zur Implementierung und Modifizierung:

[0076] Dieser Abschnitt zeigt darüber hinaus die Vielzahl an Implementierungsformen, die für NPML-Detektoren gemäß der vorliegenden Erfindung möglich sind. Einige alternative Formen und Vereinfachungen der

oben dargestellten Detektoren sind im Folgenden detailliert beschrieben.

2-State-, 4-Tap-Vorhersageeinrichtungs-NPML:

[0077] Indem

$$G1'_{n-1} = g_1 + \sum_{i=2}^6 a_{n-i}(1)g_i . \quad (103)$$

$$G0'_{n-1} = -g_1 + \sum_{i=2}^6 a_{n-i}(0)g_i , \quad (104)$$

ist, werden vier gleichwertige Verzweigungsmetriken enthalten:

$$\lambda(1,1) = |z_n + G1'_{n-1} - 1|^2. \quad (105)$$

$$\lambda(1,0) = |z_n + G1'_{n-1} + 1|^2. \quad (106)$$

$$\lambda(0,1) = |z_n + G0'_{n-1} - 1|^2. \quad (107)$$

$$\lambda(0,0) = |z_n + G0'_{n-1} + 1|^2. \quad (108)$$

worin die z_n jene Abtastwerte sind, die aus dem entsprechenden 4-Tap-Vorhersagefehlerfilter, der mit dem Entzerrer kaskadiert ist (siehe [Fig. 2C](#)), erhalten werden. Es ist von Vorteil folgende neue Quantitäten zu definieren:

$$Z1_n = z_n - 1. \quad (109)$$

$$Z0_n = z_n + 1. \quad (110)$$

sodass die Äquivalente (105) bis (108) als Folgende geschrieben werden können:

$$\lambda(1,1) = |Z1_n + G1'_{n-1}|^2. \quad (111)$$

$$\lambda(1,0) = |Z0_n + G1'_{n-1}|^2. \quad (112)$$

$$\lambda(0,1) = |Z1_n + G0'_{n-1}|^2. \quad (113)$$

$$\lambda(0,0) = |Z0_n + G0'_{n-1}|^2. \quad (114)$$

[0078] Die alternative Form zur Implementierung der Funktionen von [Fig. 6](#) ist in [Fig. 15](#) gezeigt. Dabei wird vorgeschlagen, die Terme $G1'_{n-1}$ und $G0'_{n-1}$, die von (103) bzw. (104) definiert sind, durch RAM-Tabellensuchoperationen zu erzeugen, wobei die RAM **121**, **122** je nach gewähltem Operationspunkt des Kanals mit geeigneten Werten (32 für jeden RAM) gespeichert werden können. Der SPM **123** stellt, wie in [Fig. 15](#) dargestellt, die fünf Adressen-Bits $a_{n-2}(1)$, ..., $a_{n-6}(1)$ und $a_{n-2}(0)$, ..., $a_{n-6}(0)$ für die RAM **121** bzw. **122** bereit.

[0079] Die Berechnung der Verzweigungsmetriken für die Differenzmetrikherangehensweise ([Fig. 8](#)) kann auf ähnliche Weise modifiziert werden; in diesem Fall sind weitere Vereinfachungen möglich. Die potenziellen Differenzmetriken $D_n = \lambda(0,1) - \lambda(0,0) = -4(z_n + G0'_{n-1})$ und $D_n = \lambda(1,1) - \lambda(1,0) = -4(z_n + G1'_{n-1})$, die vorberechnet werden müssen, weisen hinsichtlich des Signalabtastwerts z_n und der von den RAM erzeugten entsprechenden Quantitäten einfache Ausdrücke auf.

4-State-, N-Tap-Vorhersageeinrichtungs-NPML, worin $N = 2$ oder 4 (Alternative 1) ist:

[0080] Indem

$$G3'_{n-1} = g_1 + g_2 + \sum_{i=3}^{N+2} a_{n-i}(3)g_i . \quad (115)$$

$$G2'_{n-1} = g_1 - g_2 + \sum_{i=3}^{N+2} a_{n-i}(2)g_i . \quad (116)$$

$$G1'_{n-1} = -g_1 + g_2 + \sum_{i=3}^{N+2} a_{n-i}(1)g_i . \quad (117)$$

$$G0'_{n-1} = -g_1 - g_2 + \sum_{i=3}^{N+2} a_{n-i}(0)g_i . \quad (118)$$

ist, werden acht gleichwertige Verzweigungsmetriken enthalten:

$$\lambda(3,3) = |z_n + G3'_{n-1} - 1|^2. \quad (119)$$

$$\lambda(3,2) = |z_n + G3'_{n-1} + 1|^2. \quad (120)$$

$$\lambda(2,1) = |z_n + G2'_{n-1} - 1|^2. \quad (121)$$

$$\lambda(2,0) = |z_n + G2'_{n-1} + 1|^2. \quad (122)$$

$$\lambda(1,3) = |z_n + G1'_{n-1} - 1|^2. \quad (123)$$

$$\lambda(1,2) = |z_n + G1'_{n-1} + 1|^2. \quad (124)$$

$$\lambda(0,1) = |z_n + G0'_{n-1} - 1|^2. \quad (125)$$

$$\lambda(0,0) = |z_n + G0'_{n-1} + 1|^2. \quad (126)$$

worin die z_n jene Abtastwerte sind, die aus dem entsprechenden N-Tap-Vorhersagefehlerfilter, der mit dem Entzerrer kaskadiert ist (siehe [Fig. 2C](#)), erhalten werden. Indem die Definitionen $Z1_n = z_n - 1$ bzw. $Z0_n = z_n + 1$ verwendet werden, können die Äquivalente (119) bis (126) jeweils Folgendermaßen geschrieben werden:

$$\lambda(3,3) = |Z1_n + G3'_{n-1}|^2. \quad (127)$$

$$\lambda(3,2) = |Z0_n + G3'_{n-1}|^2. \quad (128)$$

$$\lambda(2,1) = |Z1_n + G2'_{n-1}|^2. \quad (129)$$

$$\lambda(2,0) = |Z0_n + G2'_{n-1}|^2. \quad (130)$$

$$\lambda(1,3) = |Z1_n + G1'_{n-1}|^2. \quad (131)$$

$$\lambda(1,2) = |Z0_n + G1'_{n-1}|^2. \quad (132)$$

$$\lambda(0,1) = |Z1_n + G0'_{n-1}|^2. \quad (133)$$

$$\lambda(0,0) = |Z0_n + G0'_{n-1}|^2. \quad (134)$$

was erneut das in [Fig. 9](#) gezeigte Trellis-Diagramm ergibt. Das direkte Zuordnen dieses Trellis zu Hardwarefunktionen, indem die wie oben definierten neuen Variablen verwendet werden, führt zu der in den [Fig. 16A](#), [Fig. 16B](#) und [Fig. 16C](#) dargestellten Struktur. Die Terme $G0'_{n-1}$, $G1'_{n-1}$, $G2'_{n-1}$ und $G3'_{n-1}$, die jeweils von (115) bis (118) definiert sind, können erneut durch RAMs **151–154**, die die geeigneten Werte für die betreffenden Koeffizienten speichern je nach gewähltem Arbeitspunkt des Kanals erzeugt werden; der 4-State-SPM **155** stellt, wenn es sich dabei um eine Register-Austausch-Struktur handelt, die N-Adresse-Bits für jeden der vier RAMs (ein pro State) bereit; auf gleiche Weise können diese vier RAMs **151–154** in einer Einzel-RAM-Struktur mit mehrfachen Eingängen und Ausgängen kombiniert werden. Automatisches metrisches Begrenzen wird erzielt, indem das herkömmliche Modulo-2-Verfahren in den Addierern, die die Komparatoreingänge speisen, verwendet wird.

Durch analoge VLSI-Verfahren implementierte NPML-Detektoren:

[0081] Die Implementierung jedes beliebigen Detektors in der Familie der NPML-Detektoren kann entweder mit digitalem, analogem oder einem Digital-Analog-VLSI-Misch-Schaltungsverfahren erfolgen. Implementierungen im Analogverfahren sind insbesondere für Anwendungen mit hoher Datenrate und/oder geringer Leistung von Interesse. Ein Beispiel für PRML ist von A. H. Shakiba et al. in Proc. ISCAS'94 (1994) in "Analog Implementation of Class-IV Partial-Response Viterbi Detector" beschrieben; ähnliche Verfahren können auch auf NPML-Detektoren angewandt werden.

NPML-Detektoren mit reduzierter SPM-Länge:

[0082] Oben wurde darauf hingedeutet, dass NPML-Detektoren im Allgemeinen keine Quasi-Katastrophen-Fehlerfortpflanzung aufweisen. Diese Eigenschaft kann dazu genutzt werden, Hardware einzusparen und Dekodierungsverzögerungen zu reduzieren, indem die Länge des Pfadspeichers im Viterbi-Detektor ohne Leistungsverluste verringert wird. Diese Hardware-Einsparungen werden andererseits jedoch mit den zusätzlichen Erhöhungen der Aufzeichnungsdichte durch Verwendung von Run-Length-Limited- (RLL-) Codes mit einer höheren Rate als 8/9 ausgeglichen, da die Code-Einschränkungen in Bezug auf die SPM-Länge entspannt werden können.

4-State-, N-Tap-Vorhersageeinrichtungs-NPML, worin $N = 2$ oder 4 (Alternative 2) ist:

[0083] Indem in (119) bis (126)

$$G33'_{n-1} = G3'_{n-1} - 1 \quad (135)$$

$$G32'_{n-1} = G3'_{n-1} + 1 \quad (136)$$

etc. ist, können acht Verzweigungsmetriken als Folgende geschrieben werden:

$$\lambda(3,3) = |z_n + G33'_{n-1}|^2. \quad (137)$$

$$\lambda(3,2) = |z_n + G32'_{n-1}|^2. \quad (138)$$

$$\lambda(2,1) = |z_n + G21'_{n-1}|^2. \quad (139)$$

$$\lambda(2,0) = |z_n + G20'_{n-1}|^2. \quad (140)$$

$$\lambda(1,3) = |z_n + G13'_{n-1}|^2. \quad (141)$$

$$\lambda(1,2) = |z_n + G12'_{n-1}|^2. \quad (142)$$

$$\lambda(0,1) = |z_n + G01'_{n-1}|^2. \quad (143)$$

$$\lambda(0,0) = |z_n + G00'_{n-1}|^2. \quad (144)$$

[0084] Diese Version führt zur in den [Fig. 17A](#), [Fig. 17B](#) und [Fig. 17C](#) gezeigten Implementierung, worin die Quadrierfunktion wie von A. Eshraghi et al. in IEEE Journal of Solid State Circuits, Bd. 29, Nr. 9, S. 1102–1107 (September 1994) mit dem Titel "Design of a New Squaring Function for the Viterbi Algorithm" gezeigt, angenähert werden kann.

Patentansprüche

1. Vorrichtung für die Rauschvorhersage-Maximalwahrscheinlichkeits-(10)-Sequenzdetektion in einem Kanal, umfassend:
 - a. ein Vorhersagefehlerfilter zum Bleichen von Zufallsfarbrauschkomponenten eines Abtastwerts y_n , der über diesen Kanal empfangen wurde, wobei der Abtastwert y_n eine generalisierte Komponente eines Partial-Response-Signals umfasst, die durch die Zufallsfarbrauschkomponenten verfälscht ist, was zu einem Signal z_n führt, das L Intersymbolstörungskomponenten aufweist,
 - b. Mittel zum Löschen von K der L Intersymbolstörungskomponenten im Signal z_n , das
 - eine State-Komplexität gleich 2^K aufweist, wobei $0 \leq K \leq L$ gilt und L die Anzahl der Intersymbolstörungskomponenten angibt, und
 - Überlebenspfadmittel zum Speichern von Pfadhistorienentscheidungen, die den 2^K -Überlebenspfaden entsprechen, aufweist,
 - c. Mittel zum Löschen von L-K der L Intersymbolstörungskomponenten im Signal z_n , wobei das Mittel Folgendes umfasst:
 - Rückkoppelungsmittel für die Intersymbolstörungslöschung unter Verwendung vorberechneter und gespeicherter Intersymbolstörungs-Löschungsterme, und
 - Mittel zum Abrufen der Intersymbolstörungs-Löschungsterme durch Anlegen der Pfadhistorienentscheidungen als Adressen an das Rückkoppelungsmittel für die Intersymbolstörungslöschung.
2. Vorrichtung nach Anspruch 1, worin das Mittel zum Löschen zumindest einen Arbeitsspeicher zum Speichern der Intersymbolstörungs-Löschungsterme aufweist, wobei der Arbeitsspeicher so angeordnet ist, dass die Intersymbolstörungs-Löschungsterme durch Anlegen einer vom Überlebenspfadmittel erhaltenen Pfadhistorienentscheidung als Adresse an den Arbeitsspeicher abgerufen werden.
3. Vorrichtung nach Anspruch 1, worin der über den Kanal empfangene Abtastwert y_n ein Partial-Response-Signal und insbesondere ein geformtes Partial-Response-Signal der Klasse IV ist.
4. Vorrichtung nach Anspruch 1, worin der Sequenzdetektor ein Viterbi-Detektor ist.
5. Vorrichtung nach Anspruch 1, worin der Sequenzdetektor ein 2-State-Sequenzdetektor ist und das Vorhersagefehlerfilter eine 4-Tap-Vorhersageeinrichtung umfasst.
6. Vorrichtung nach Anspruch 1, worin der Sequenzdetektor ein 4-State-Sequenzdetektor ist und das Vorhersagefehlerfilter eine 2-Tap-Vorhersageeinrichtung umfasst.
7. Vorrichtung nach Anspruch 1, worin der Sequenzdetektor ein 4-State-Sequenzdetektor ist und das Vorhersagefehlerfilter eine 4-Tap-Vorhersageeinrichtung umfasst.
8. Vorrichtung nach Anspruch 1, worin der Sequenzdetektor ein 8-State-Sequenzdetektor, vorzugsweise ein programmierbarer, ist und das Vorhersagefehlerfilter eine 1-Tap-Vorhersageeinrichtung umfasst.
9. Vorrichtung nach Anspruch 1, entweder umfassend einen separaten inversen Vorkodierer, der vom Ausgangssignal des Detektors gespeist wird, oder umfassend ein Mittel zum Einbetten der inversen Vorkodiererefunktion in den Sequenzdetektor.
10. Vorrichtung nach Anspruch 1, die eine Übertragungsfunktion für den Signalabschnitt des Abtastwerts y_n aufweist, die sich von der Übertragungsfunktion für die Zufallsfarbrauschkomponenten unterscheidet.
11. Vorrichtung nach Anspruch 2, worin das Vorhersagefehlerfilter und/oder der Arbeitsspeicher eine nicht-lineare Übertragungskennlinie aufweisen.
12. Vorrichtung nach Anspruch 2, worin das Vorhersagefehlerfilter und/oder der Arbeitsspeicher programmierbar sind.
13. Vorrichtung nach Anspruch 12, umfassend Mittel zur adaptiven Festlegung des programmierbaren Vorhersagefehlerfilters und/oder Arbeitsspeichers, sodass sich deren Kennlinie mit der Änderung des Zufallsfarbrauschens im Datenkanal automatisch anpasst.

14. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, die entweder völlig oder teilweise mit Analogschaltkreistechnologie umgesetzt ist.

15. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, worin das Rückkoppelungsmittel ein nichtrekursives Rückkopplungsfilter umfasst.

16. Vorrichtung nach Anspruch 1, umfassend:

- einen gedächtnislosen Detektor zur Bestimmung eines erwarteten Nennwerts,
- Mittel zum Schätzen des Rauschbeitrags in einer Vielzahl an vorherigen digitalen Abtastwerten durch Abziehen des Werts eines Abtastwerts vom erwarteten Nennwert,
- Mittel zum Vorhersagen des Rauschbeitrags des aktuell empfangenen Abtastwerts unter Verwendung des Rauschbeitrags in einer Vielzahl der vorherigen digitalen Abtastwerten,
- Mittel zum Hinzufügen oder Abziehen des Rauschbeitrags zum/vom aktuell empfangenen Abtastwert, und
- Mittel zum Einspeisen des Ausgangssignals des Mittels zum Hinzufügen oder Abziehen in einen herkömmlichen Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitsdetektor oder einen erweiterten Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitsdetektor.

17. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 16, worin der Kanal ein Datenübertragungskanal ist und die Vorrichtung zum Schätzen der über den Datenübertragungskanal empfangenen Daten eingesetzt wird.

18. Direktzugriffsspeichervorrichtung, umfassend ein Direktzugriffsspeichermittel und eine Vorrichtung für die Rauschvorhersage-Maximalwahrscheinlichkeits-Sequenzdetektion nach einem der Ansprüche 1 bis 16, wobei der Kanal ein Speicherkanal zum Einspeisen von Signalen, die vom Direktzugriffsspeichermittel abgefragt wurden, in die Vorrichtung ist.

19. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 16, die in einem Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitssystem oder einen erweiterten Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitssystem integriert ist.

20. Vorrichtung nach Anspruch 19, worin ein Digitalentzerrer, der Teil des Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitssystems oder des erweiterten Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitssystems ist, und das Vorhersagefehlerfilter durch ein einziges nichtrekursives Filter, das die Eigenschaft des Bleichens der Zufallsfarbrauschkomponenten des Abtastwerts y_n aufweist, ersetzt sind.

21. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 16, die mit einem Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitsdetektor oder einem erweiterten Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitsdetektor verbunden ist, sodass von einem ersten Zustand, in dem die Vorrichtung und der eine der Detektoren gleichzeitig arbeiten, auf einen zweiten Zustand, in dem der Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitsdetektor oder erweiterte Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitsdetektor oder die Vorrichtung den über den Kanal empfangenen Abtastwert y_n verarbeiten, umgeschaltet werden kann.

22. Verfahren für die Rauschvorhersage-Maximalwahrscheinlichkeits-Sequenzdetektion mithilfe eines Sequenzdetektors, der eine State-Komplexität gleich 2^K aufweist, wobei $0 \leq K \leq L$ gilt, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:

- a) das Bleichen von Zufallsfarbrauschkomponenten eines Abtastwerts y_n , der über einen Kanal empfangen wurde, wobei der Abtastwert y_n eine generalisierte Komponente eines Partial-Response-Signals umfasst, die durch die Zufallsfarbrauschkomponenten verfälscht ist, was zu einem Signal z_n führt, das L Intersymbolstörungskomponenten aufweist,
- b) das Beseitigen von K der L Intersymbolstörungskomponenten durch die Ausführung einer Zweigmetrikberechnung auf der Grundlage eines 2^K -State-Viterbi-Algorithmus zur Bestimmung der Sequenz, die am wahrscheinlichsten dem Abtastwert y_n entspricht, und
- c) wenn Intersymbolstörungskomponenten verblieben sind, d. h. wenn $L - K > 0$ ist,
 - das Vorberechnen von Intersymbolstörungs-Löschungstermen,
 - das Speichern der Intersymbolstörungs-Löschungsterme in einem Speichermittel,
 - das Abrufen der Intersymbolstörungs-Löschungsterme aus dem Speichermittel durch Anlegen von Pfadhistorienentscheidungen aus dem Sequenzdetektor als Adressen an das Speichermittel,
 - das Löschen der L-K Intersymbolstörungskomponenten im Signal z_n unter Verwendung der Intersymbolstörungs-Löschungsterme.

23. Verfahren nach Anspruch 22, umfassend die folgenden Schritte:

- das Schätzen des Rauschbeitrags in einer Vielzahl an vorherigen digitalen Abtastwerten durch Abziehen des

Werts eines Abtastwerts von einem erwarteten Nennwert, der durch einfache gedächtnislose Detektion bestimmt wurde,

- das Verwenden des Rauschbeitrags in einer Vielzahl der vorherigen digitalen Abtastwerten zum Vorhersagen des Rauschbeitrags des aktuell empfangenen Abtastwerts,
- das Hinzufügen oder Abziehen des Rauschbeitrags zum/vom aktuell empfangenen Abtastwert, und
- das Einspeisen des Ausgangssignals des letzten Schritts in einen herkömmlichen Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitsdetektor oder einen erweiterten Partial-Response-Maximalwahrscheinlichkeitsdetektor.

24. Verfahren nach Anspruch 22, worin der über den Kanal empfangene Abtastwert y_n ein Partial-Response-Signal und insbesondere ein geformtes Partial-Response-Signal der Klasse IV ist.

Es folgen 27 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

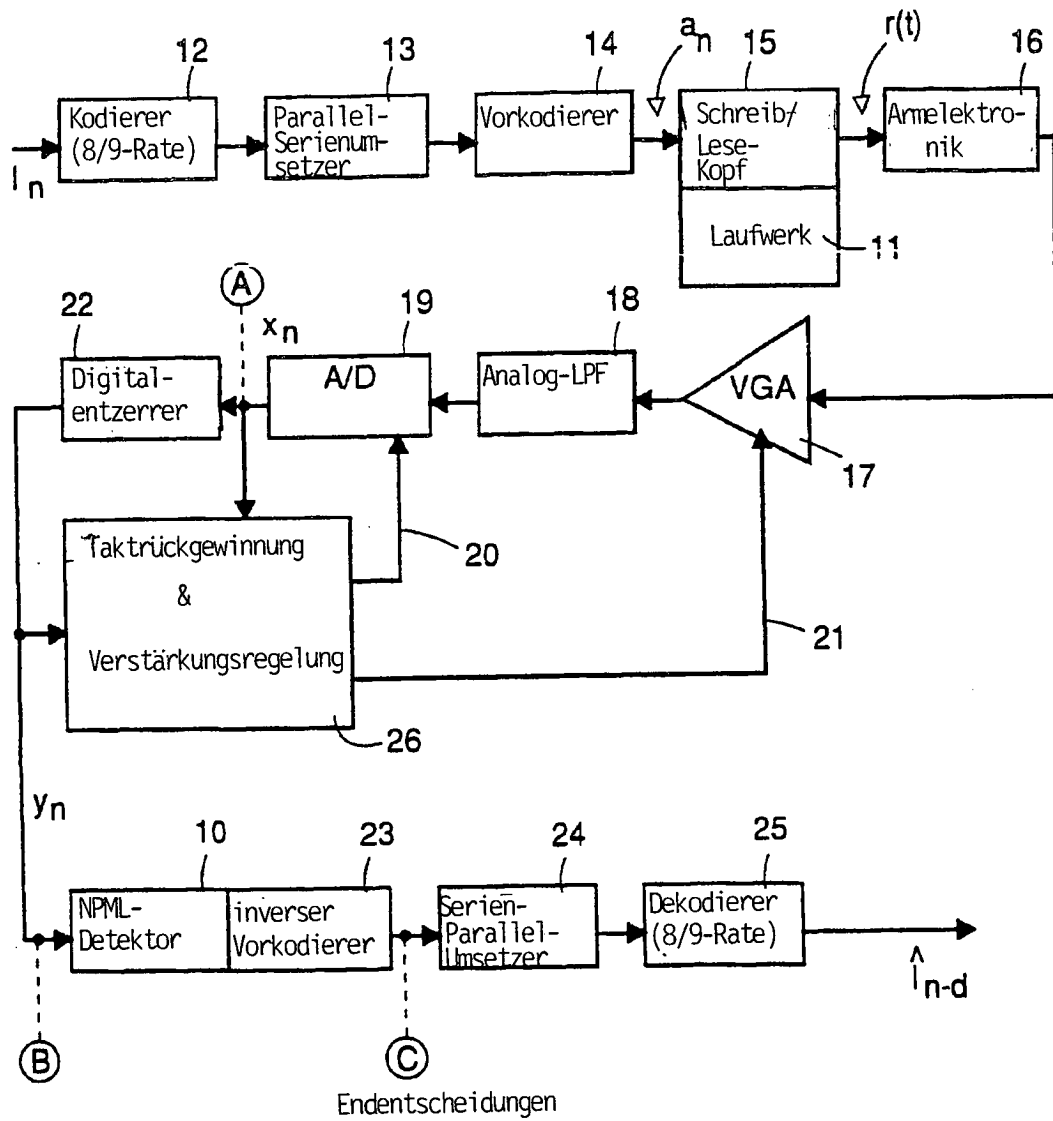


FIG. 1

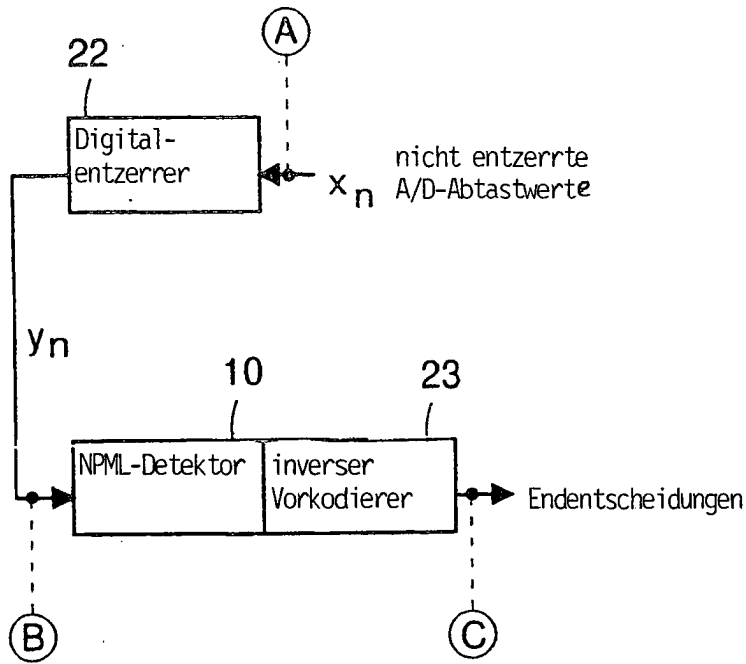


FIG. 2A

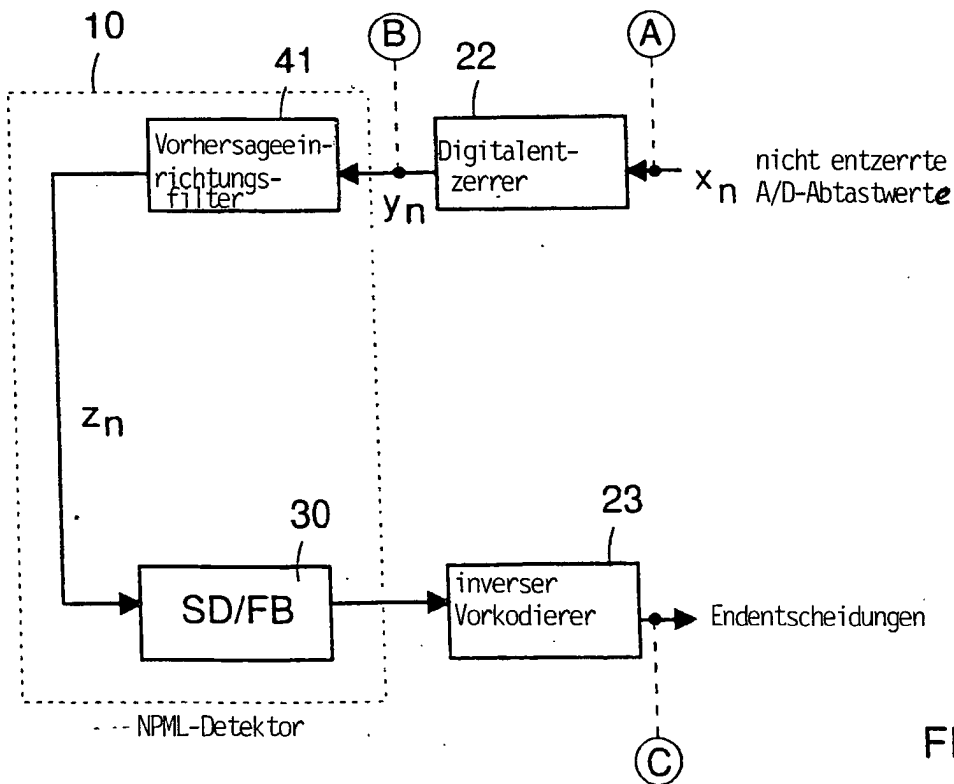
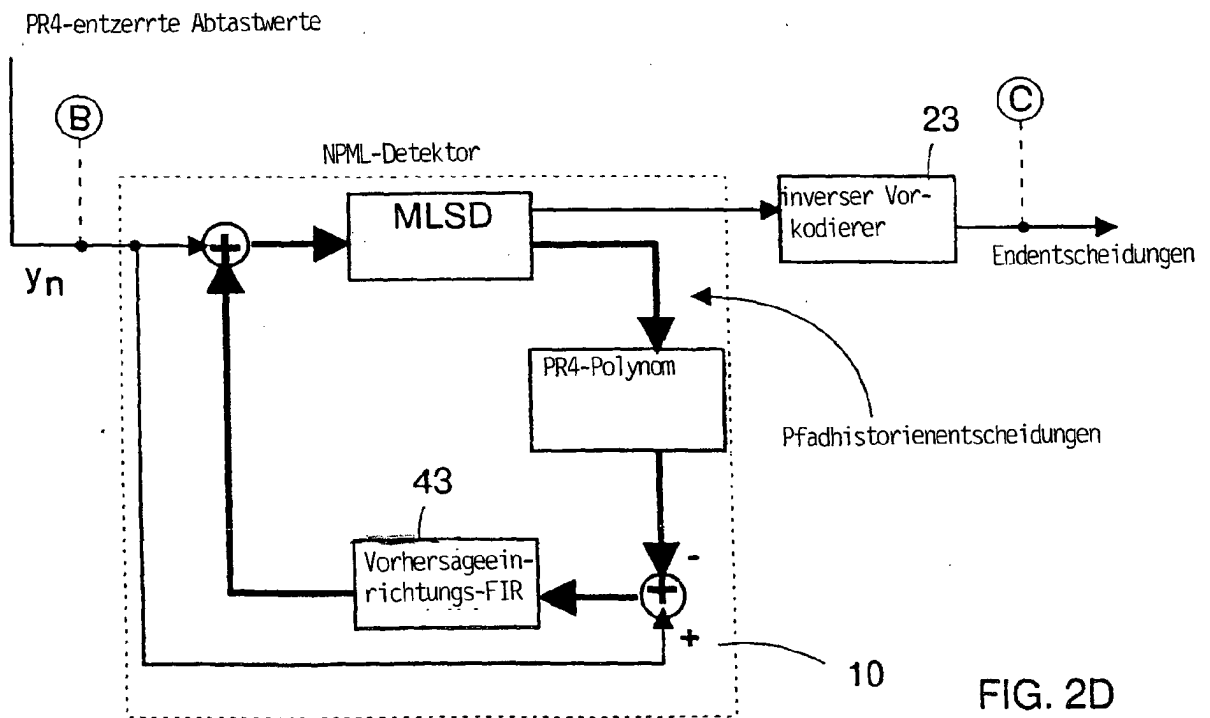
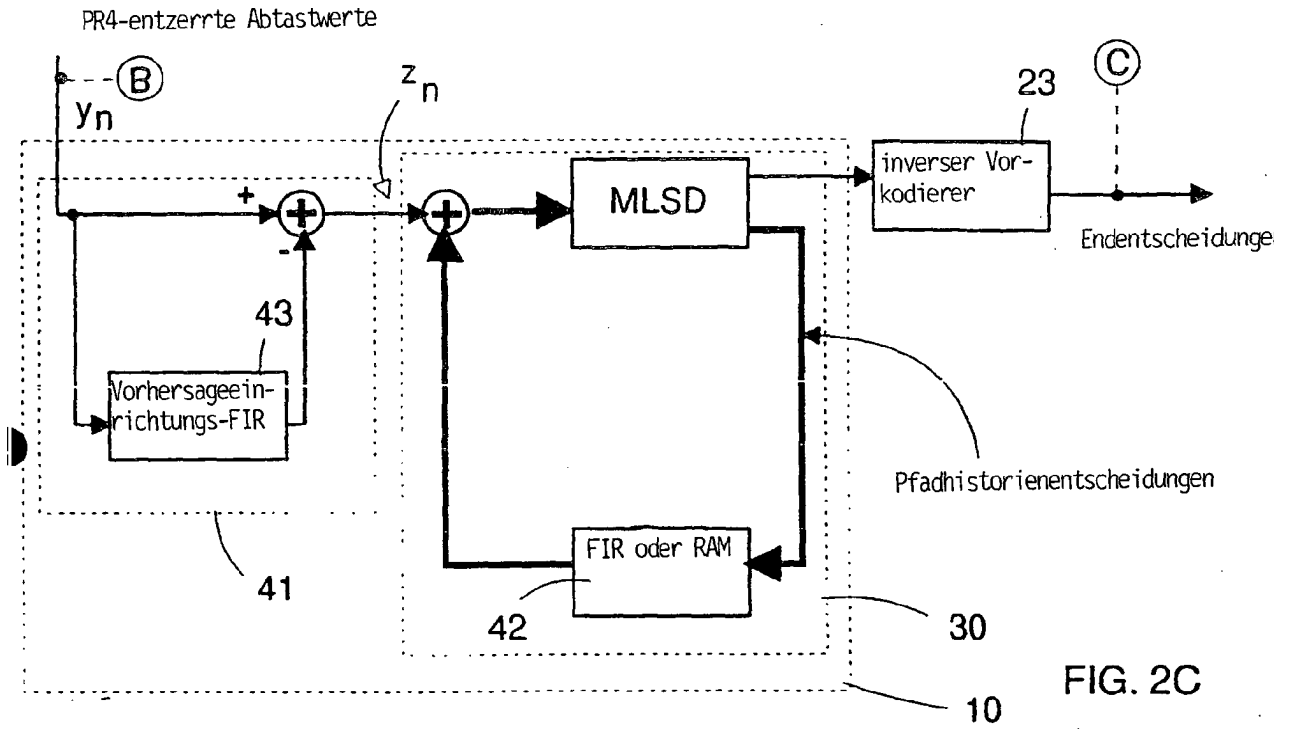


FIG. 2B



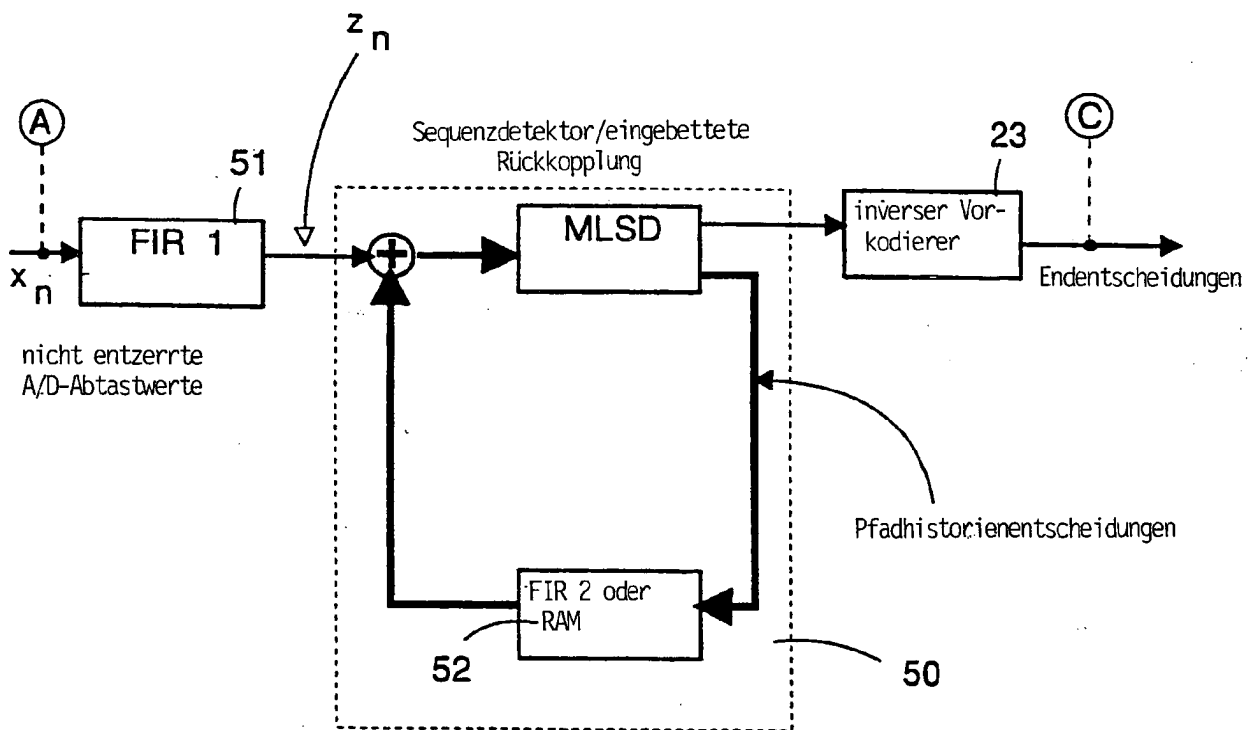


FIG. 2E

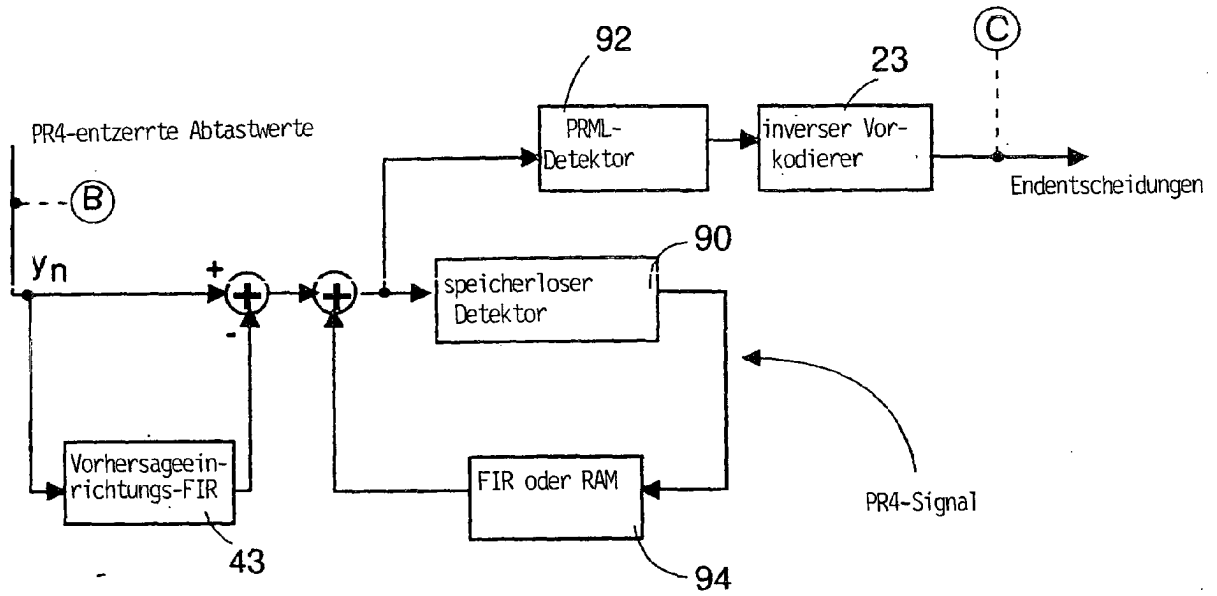


FIG. 3A

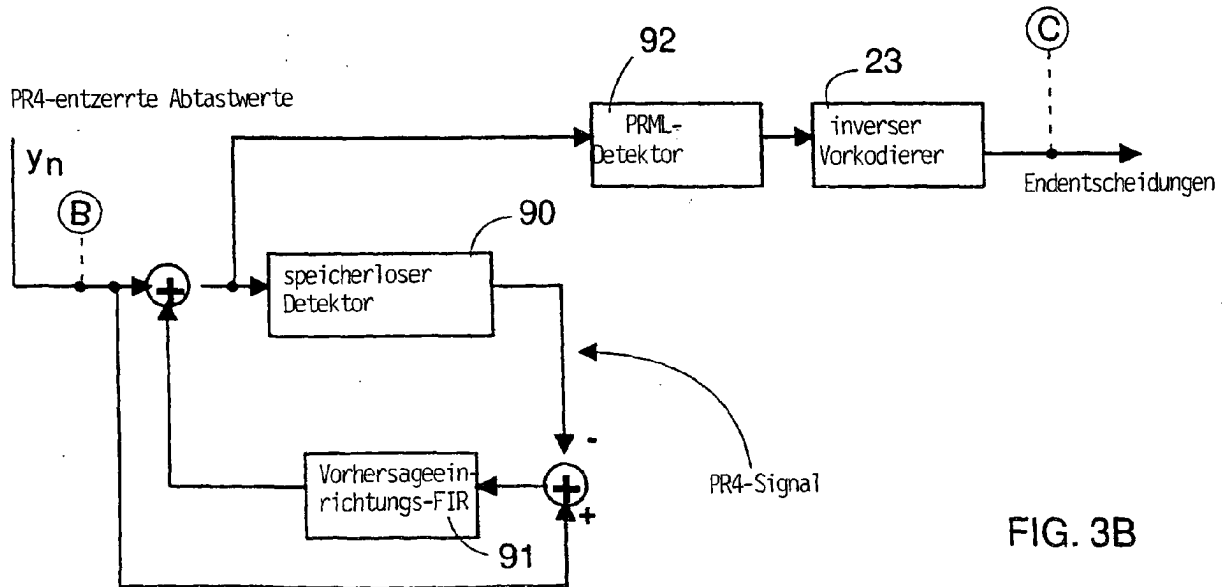


FIG. 3B

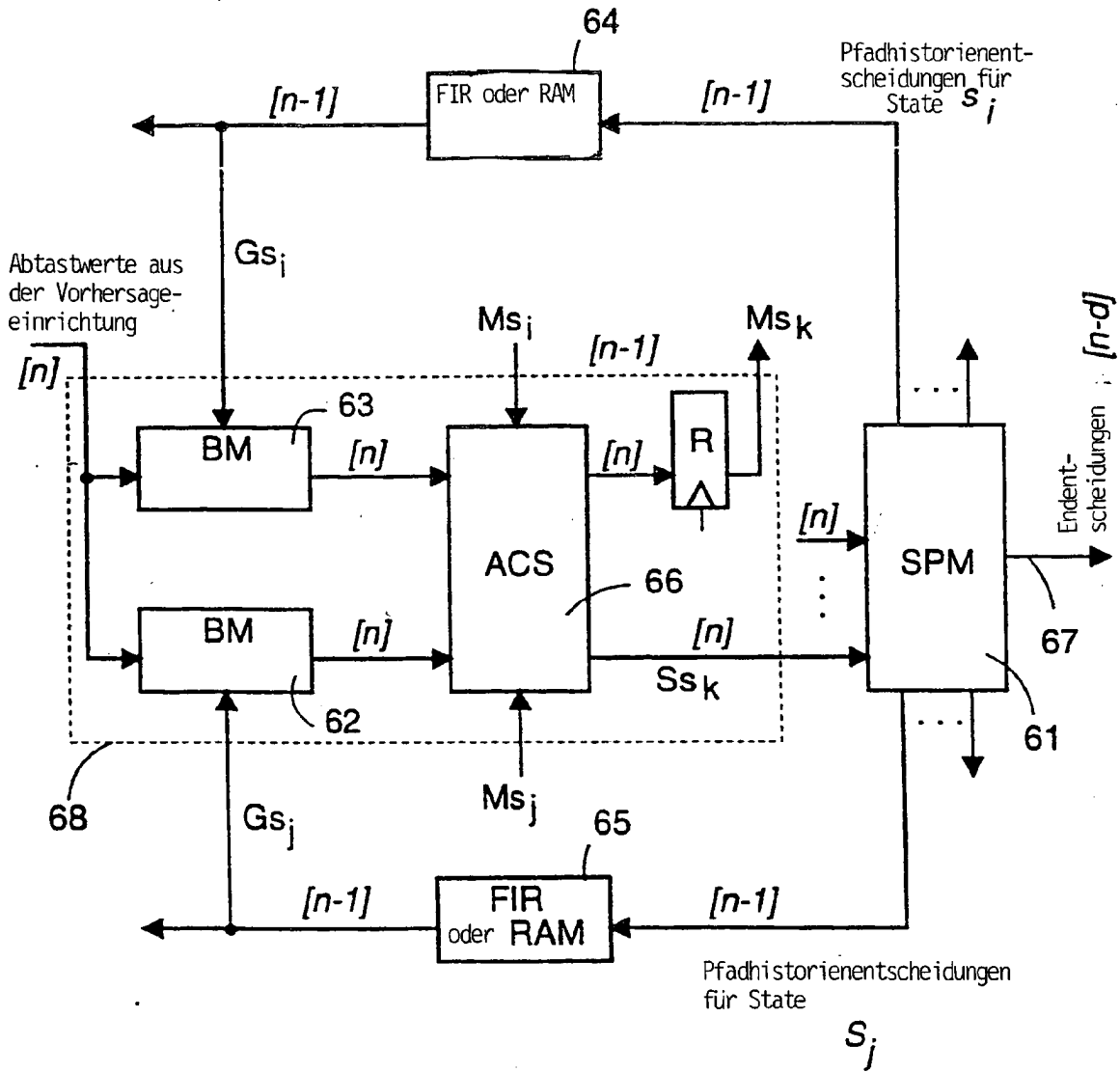


FIG. 4

NPML : 2-State-Trellis

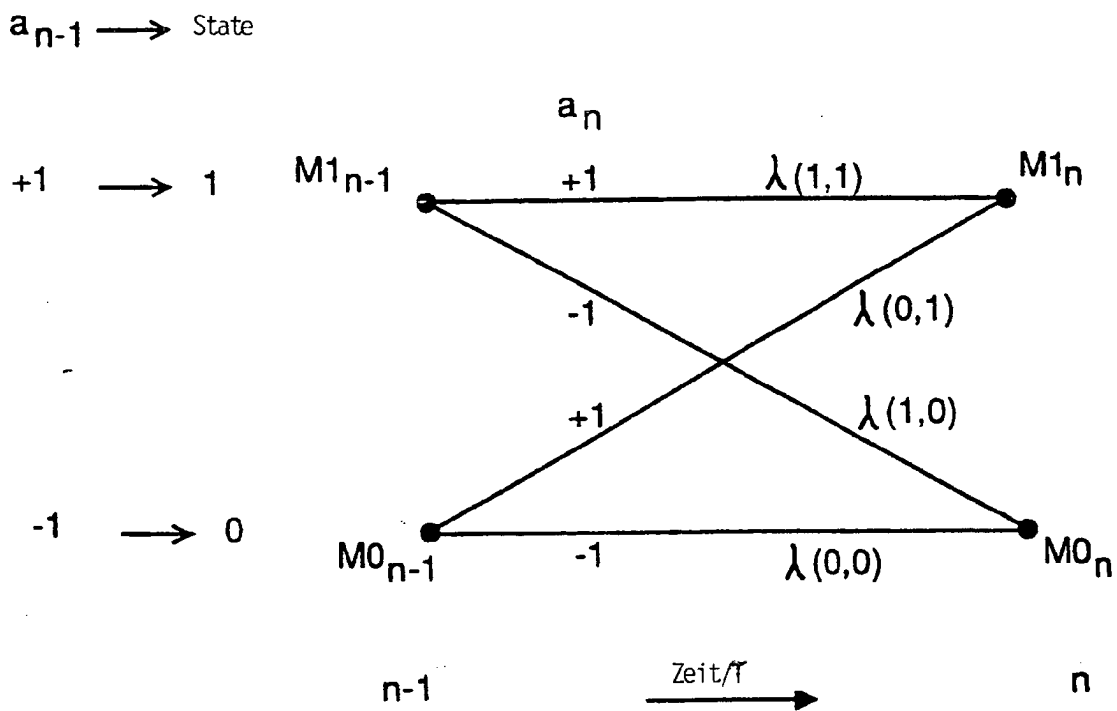
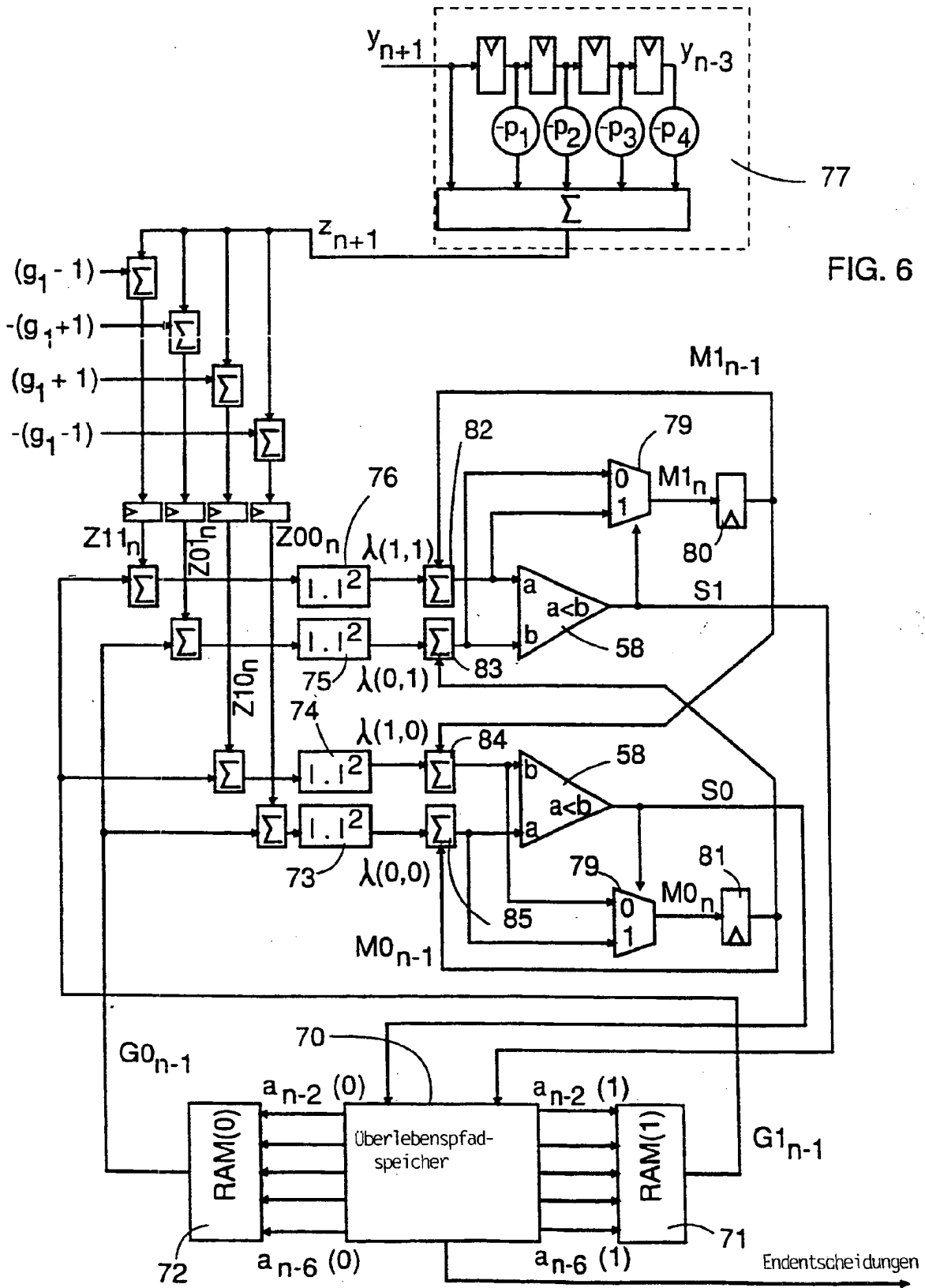


FIG. 5



NPML : 2-State-Trellis (Differenzmetrik)

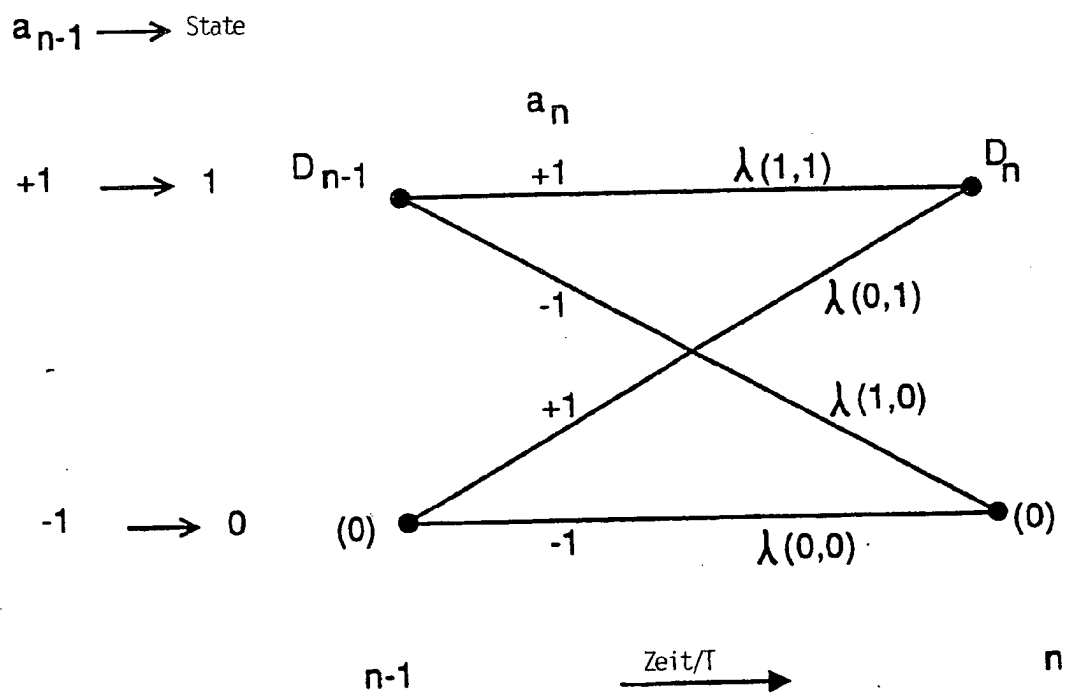


FIG. 7

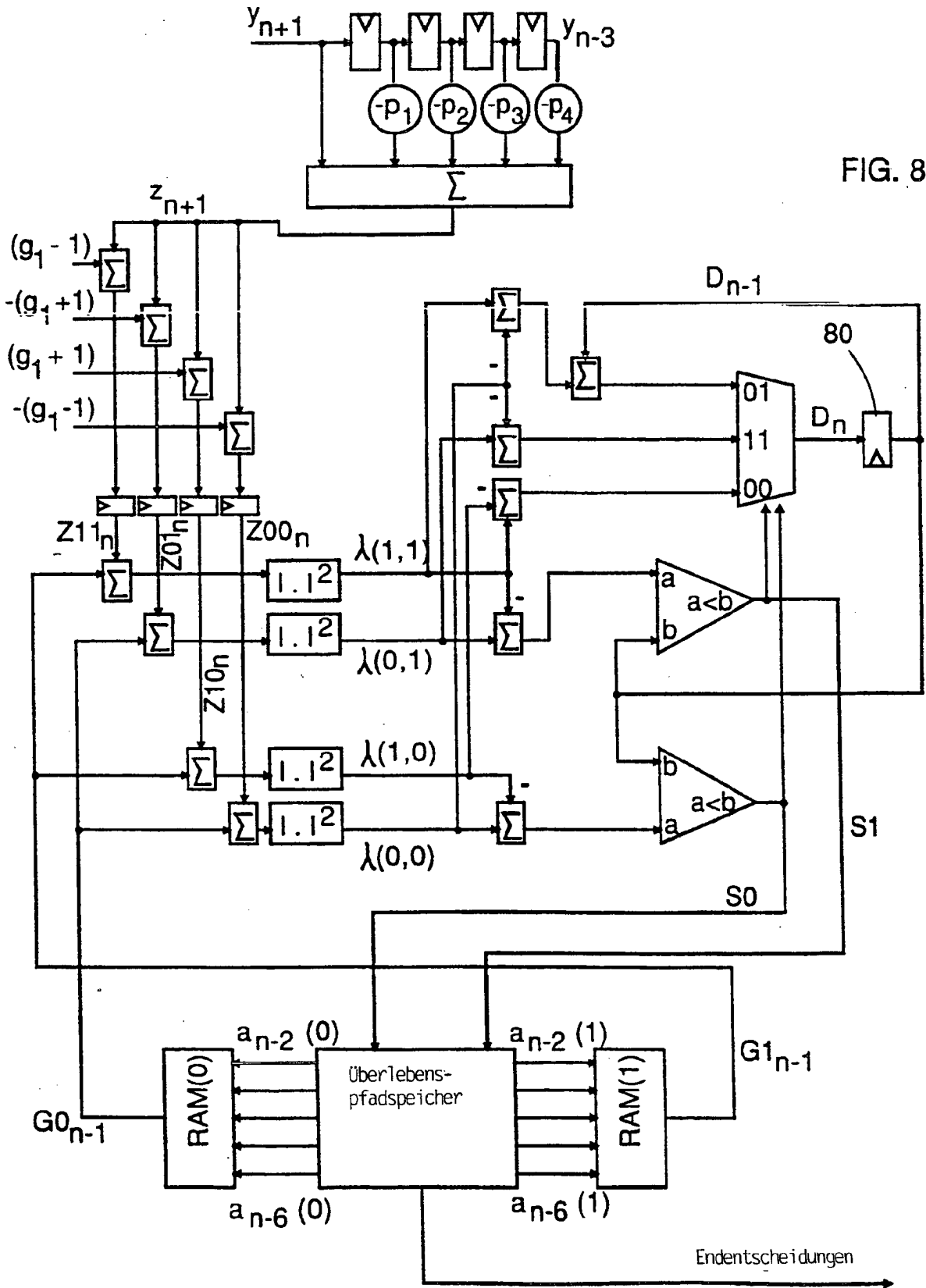


FIG. 8

NPML : 4-State-Trellis

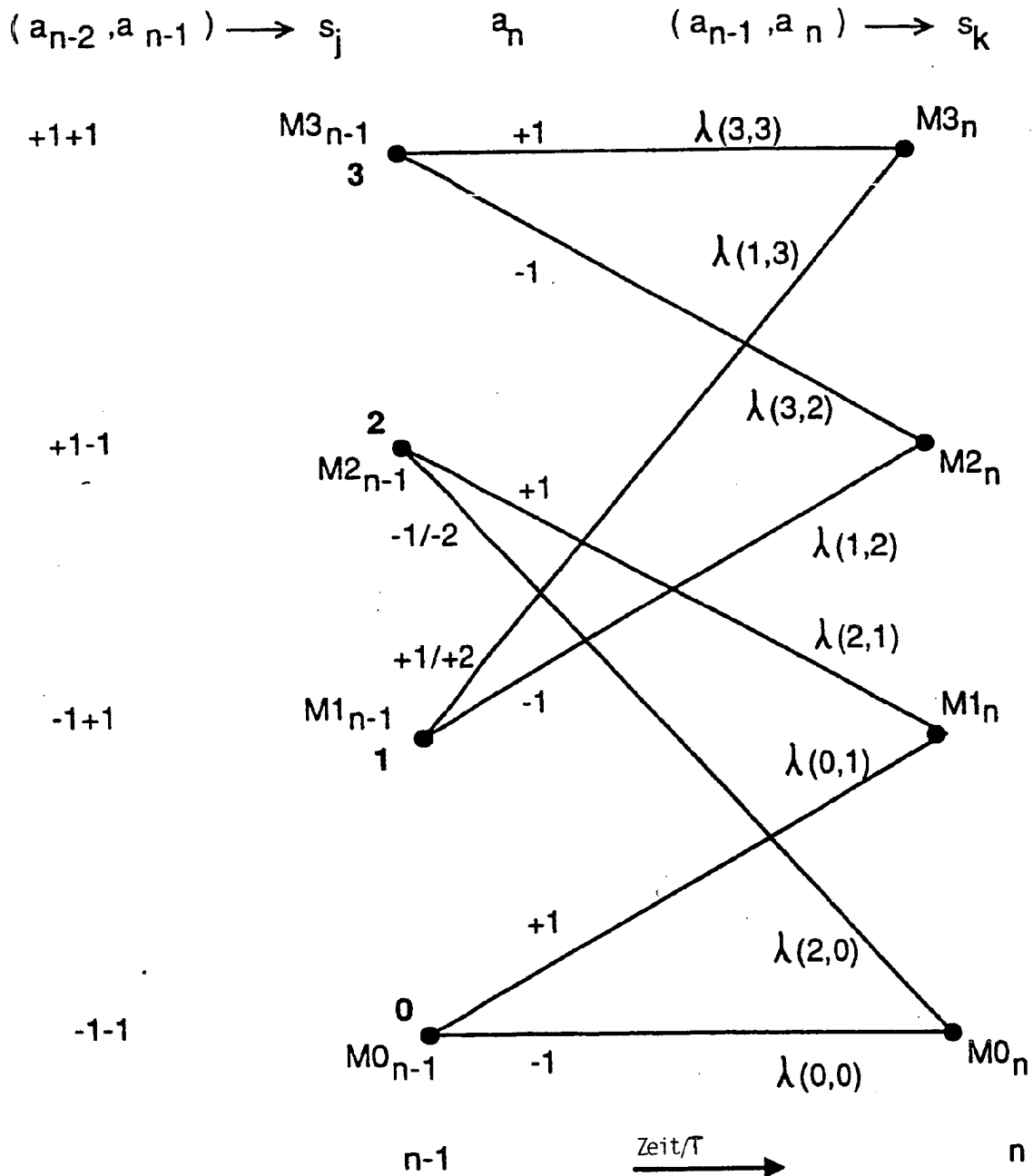


FIG. 9

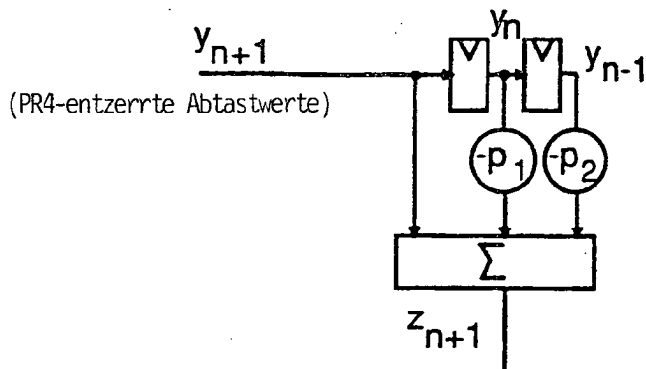
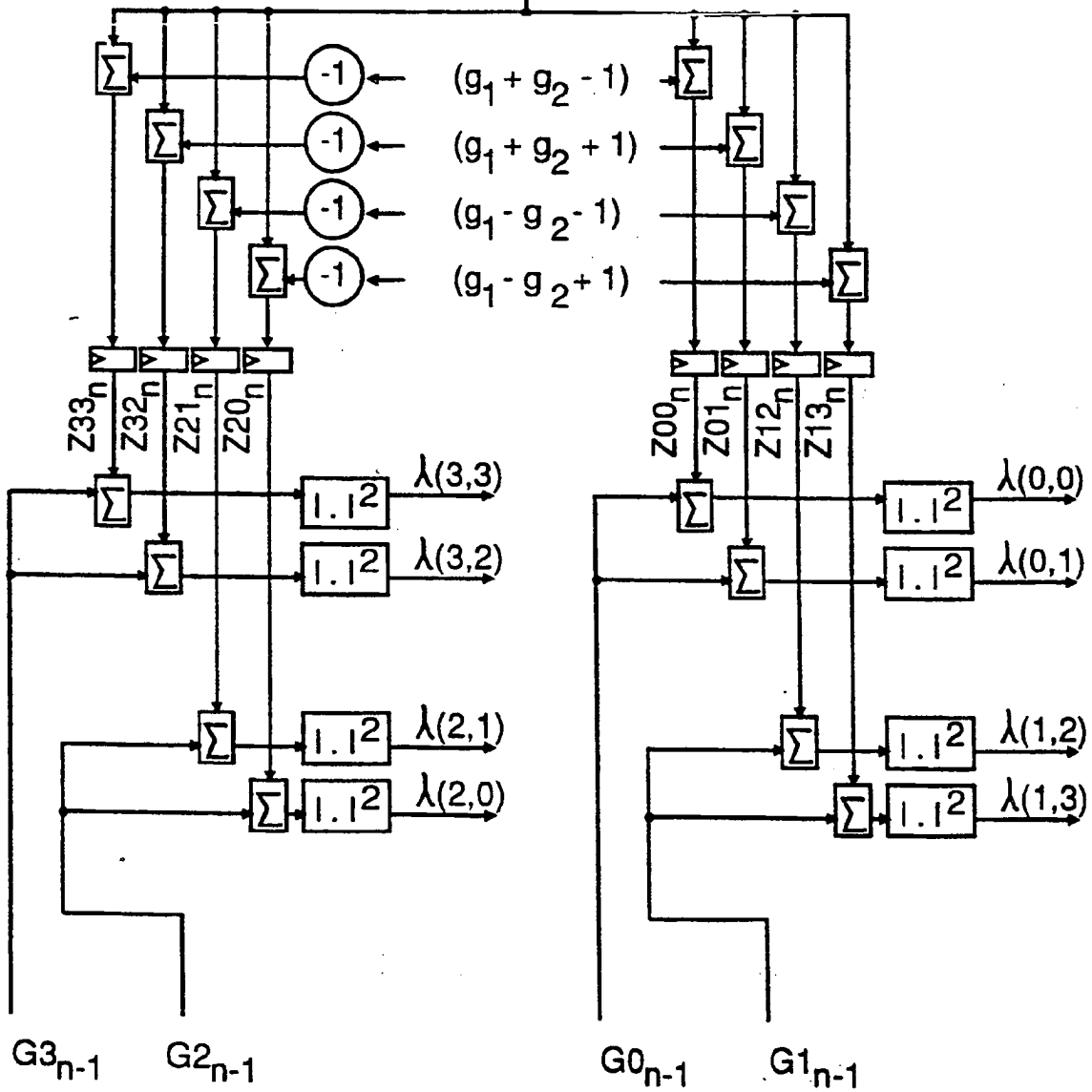


FIG. 10A



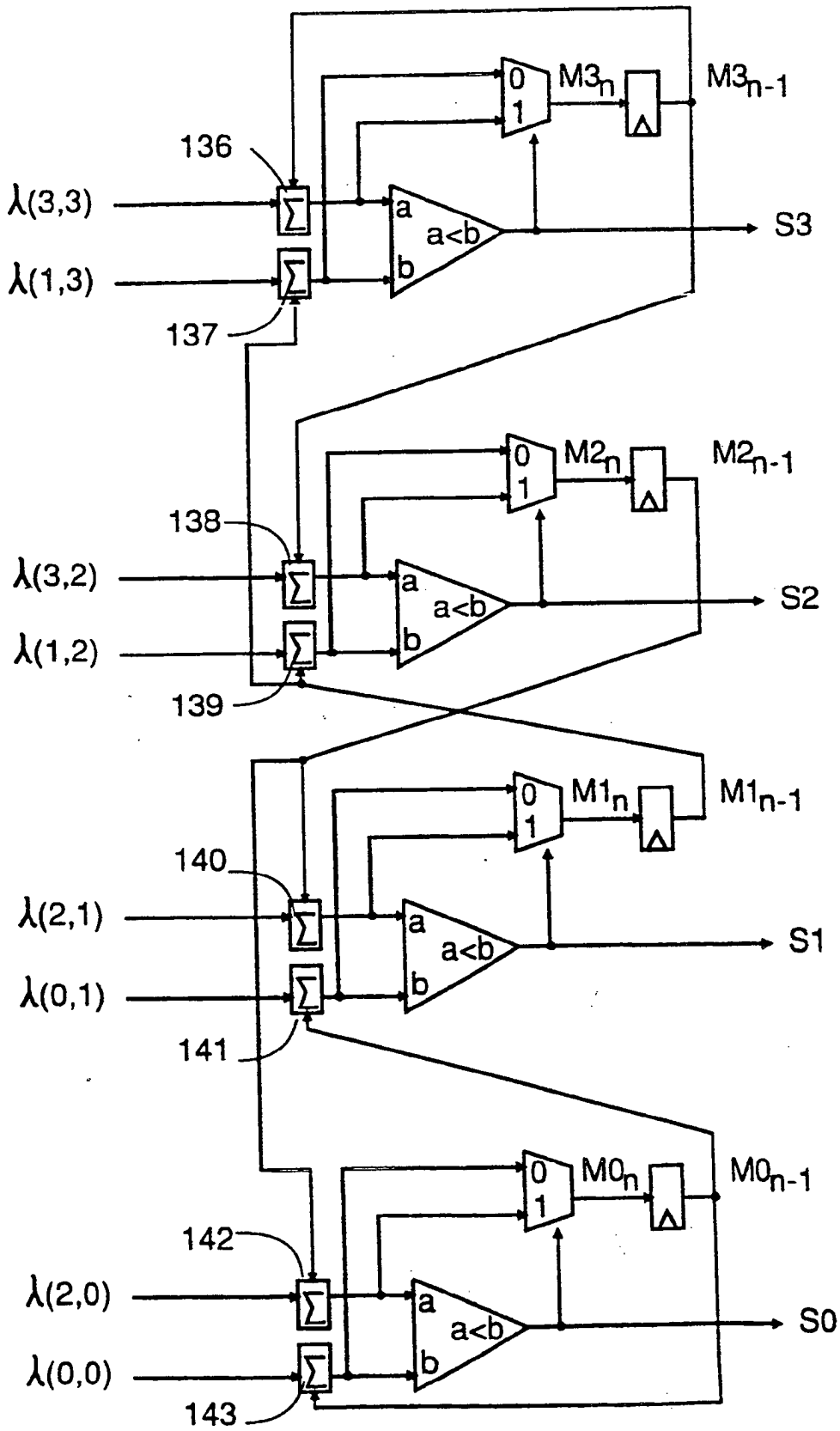
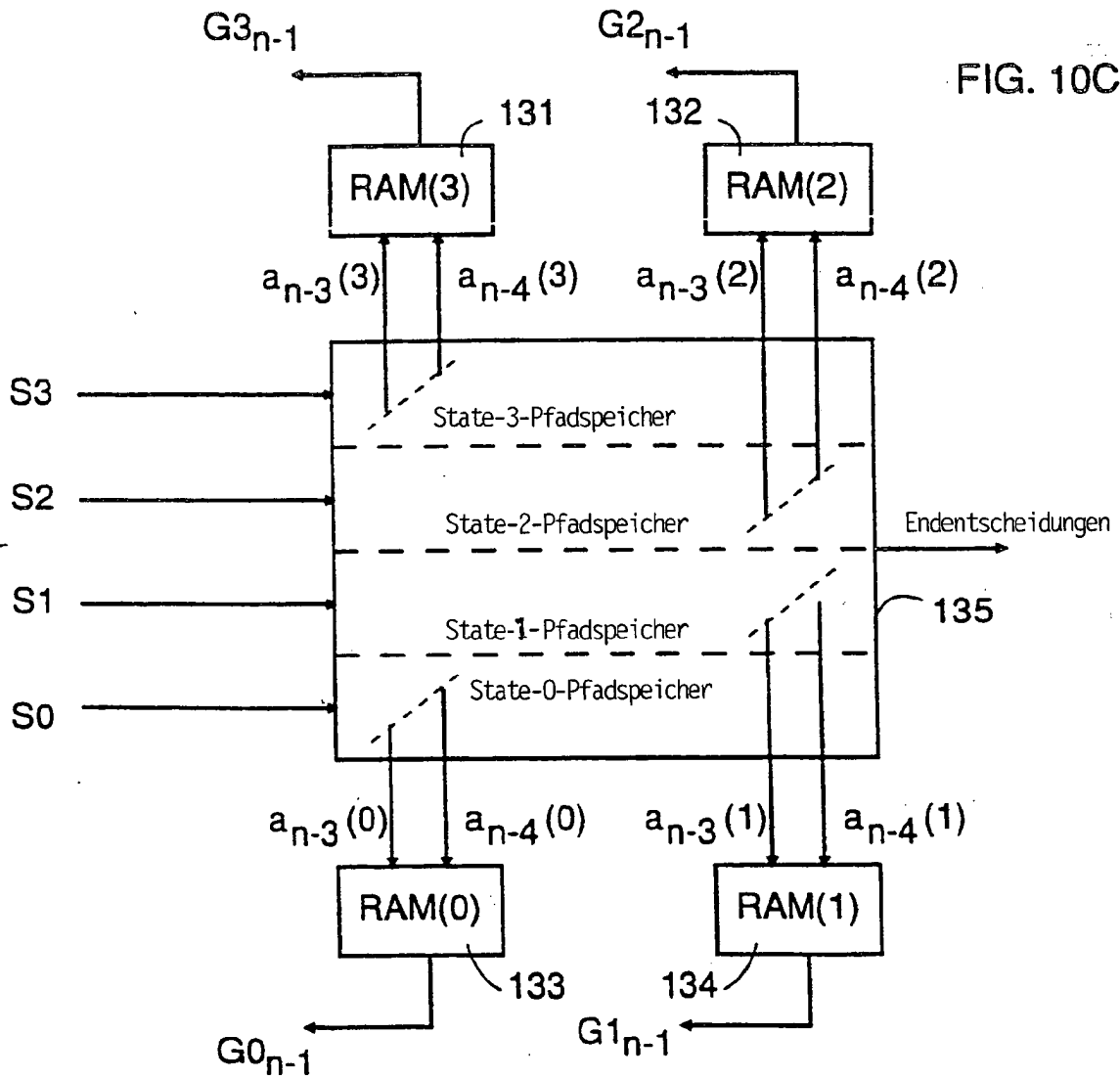


FIG. 10B



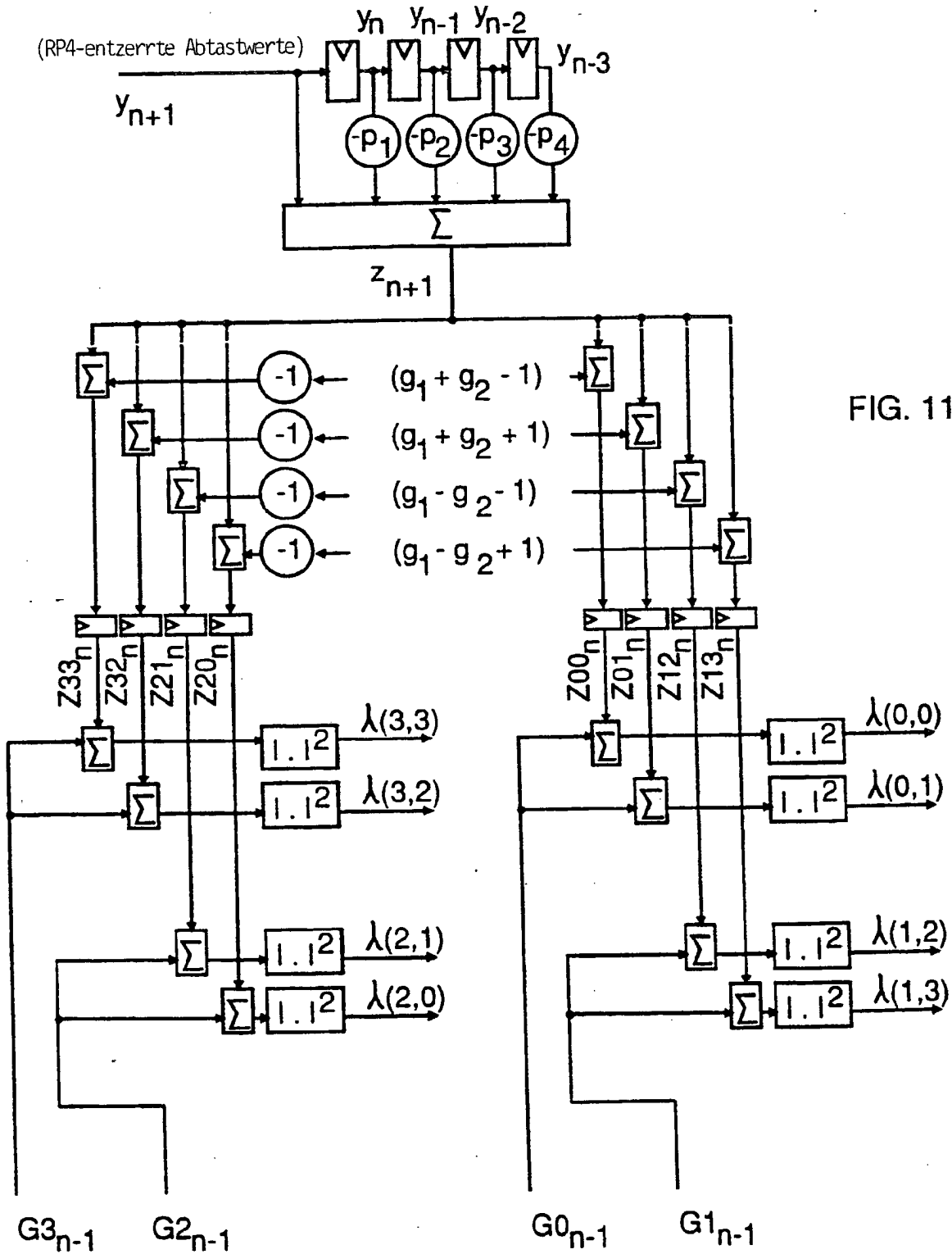


FIG. 11A

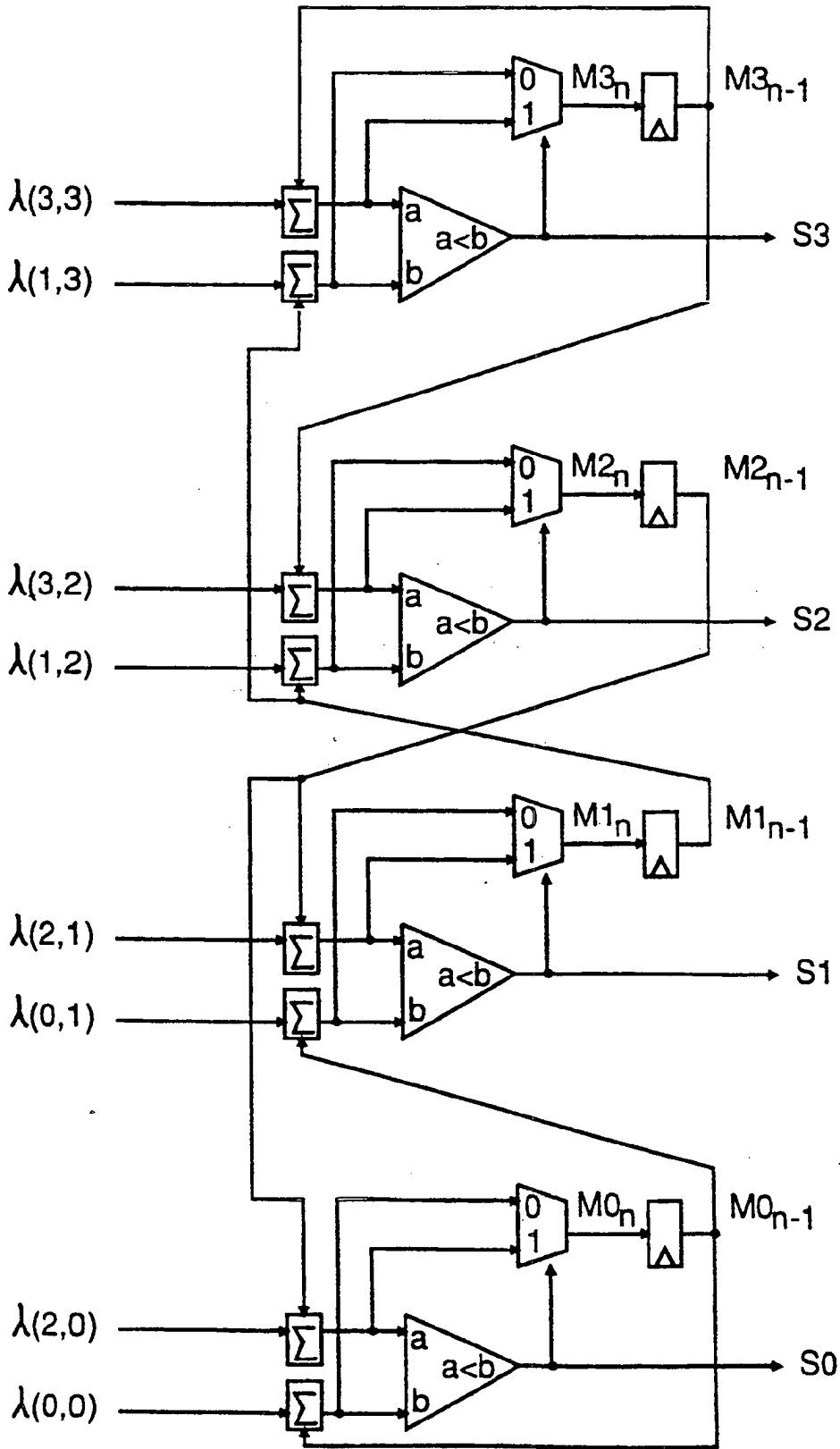
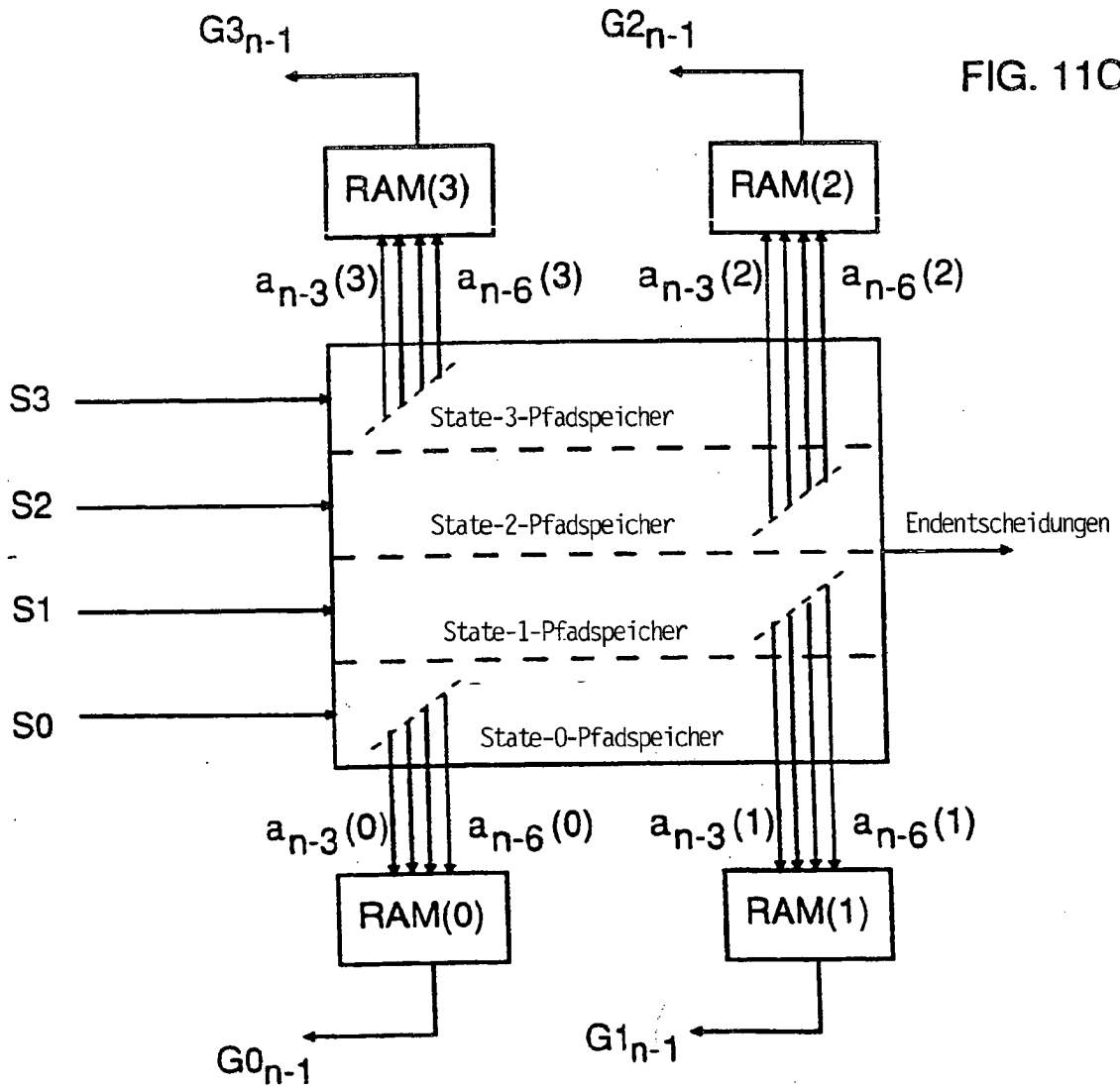


FIG. 11B



NPML : 8-State-Trellis (N=1, K=3)

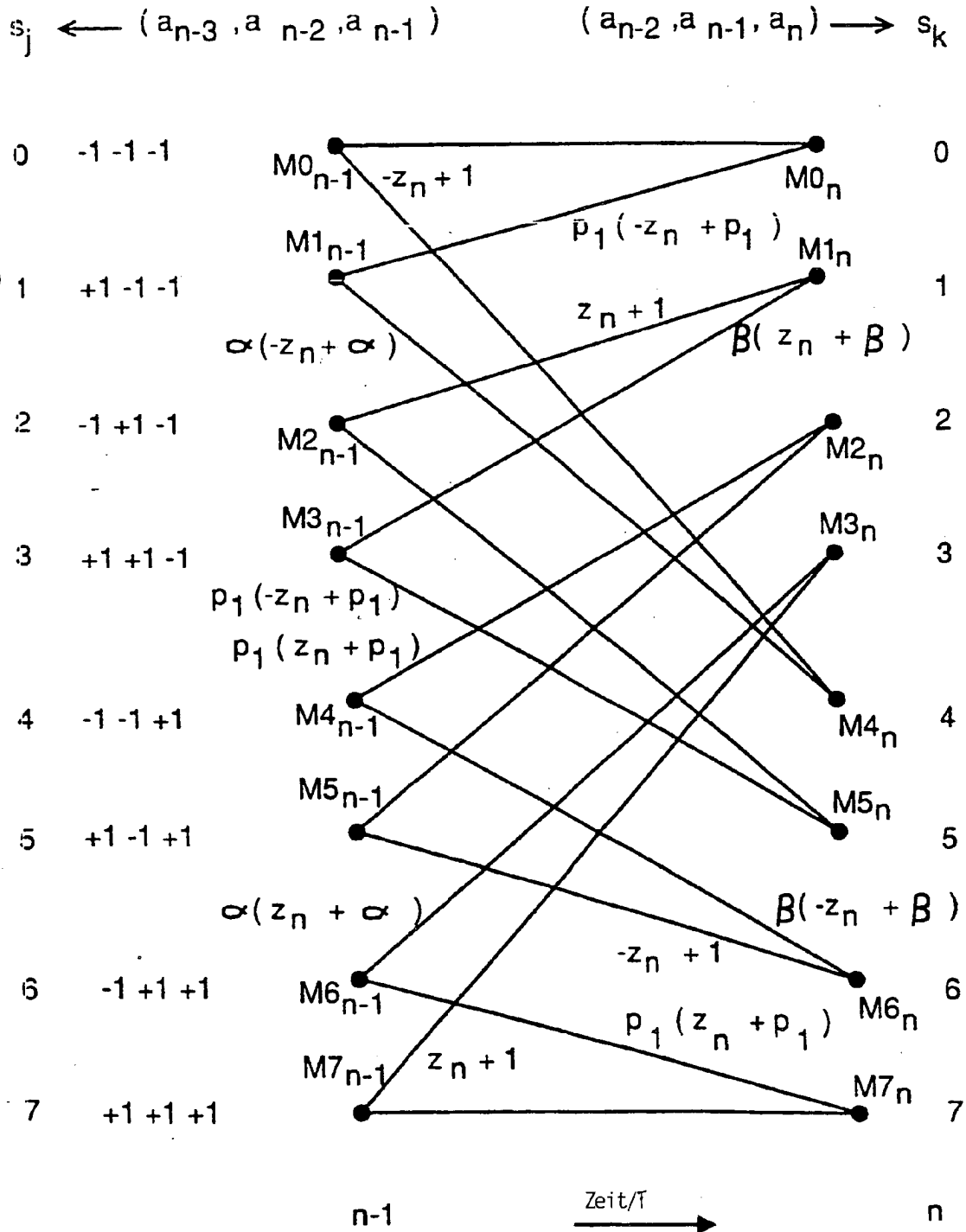


FIG. 12

NPML : Transformierte 8-State-Trellis (N=1, K=3)

$$s_j \leftarrow (a_{k-3}, a_{k-2}, a_{k-1})$$

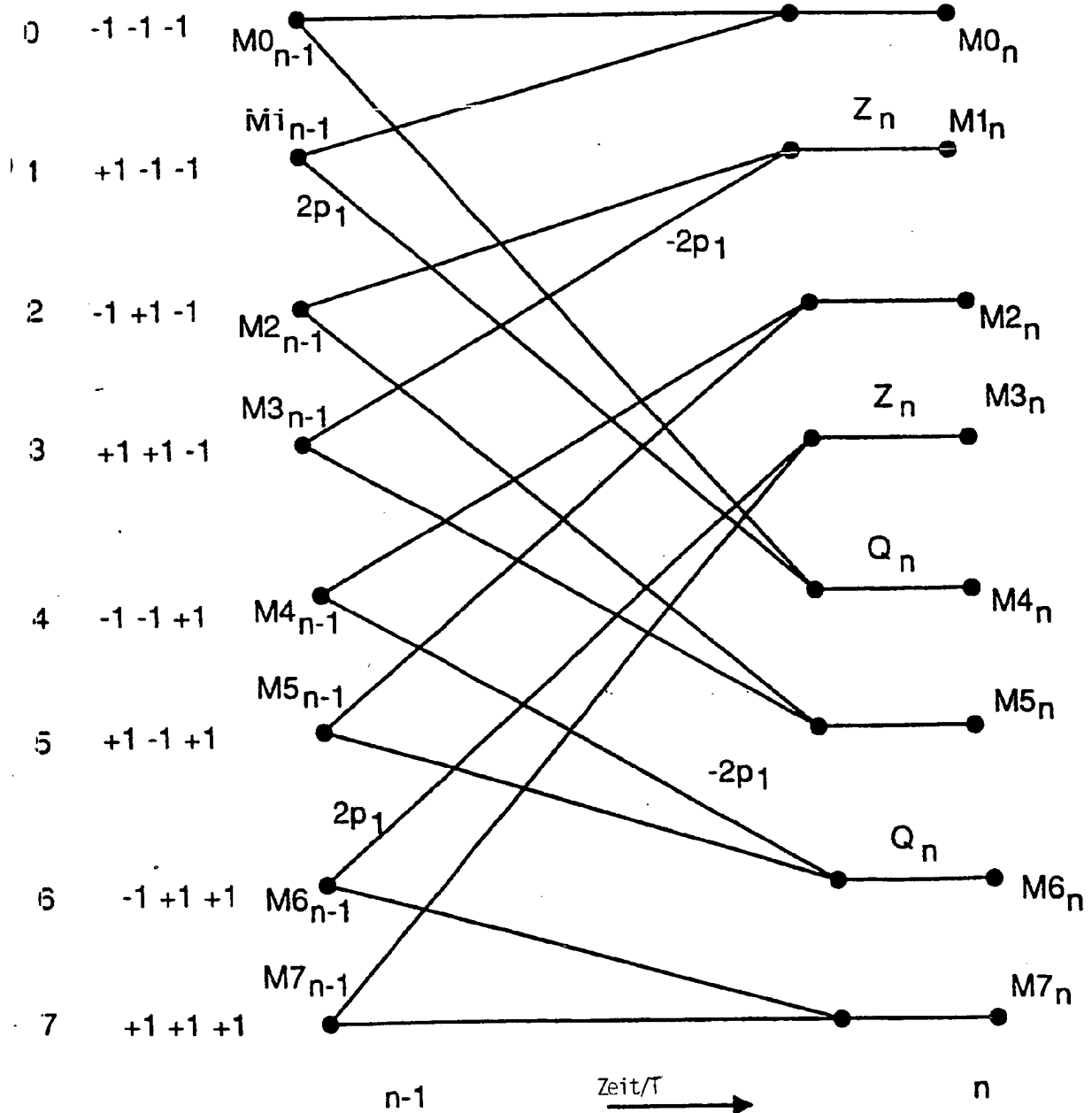


FIG. 13

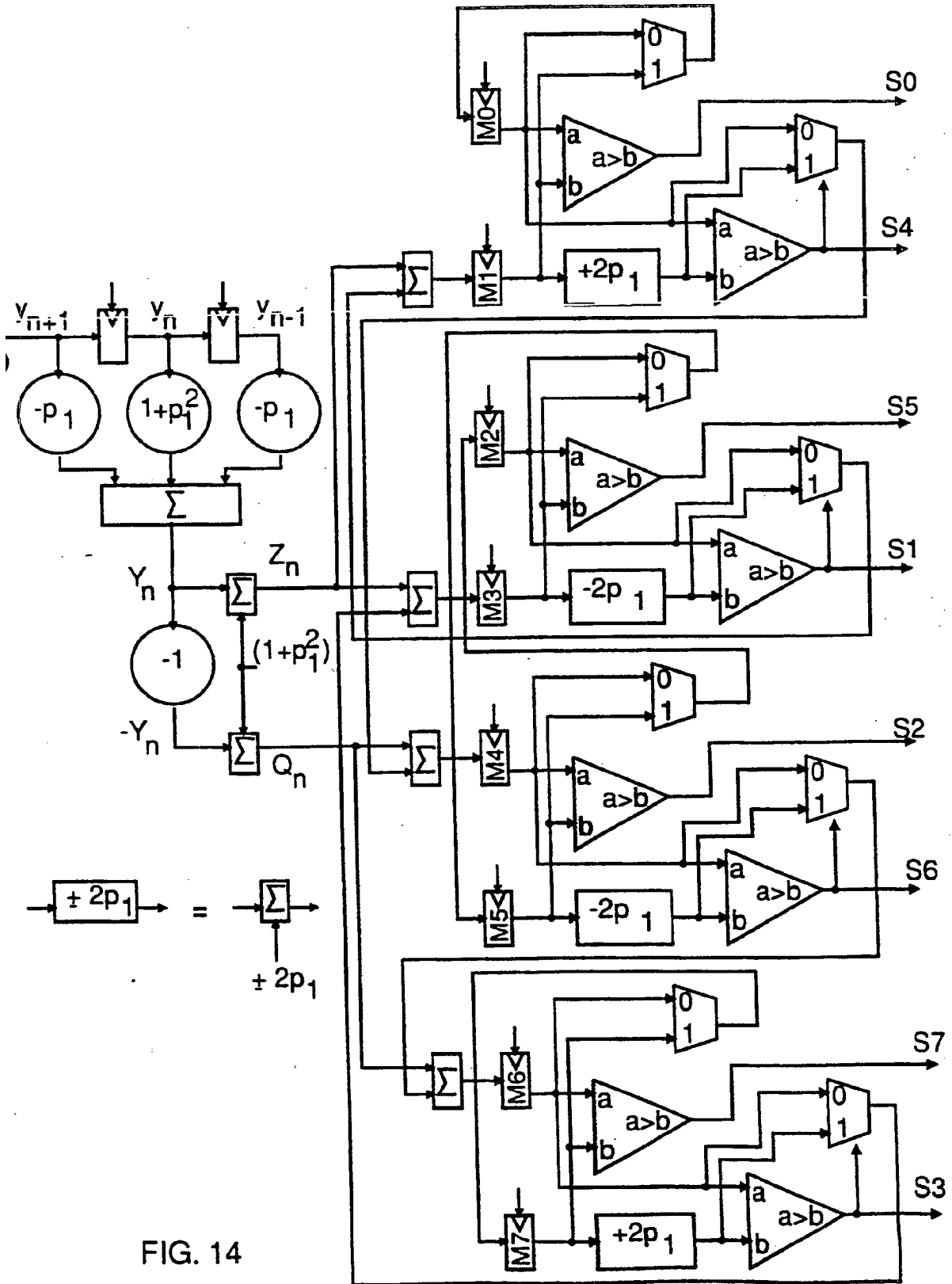


FIG. 14

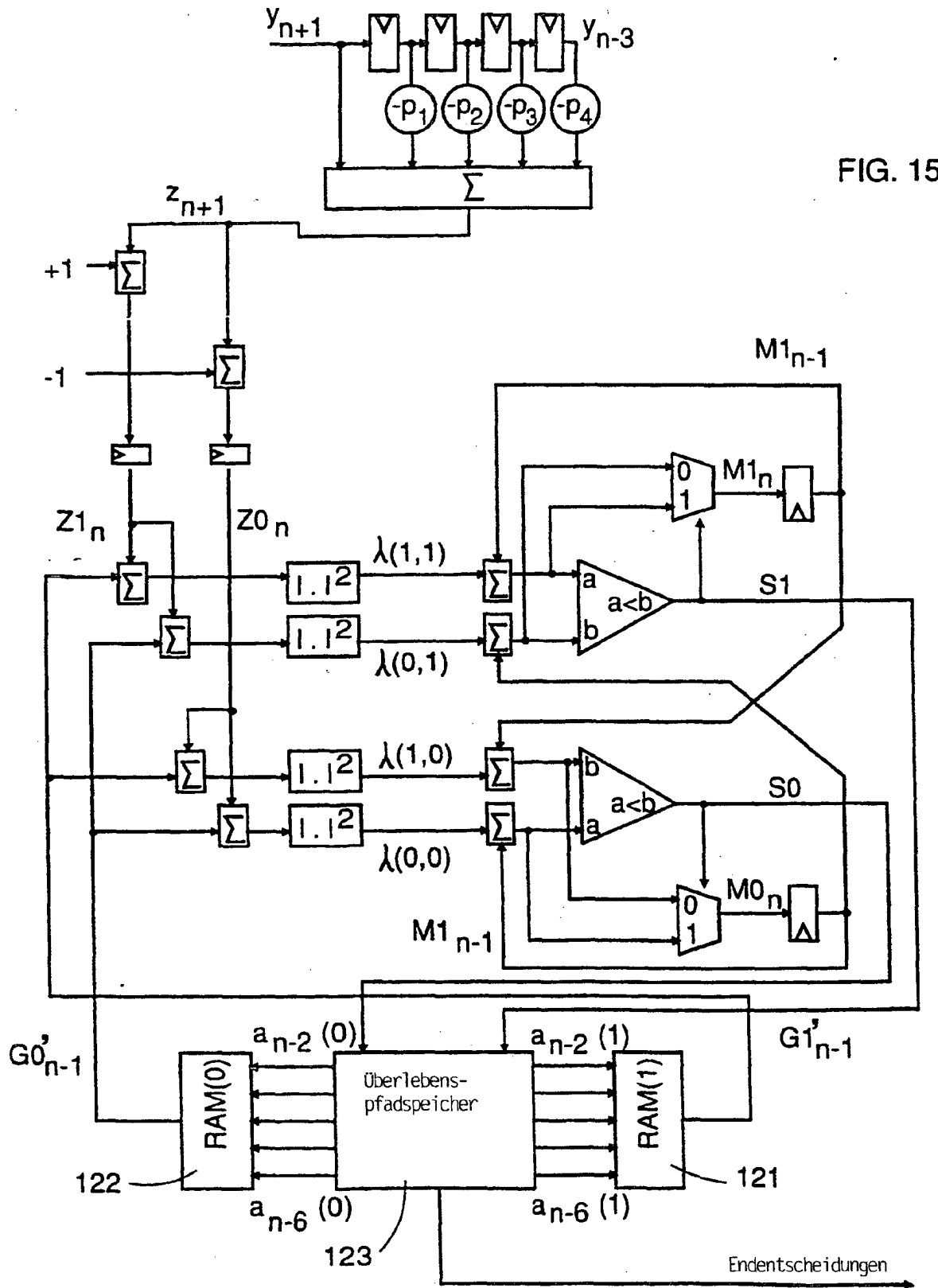
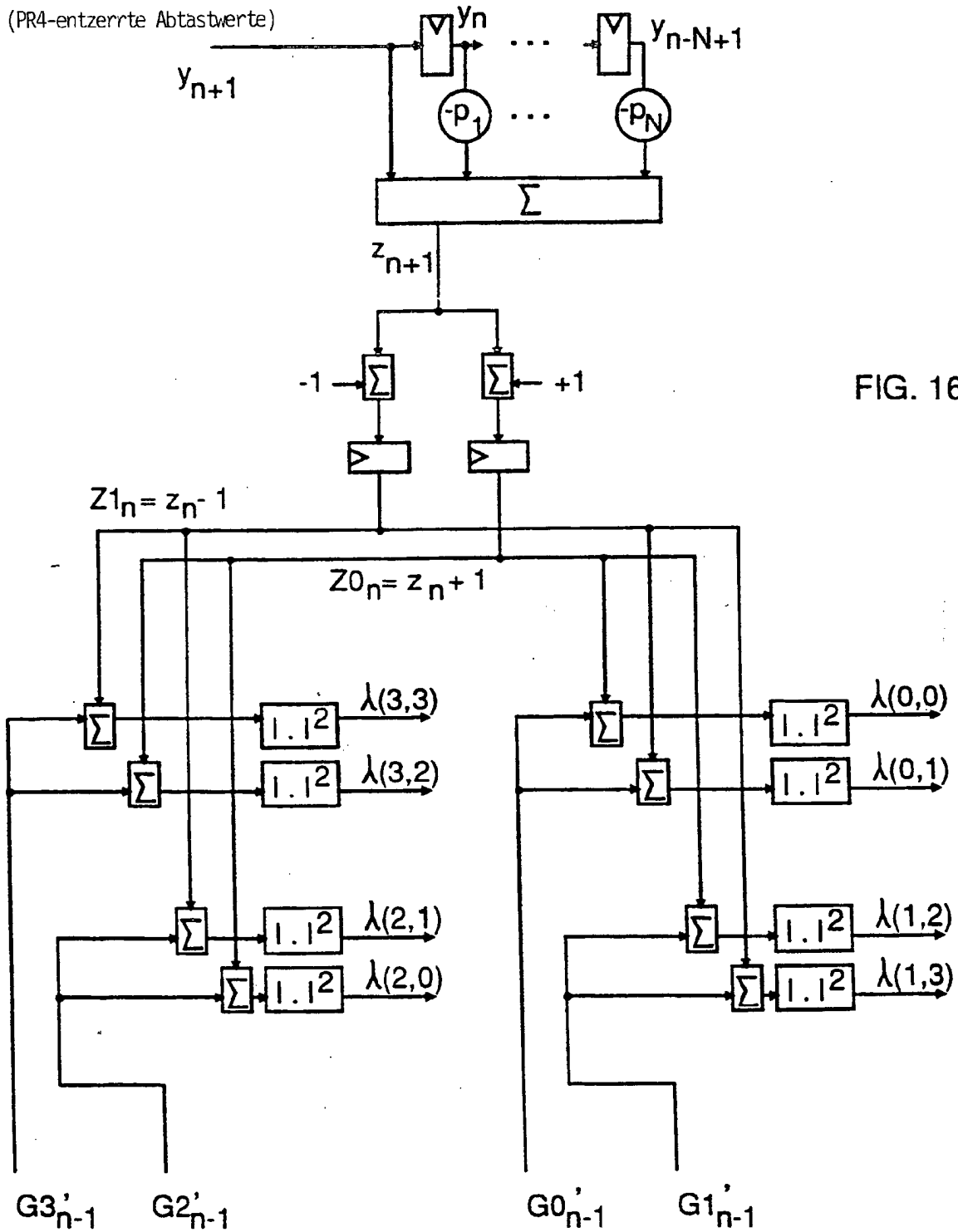


FIG. 15



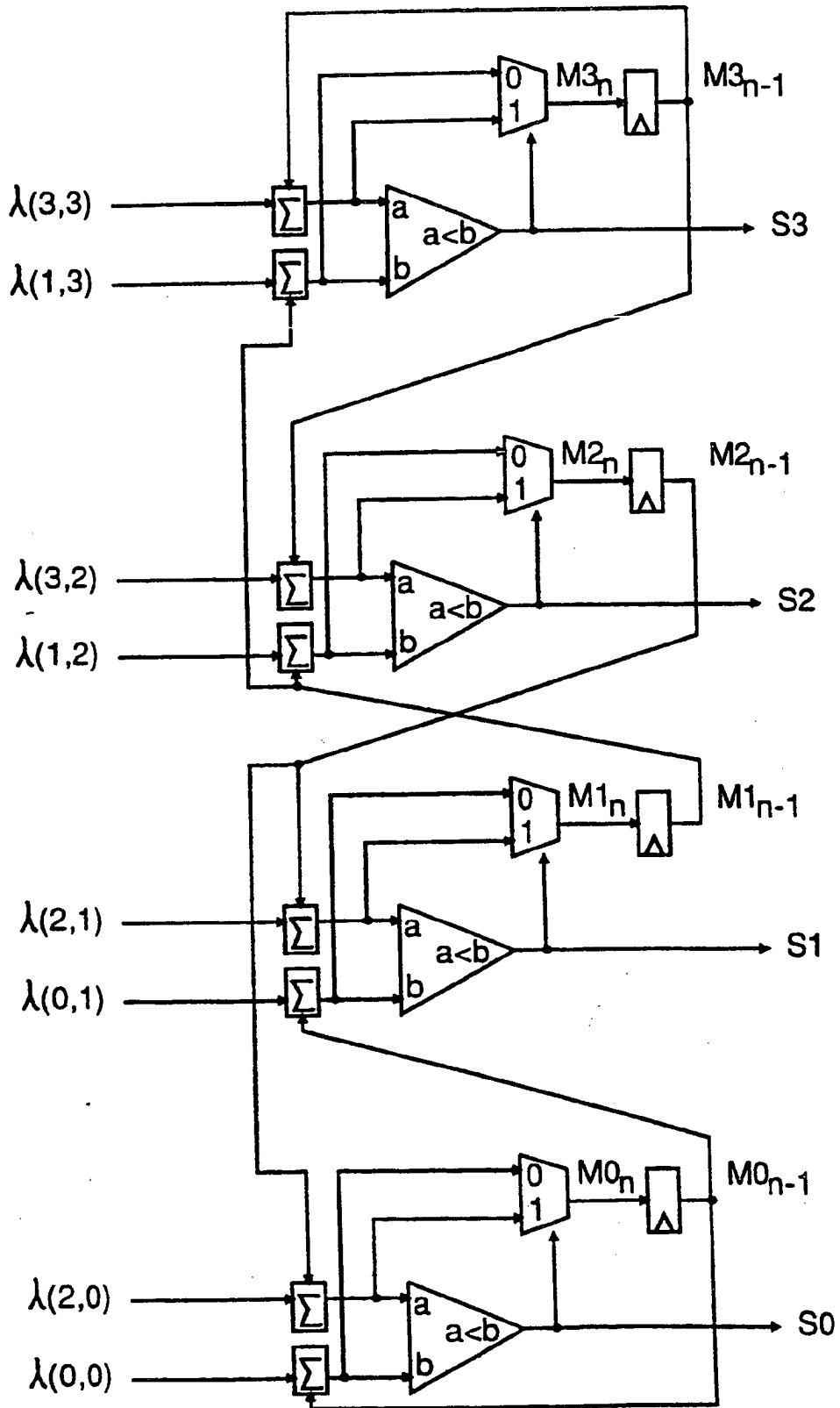
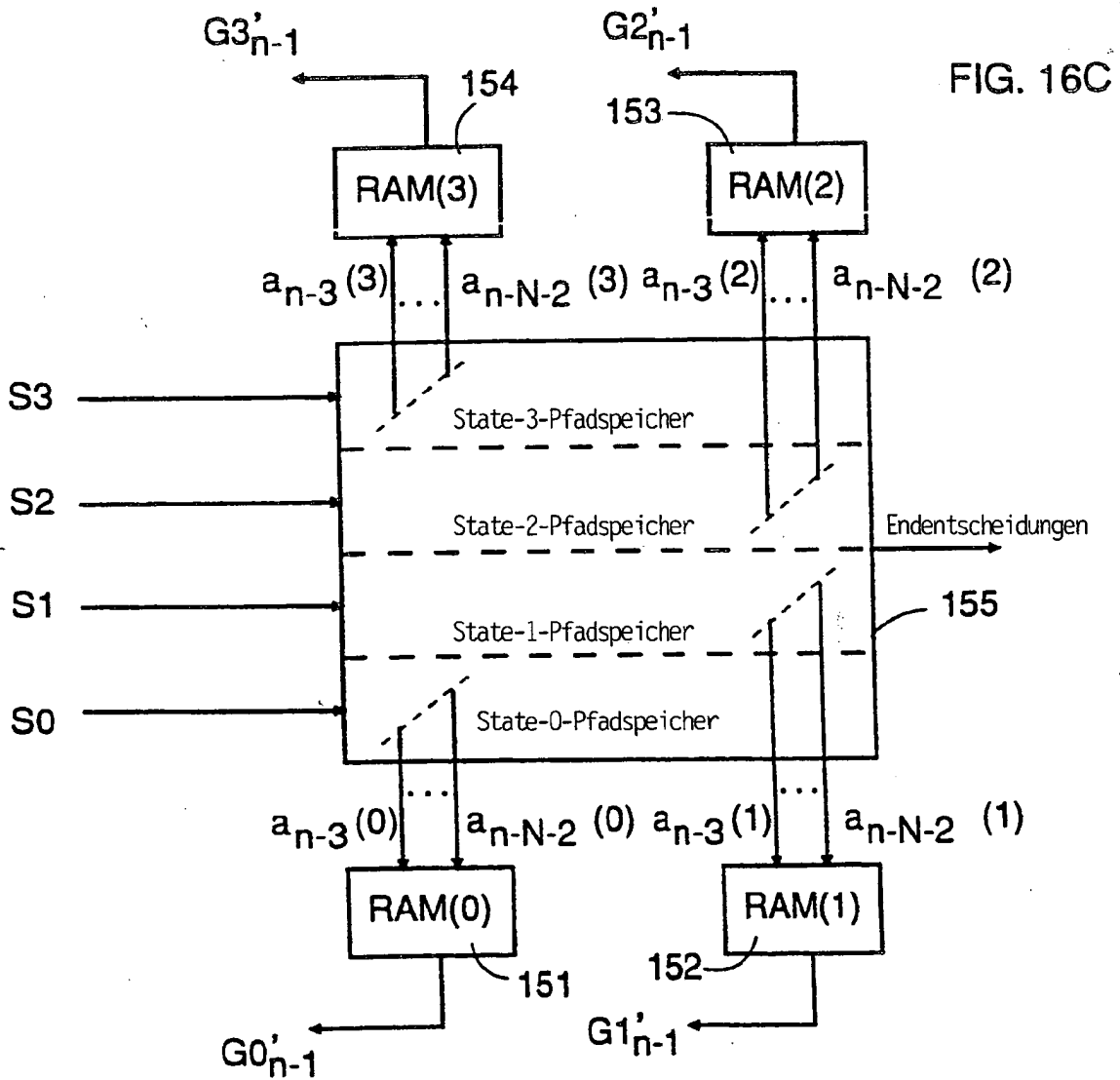
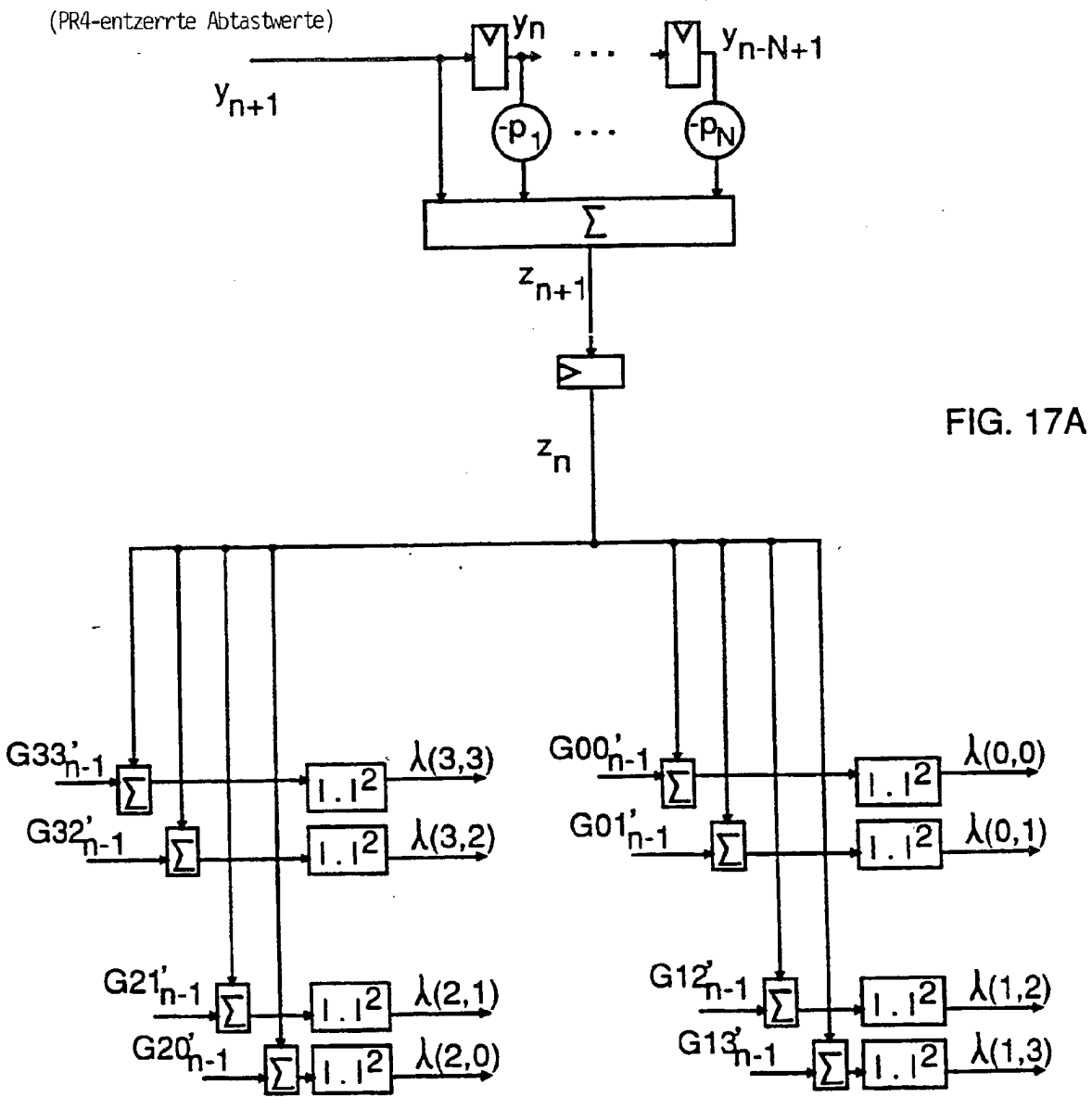


FIG. 16B





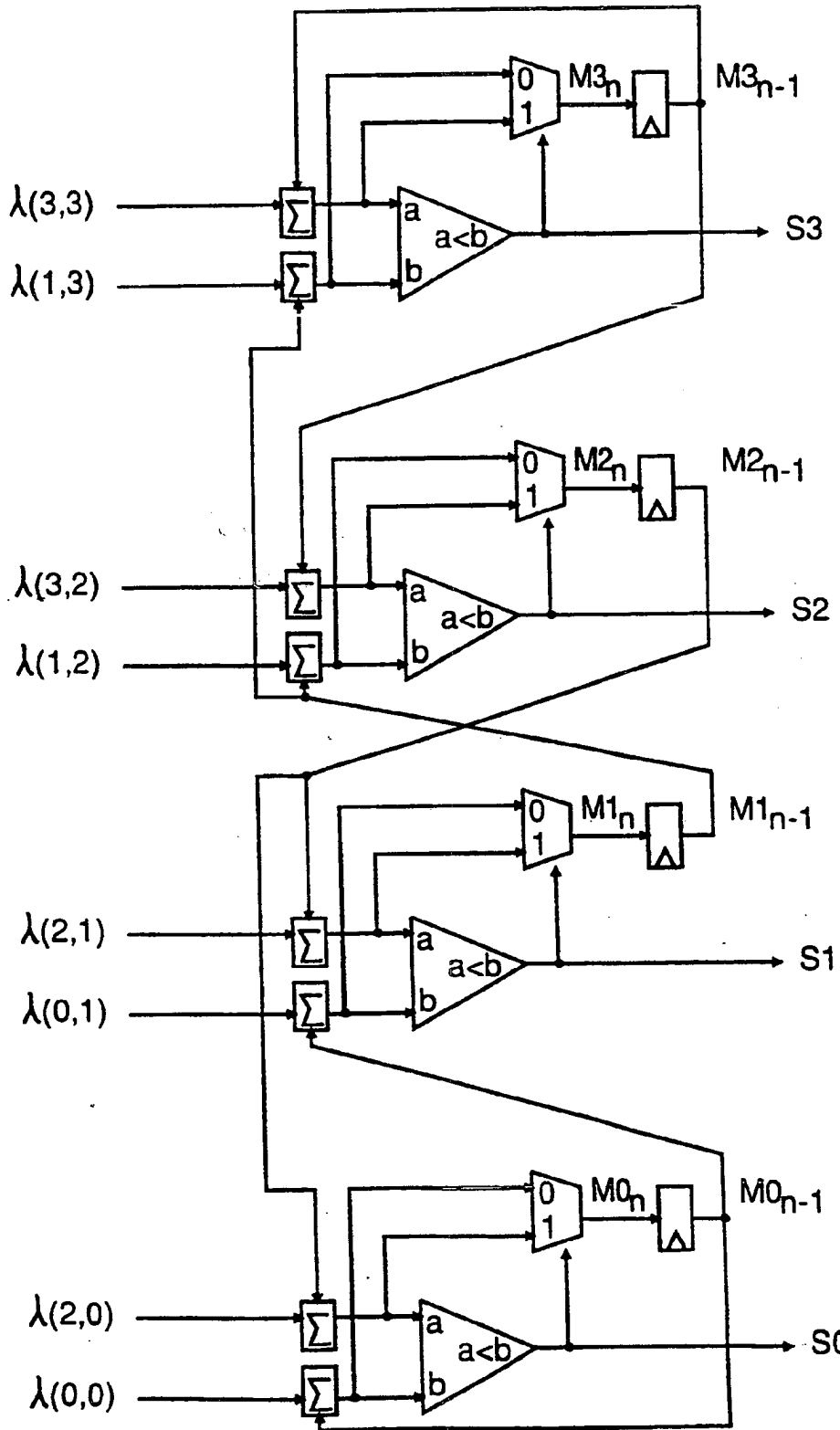


FIG. 17B

