



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 603 07 712 T2 2006.12.07

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 1 355 463 B1

(51) Int Cl.⁸: H04L 25/03 (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: 603 07 712.9

(96) Europäisches Aktenzeichen: 03 100 786.7

(96) Europäischer Anmeldetag: 26.03.2003

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: 22.10.2003

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: 23.08.2006

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 07.12.2006

(30) Unionspriorität:

124549 16.04.2002 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB, IT

(73) Patentinhaber:

Bose Corp., Framlingham, Mass., US

(72) Erfinder:

Barksdale, Tobe, Bolton, MA 01740, US

(74) Vertreter:

Samson & Partner, Patentanwälte, 80538 München

(54) Bezeichnung: Einstellung eines Transversalfilters

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 eingelebt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

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

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft im Allgemeinen die Wiederherstellung von Daten aus modulierten Signalen. Insbesondere betrifft die vorliegende Erfindung das Reduzieren der Effekte der Mehrwegestörung und Störung benachbarter Kanäle, und insbesondere linearer zeitinvariante (oder langsam zeitvariierende) Vorgänge, die an einem modulierten Signal beabsichtigt oder unbeabsichtigt angewandt werden können. Die Erfindung findet insbesondere Anwendung als adaptiver Übertragungskanalentzerrer, wo er zum Reduzieren von Anomalien im Empfangssignal arbeitet, die aus nicht-idealen Zuständen im Übertragungskanal herrühren. Die Erfindung umfasst einen Aufbau eines adaptiven Filters, der so eingerichtet ist, dass er als adaptiver Entzerrer arbeitet, der ein neues Adoptionsverfahren anwendet, wobei die Fehlerkostenfunktion, die zum Einstellen der Koeffizienten des adaptiven Filters verwendet werden, selbst eingestellt wird, basierend auf Eigenschaften des empfangenen Signals.

[0002] Die Erfindung findet Anwendung in irgendeinem System, bei dem es wünschenswert ist, Daten aus einem modulierten Signal wiederherzustellen, wobei das modulierte Signal die folgende Eigenschaften hat: 1) ein über die Bandbreite des modulierten Signals ungefähr glatte Frequenzspektrumsstärke, und 2) eine über die Zeit im wesentlichen konstante Signalstärke (konstanter oder nahezu konstanter Betrag). Die Erfindung findet insbesondere Anwendung bei Gebrauch in einem Funkempfänger, der eingerichtet ist, frequenzmodulierte (FM)-Signale zu empfangen und zu demodulieren, auch wenn sie auch in anderen Systemen mit alternativen Modulationsverfahren vorteilhaft ist (die Verwendung in einem adaptiven Kanalentzerrer in digitalen Kommunikationssystemen ist ein weiteres Beispiel).

[0003] Die Mehrwegestörung im Zeitbereich kann durch die Überlagerung einer Anfangsversion eines Signals von Interesse (SOI = signal of interest) mit mehreren verzögerten und gefilterten Versionen des gleichen Signals dargestellt werden. Die verzögerten und gefilterten Versionen des SOI resultieren aus Reflexionen und anderen Unregelmäßigkeiten. Im Frequenzbereich betrachtet, kann die Mehrwegestörung als Kammfilter moduliert werden, der irgendwo im Übertragungspfad einer SOI angeordnet ist.

[0004] [Fig. 1](#) ist ein Blockdiagramm eines Signalverarbeitungssystems aus dem Stand der Technik, das die Effekte der Mehrwegestörung auf einem Empfangssignal zu reduzieren versucht. Dieses System ordnet einen adaptiven Transversalfilter (oder FIR) im Empfangssignalpfad an, dessen Funktion darin liegt, durch Mehrwegestörung hervorgerufene lineare Fehler rückgängig zu machen.

[0005] Die nachstehenden Gleichungen 1 bis 4 stellen die mathematische Grundlage für einen adaptiven Übertragungskanalentzerrer aus dem Stand der Technik dar, basierend auf einem Constant Modulus Algorithmus (CMA). CMA bezieht sich auf die Art der Fehlerabschätzung, die zum Einstellen der Transversalfilterkoeffizienten verwendet wird. Diese Gleichungen beziehen sich im Speziellen auf eine Form des CMA, die als CMA 2-2 (nach Dominique Goddard) bezeichnet wird, die Diskussion kann jedoch auf andere im Stand der Technik bekannte CMA Formen verallgemeinert werden.

$$Y(k) = W^T(k)X(k) \quad \text{Gleichung 1}$$

$$W(k+1) = W(k) - \mu e_{cm}(k)X^*(k) \quad \text{Gleichung 2}$$

$$e_{cm}(k) = [y(k)]^2 - R_2 y(k) \quad \text{Gleichung 3}$$

$$R_2 = E\{|y(k)|^4\} / E\{|y(k)|^2\} \quad \text{Gleichung 4}$$

[0006] In den obigen Gleichungen 1 bis 4 ist $X(k)$ ein Vektor der Eingabehistorie zum Zeitpunkt k , $y(k)$ der skalare Ausgangswert vom adaptiven Filter, $W(k)$ ein Vektor der Filterkoeffizienten, $e_{cm}[k]$ die Constant Modulus Fehlerschätzung, die auf dem CMA 2-2 Algorithmus basiert, und R_2 eine Konstante, die vom angewandten Datenmodulationsverfahren abhängt und die Skalierung darstellt, die zum Anpassen der Ausgabe des adaptiven Filters an die Schwellwerte des Datendemodulators benötigt wird. Für die Constant Modulus Modulationsverfahren, wie die Frequenzmodulation (FM), reduziert sich dieser Ausdruck auf $R_2 = R_0^2$, wobei $R_0 = E\{|y(k)|\}$. μ ist ein Schrittgrößenparameter, der das Ausmaß einstellt, mit dem die Koeffizienten zu jedem Zeitschritt geändert werden. Jeder nächste Satz an Koeffizienten $W(k+1)$ wird basierend auf den vorhergehenden Koeffizientenwerten $W(k)$ und einer Abschätzung des Fehlergradienten des Filterausgabemodulus bzgl. der Stufengewichtungen (Koeffizienten) des Transversalfilters bestimmt.

[0007] Im System der [Fig. 1](#) aus dem Stand der Technik wird ein Eingangssignal von einem Vorrechnerblock

10 empfangen. Der Vorrechner dient als Schnittstelle zwischen der Außenwelt und dem System von Interesse. Ein typischer Vorrechner kann eine Signalaufbereitungsfunktion und einige Arten an Abstimmfunktionen beinhalten. Eine Signalaufbereitung wird gewöhnlich angewandt, um das eingehende Signal von der Außenwelt an das System von Interesse anzupassen, um den Dynamikbereich des Systems und das Signal-Rausch-Verhältnis zu verbessern (ein Beispiel ist die Verwendung einer AGC-Funktion im Funkfrequenz-Vorrechner eines Funkempfängers). Das Abstimmen umfasst gewöhnlich das Kombinieren einer frequenzselektiven Funktion mit einer frequenzverschiebenden Funktion, wobei die Verschiebefunktion verwendet wird, den Bereich der Frequenzen dorthin zu schieben, wo die Frequenzselektivität auftritt.

[0008] Die Ausgabe des Vorrechners **10** wird in einen Leistungsnormalisierungsblock **20** eingegeben. In einigen Systemen kann die Leistungsnormalisierung direkt vom Vorrechner **10** durchgeführt werden (im AGC, falls vorhanden). In solchen Systemen wird keine getrennte Leistungsnormalisierungsstufe benötigt. Oftmals ist es jedoch der Fall, dass die Ausgabe des Vorrechners **10** weiterhin eine durchschnittliche Signalleistung hat, die mit der Zeit erheblich variiert. In diesen Fällen wird eine separate Leistungsnormalisierungsfunktion angewandt.

[0009] [Fig. 1](#) zeigt eine Leistungsnormalisierung **20**, die vor dem ADC **30** angeordnet ist. Die Leistungsnormalisierung **20** kann durch einen analogen AGC durchgeführt werden. Im System **100** der [Fig. 1](#) wird das leistungsnormalisierte Signal (die Ausgabe des Leistungsnormalisierungsblocks **20**) dann vom ADC **30** digitalisiert und dem Eingang des adaptiven Transversalfilters **40** zugeführt. Die Gleichung 1 definiert die Signalverarbeitung des Transversalfilters **40** unter Vorgabe der Eingabedaten und Koeffizientenvektoren. Der Ausgang des adaptiven Transversalfilters **40** trennt sich in zwei Wege auf, einen Signalweg und einen Steuerweg. Die Signalwegausgabe wird von einem Demodulationsblock derart demoduliert, dass sie das Inverse des für die ursprüngliche Modulation angewendeten Verfahrens darstellt. Nach der Demodulation kann das demodulierte Signal auch dekodiert werden, falls das ursprüngliche modulierte Signal auf irgendeine Weise kodiert war. Die Ausgabe des Demodulators **70** ist das wiedergewonnene Datensignal von Interesse.

[0010] Die Steuerwegausgabe wird zurück in einen Constant Modulus (CM) Fehlerschätzblock **60** eingegeben. Der CM Fehlerschätzblock **60** bestimmt eine Fehlerkostenfunktion gemäß Gleichung 3, die quasi die Differenz zwischen dem Modulus des Ausgangs des adaptiven Filters **40** und einem konstanten Wert R_2 ist (wie in Gleichung 4 definiert). Das Ergebnis dieser Bestimmung ist das Fehlerschätzsignal $e_{cm}(k)$. Das Fehlerschätzsignal $e_{cm}(k)$ (die Ausgabe des CM Fehlerschätzblocks **60**) wird in einen Koeffizientenbestimmungsblock **50** eingegeben. Der Koeffizientenbestimmungsblock **50** bestimmt Koeffizientensignalanpassungen gemäß Gleichung 2. Die Koeffizientensignalwerte werden basierend auf dem Fehlerschätzsignal $e_{cm}(k)$, den aktuellen Koeffizientensignalwerten $W(k)$, der Adaptionsschrittgröße μ und dem konjugierten Eingangsdatensignal $X^*(k)$ angepasst. Wenn das Ganze wie beabsichtigt funktioniert, ändern sich die zu aufeinanderfolgenden Zeitschritten bestimmten Koeffizientenwertsignale in eine Richtung, die zur Minimierung der Fehlerkostenfunktion führt.

[0011] Das System **100** der [Fig. 1](#) aus dem Stand der Technik nimmt an, dass die übertragene SOI als Eigenschaft einen konstanten Modulus hat. Wenn ein solches Signal einer Mehrwegestörung ausgesetzt ist (beispielsweise während der Übertragung), wird das empfangene Signal nicht länger eine Constant Modulus Eigenschaft haben (das durch die Mehrfachreflexion verursachte Kammfilterverhalten zerstört das Constant Modulus Verhalten). Der CM Fehlerschätzblock **60** des Systems **100** aus dem Stand der Technik bestimmt in Verbindung mit dem Koeffizientenbestimmungsblock **50** Koeffizientensignale für den Transversalfilter **40**, die versuchen, die Ausgabe des Transversalfilters **40** zu einer Constant Modulus Eigenschaft zu bringen. Algorithmen, die dieses Verhalten erzeugen, werden als CMA (constant modulus algorithms) bezeichnet.

[0012] Für weitere Hintergrundinformationen wird sich auf das folgende bezogen:

Nummer	Titel	Erfinder	Datum
US 5907303	CMA-Based Antenna System	Yukitomo, et al.	5/25/99
US 5809074	Technique for Improving the Blind Convergence of an Adaptive Equalizer Using a Transition Algorithm	Werner, et al.	9/15/98
US 5940440	Generalized Multimodulus Technique for Blind Equalization	Werner, et al.	8/17/99
US 5697084	Reducing Multipath Fading Using Adaptive Filtering	Tingley	12/9/97
US 4309770	Method and Device for Training an Adaptive Equalizer by Means of an Unknown Data Signal in a Transmission System Using Double Sideband-Quadrature Carrier Modulation	Godard	1/5/82
US 5506871	Adaptive Equalizing System for Digital Communications	Hwang et al.	4/9/96
EP 0 854589 A2	Adaptive Antenna Diversity Re- ceiver	Akaiwa, et al	7/22/98

ANDERE PUBLIKATIONEN

Douglas S C et al "Quasi-Newton filtered-error and filteredregressor algorithms for adaptive equalization and deconvolution".

J.R. Treichler und B.G. Agee, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals," IEEE Trans. On ASSP, Bd. 31, Nr. 2, S. 459-472, April 1983.

Richard P. Gooch und Brian Daellenbach, "Prevention of Interference Capture in a Blind (CMA-Based) Adaptive Receive Filter," Konferenzaufzeichnung der 23. Asilomar Konferenz über Signals, Systems and Computers, Maple Press, S. 898-902, Nov. 1989.

Y.S. Choi, H. Hwang und D.I. Song, "Adaptive Blind Equalization Coupled with Carrier Recovery for HDTV Modem," IEEE Transactions on Consumer Electronics, Bd. 39, Nr. 3, S. 386-391, Aug. 1993.

Widrow, B. und Stearns, S. (1985). Adaptive Signal Processing. Prentice-Hall.

[0013] Es ist ein wichtiges Ziel der Erfindung, verbesserte Verfahren und Mittel für eine adaptive Transversalfilterung bereitzustellen.

[0014] Die vorliegende Erfindung analysiert das empfangene Signal, um zu bestimmen, ob ein überlappendes, benachbartes Störsignal vorliegt. Falls ein Störsignal erfaßt wird, wird die Initialisierung des adaptiven Filters auf eine Weise geändert, die die Konvergenzeigenschaft des Filters in Richtung der Lösung, die das gewünschte Signal auswählt und das Störsignal verwirft, erheblich verbessert. Der Prozeß, der die Initialisierung ändert, wird als Modusänderung des adaptiven Filters bezeichnet. Die vorliegende Erfindung betrifft einen modusgesteuerten blinden adaptiven Transversalfilter. Die Erfindung verbessert im Wesentlichen die Eigenschaften eines adaptiven Transversalfilters, gegen eine gewünschte Lösung zu konvergieren, wenn er unter nicht-idealen Bedingungen betrieben wird (d.h. Bedingungen, die zu einem Lösungsraum mit mehr als einem Minimum führen).

[0015] Gemäß der vorliegenden Erfindung ist eine Demodulationsvorrichtung geschaffen mit einem Transversalfilter mit Koeffizienten, der einen Signaleingang zum Empfang eines eine Modulation tragenden Signals, einen Koeffizienteneingang zum Empfangen von Koeffizientensignalen und einen Ausgang auf-

weist,

einem Koeffizientenbestimmen, der einen mit dem Signaleingang des Transversalfilters gekoppelten Eingang und einen mit dem Koeffizienteneingang des Transversalfilters gekoppelten Ausgang, der so eingerichtet und angeordnet ist, dass er die Koeffizienten darstellende Koeffizientensignale liefert, und einen ein Constant Modulus Fehlerschätzsignal empfangenden Constant Modulus Fehlereingang und einen ein Wechselmodusfehlerschätzsignal empfangenden Wechselmodusfehlereingang aufweist,

einem Constant Modulus Fehlerschätzer, der einen mit dem Ausgang des Transversalfilters gekoppelten Eingang und einen mit dem Constant Modulus Fehlereingang gekoppelten Ausgang aufweist, und gekennzeichnet ist durch

einen Wechselmodusfehlerschätzer, der einen mit dem Ausgang des Transversalfilters gekoppelten Eingang, einen Steuereingang und einen mit dem Wechselmodusfehlereingang gekoppelten Ausgang aufweist, einen Spektralmittenfrequenzdetektor, der einen mit dem Ausgang des Transversalfilters gekoppelten Eingang und einen Ausgang aufweist, und

eine Wechselmodussteuerung, die einen mit dem Ausgang des Spektralmittenfrequenzdetektor gekoppelten Eingang und einen mit dem Steuereingang des Wechselmodusfehlerschäters gekoppelten Ausgang aufweist.

[0016] Weitere Merkmale, Ziele und Vorteile werden aus der nachfolgenden Beschreibung in Verbindung mit der beigefügten Zeichnung deutlich, in der:

[0017] [Fig. 1](#) ein Blockdiagramm eines Systems aus dem Stand der Technik ist, das einen Constant Modulus Algorithmus zum Einstellen der Koeffizienten eines Transversalfilters verwendet, der im Pfad des Signals von Interesse angeordnet ist;

[0018] [Fig. 2a](#) ein Blockdiagramm des modusgesteuerten adaptiven blinden Filters der vorliegenden Erfindung ist, mit einer Leistungsnormalisierung vor der Analog-Digital-Wandlung;

[0019] [Fig. 2b](#) ein Blockdiagramm einer alternativen Ausführungsform des modusgesteuerten adaptiven blinden Filters der aktuellen Erfindung ist, bei der eine Leistungsnormalisierung vor der Analog-Digital-Wandlung auftritt;

[0020] [Fig. 3a](#) ein Blockdiagramm eines vereinfachten Spektralmittenfrequenzdetektors ist;

[0021] [Fig. 3b](#) ein Blockdiagramm eines idealisierten FM-Detektors aus dem Stand der Technik ist;

[0022] [Fig. 4a](#) eine Blockdiagrammdarstellung der Betriebsweise einer Wechselmodussteuerung zum Bestimmen des Wechselmodussteuerungssignals $\alpha(k)$ ist;

[0023] [Fig. 4b](#) eine Kurve der Modussteuerungsvariable $\alpha_{(k)}$ bzgl. der Spektralmittenfrequenz (FM) des Ausgangs des adaptiven Transversalfilters ist;

[0024] [Fig. 5](#) ein Blockdiagramm eines FM-Stereoempfängers aus dem Stand der Technik ist, der einen Constant Modulus Algorithmus zum Einstellen von Koeffizienten eines im Pfad des SOI angeordneten Transversalfilters verwendet;

[0025] [Fig. 6a](#) ein Blockdiagramm eines Ausführungsbeispiel des modusgesteuerten adaptiven blinden Filters der vorliegenden Erfindung in einem FM-Stereoempfänger ist, bei dem die Leistungsnormalisierung-AGC in analoger Form implementiert und vor der Analog-Digital-Wandlung angeordnet ist; und

[0026] [Fig. 6b](#) ein Blockdiagramm eines alternativen Ausführungsbeispiel des modusgesteuerten adaptiven blinden Filters der vorliegenden Erfindung in einem FM-Stereoempfänger ist, bei dem die Leistungsnormalisierung-AGC in digitaler Form implementiert und nach der Analog-Digital-Wandlung angeordnet ist.

[0027] Gleichungen 1, 3 und 4 in Kombination mit Gleichungen 5-7 stellen die mathematische Grundlage für den modusgesteuerten adaptiven blinden Transversalfilter der vorliegenden Erfindung dar. [Fig. 2a](#) ist ein Blockdiagramm eines Ausführungsbeispiels der Erfindung. [Fig. 2b](#) ist ein Blockdiagramm eines alternativen Ausführungsbeispiels der Erfindung.

[0028] Die den Transversalfilter charakterisierenden Koeffizienten sind in einem Vektor W gespeichert. Für einen durch N Koeffizienten charakterisierten Filter hat der Vektor W N Elemente. Die Anpassungen von L willkürlichen Koeffizientenvektorelementen, wobei $N > L \geq 1$ ist, wird gemäß Gleichungen 2-4 bestimmt (d.h. ein

oder mehrere Koeffizienten werden gemäß der Constant Modulus Fehlerschätzung e_{cm} angepasst). Die übrigen N-L Koeffizientenelemente werden gemäß der nachstehenden Gleichungen 6 und 7 angepasst. Der Index g bezieht sich auf die gemäß Gleichungen 2-4 angepassten L-Koeffizienten, und der Index h bezieht sich auf die anderen mit der Wechselmodusfehlerschätzung e_{vm} gemäß Gleichung 7 angepassten N-L Koeffizienten. Die L Koeffizienten müssen nicht durchgehend indizierte Elemente im Koeffizientenvektor W sein. Die gewählten L Elemente können irgendeine willkürliche Untermenge der N Koeffizientenelemente sein.

$$w_g(k+1) = w_g(k) - \mu e_{cm}(k) X_g^*(k) \quad \text{Gleichung 5}$$

, wobei w, μ , $e_{cm}(k)$ und $x(k)$ wie zuvor definiert.

$$w_h(k+1) = w_h(k) - \mu e_{vm}(k) X_h^*(k) \quad \text{Gleichung 6}$$

$$e_{vm}(k) = [|y(k)|^2 - (1 - \alpha(k))R] y(k) \quad \text{Gleichung 7}$$

, wobei das $e_{vm}(k)$ -Signal als Wechselmodusfehlerschätzsignal bezeichnet wird, das $\alpha(k)$ -Signal als Moduswechselsignal bezeichnet wird, und R ein willkürlicher konstanter Wert ist. Die Erfindung ist nicht auf die Wahl von R beschränkt. In einem Ausführungsbeispiel wird R auf den Wert R_2 gesetzt, der in Gleichung 4 definiert ist. Bei dem Ausführungsbeispiel, bei dem die Erfindung in einem FM-Empfänger verwendet wird, ist $E[y(k)] = R_0$, so dass der Wert von $R_2 = R_0$ wird. Es sei bemerkt, dass R_0 konstant ist für FM.

[0029] Ferner wird in einem Ausführungsbeispiel der erste Koeffizient wo gemäß einem Constant Modulus Algorithmus entsprechend Gleichungen 2-4 eingestellt, und alle anderen Koeffizientensignale werden unter Verwendung der Wechselmodusfehlerkriterien gemäß Gleichungen 6-7 eingestellt.

[0030] Im System der [Fig. 2a](#) wird ein Eingangssignal zuerst vom Vorrechner **210** empfangen, der ähnlich wie der Vorrechner **10** des Systems **100** der [Fig. 1](#) aus dem Stand der Technik arbeitet. Die Ausgabe des Vorrechners **210** gelangt dann durch den Leistungsnormalisierungsblock **220**. Da diese Funktion vor dem ADC **230** angeordnet ist, wird sie typisch in analoger Form implementiert. Ein AGC-Schaltkreis kann zum Durchführen einer Leistungsnormalisierungsfunktion verwendet werden. AGC-Schaltungen sind im Stand der Technik bekannt und werden nicht detaillierter beschrieben.

[0031] [Fig. 2b](#) ordnet die Leistungsnormalisierung **320** nach dem ADC **330** an. Wiederum kann eine AGC-Schaltung zum Bereitstellen der Leistungsnormalisierungsfunktion verwendet werden. In diesem Fall arbeitet die AGC-Funktion typisch in digitaler Form. Techniken zum Durchführen einer digitalen AGC-Funktion sind wohl bekannt und werden hier nicht weiter im Detail beschrieben.

[0032] Die Leistungsnormalisierungsfunktionen der oben beschriebenen Blöcke **220** und **320** treten vorzugsweise als Funktion der Zeit mit einer Rate auf, die ausreichend geringer als die Rate ist, mit der die Koeffizienten des adaptiven Filters angepasst werden, so dass der adaptive Filter gegen einer Lösung konvergiert.

[0033] Andere Ausführungsbeispiele können die Leistungsnormalisierung mit dem Algorithmus durchführen, der die Filterkoeffizienten einstellt. Ein Beispiel eines solchen Algorithmus ist der normalisierte LMS Algorithmus (NLMS). Die Leistungsnormalisierung wird im NLMS durch Teilen des Adaptionsschrittgrößenparameters m (der eine Konstante im LMS ist) durch eine Schätzung der im berechneten Fehlersignal enthaltenen Leistung durchgeführt. Der Durchschnittsfachmann kann diese Leistungsnormalisierungstechnik leicht zur Verwendung im CMA anpassen.

[0034] Die Erfindung ist nicht auf die Form der verwendeten Leistungsnormalisierungsfunktion eingeschränkt. Die Erfindung ist auch nicht auf den Ort der Leistungsnormalisierungsfunktion eingeschränkt. Die Leistungsnormalisierung kann in AGCs durchgeführt werden, die vor oder nach der Analog-Digital-Wandlung angeordnet sind, oder als Teil des adaptiven Filteralgorithmus enthalten sind. Ein Ausführungsbeispiel verwendet einen vor dem ADC angeordneten analogen AGC. Das Anordnen des AGC an dieser Stelle hat den Vorteil, dass der dynamische Bereich des ADC erhöht wird.

[0035] Die im Signalpfad angeordnete Leistungsnormalisierung arbeitet etwas anders als die innerhalb des adaptiven Algorithmus durchgeführte Leistungsnormalisierung, da die Leistungsnormalisierung innerhalb des adaptiven Algorithmus die Leistung im Fehlersignal, und nicht im SOI normalisiert. Der Effekt der Leistungsnormalisierung ist jedoch in jedem Fall im wesentlichen der gleiche. All die beschriebenen Leistungsnormalisierungsmethoden werden zum Verbessern der Adaptionsperformance des Systems verwendet, und all die

beschriebenen Methoden erzielen ähnliche Verbesserungen.

[0036] In [Fig. 2a](#) wird die Ausgabe des Leistungsnormalisierungsblocks **220** dann vom ADC **230** digitalisiert, und die Ausgabe des ADC **230** wird dem Eingang des Transversalfilters **240** und dem Koeffizientensignalbestimmungsblock **250** zugeführt. In [Fig. 2b](#) wird die Ausgabe des Vorrechners 310 vom ADC **330** digitalisiert. Die Ausgabe des ADC **330** wird dem Leistungsnormalisierungsblock **320** zugeführt, der dann den Eingang des Transversalfilters **340** und des Koeffizientenbestimmungsblocks **350** speist.

[0037] Die Transversalfilter **240** und **340** verarbeiten Signale gemäß Gleichung 1, um Ausgaben bereitzustellen, die von den Eingangsdaten und dem Koeffizientenvektor abhängen. Die Ausgaben der Transversalfilter **240** und **340** werden in Datendemodulatoren **270** bzw. **370** und in Spektralmittenfrequenzdetektoren (SMFD) **272** bzw. **372** eingegeben. Die Funktion der Datendemodulatoren **270** und **370** ist das Wiederherstellen der gewünschten Modulation. Die Erfindung kann mit zahlreichen Modulationsverfahren verwendet werden, und ist nicht auf ein spezielles Verfahren beschränkt. Beim Ausführungsbeispiel zur Verwendung der Erfindung in einem Stereo RF FM Empfänger umfasst der Datendemodulator einen FM-Detektor.

[0038] Es kann eine zusätzliche Dekodierung des demodulierten Signals erforderlich sein, falls das modulierte Signal kodiert war. Die Erfindung ist nicht auf die Form der Kodierung und Dekodierung beschränkt, mit der sie zusammen verwendet wird.

[0039] Die SMFD **272** und **372** erfassen die mittlere Spektralfrequenz der Ausgabe der Transversalfilter **240** und **340**. Dieses Signal wird als eine Anzeige des Vorliegens einer Störung benachbarter Kanäle verwendet. Hierzu kann irgendein Detektor verwendet werden, der die Eigenschaft besitzt, die mittlere Spektralfrequenz eines Signals zu erfassen, und die Erfindung ist nicht auf irgendeinen speziellen Detektortyp beschränkt. Die Detektoren können zur Verwendung mit der vorliegenden Erfindung in analoger oder digitaler Form realisiert werden, und können in Hardware oder Software oder als Kombination davon implementiert sein.

[0040] Ein SMFD kann wie in [Fig. 3a](#) implementiert sein. Der SMFD **110** der [Fig. 3a](#) setzt sich aus einem Momentanfrequenzdetektor **150** zusammen, der im Ausführungsbeispiel als ein FM-Detektor implementiert ist (FM-Detektoren erfassen typischerweise die Momentanfrequenz eines Signals), gefolgt von einer Mittelungsoperation, die vom Tiefpassfilter **52** durchgeführt wird. Das Tiefpassfiltern der Ausgabe eines FM-Detektors mittelt die Ausgabe des FM-Detektors, was zu einem Signal führt, das die mittlere Spektralfrequenz darstellt. Der Tiefpaßfilter **52** kann ein einfacher Tiefpassfilter erster Ordnung sein. Die Erfindung ist jedoch nicht auf den verwendeten Typ an Tiefpassfilter beschränkt. Der im SMFD **110** verwendete Tiefpassfilter muß nicht notwendigerweise irgendwelche speziellen Durchlassband- und Stopband-Eigenschaften besitzen. Außerdem kann der Tiefpassfilter eine Skalierung durchführen, falls gewünscht. Es kann eine andere Verarbeitung für den Tiefpassfilter **52** ersetzt werden, um die Mittelungsfunktion durchzuführen (wie einen gleitenden Mittelwertfilter). Die Erfindung ist nicht auf die Verarbeitungsweise eingeschränkt, die zum Durchführen einer Mittelungsfunktion angewandt wird.

[0041] Im Ausführungsbeispiel eines FM-Empfängers wird der zum Erfassen der Momentanfrequenz verwendete FM-Detektor auch als der Datendemodulator verwendet. Dies ist in [Fig. 6a](#) und [Fig. 6b](#) gezeigt. Die Ausgaben der FM-Detektoren **870**, **970** werden jeweils in zwei Wege aufgeteilt. Ein Weg führt zum Tiefpassfilter **875** und **975** (die Teile des SFMD sind), wie oben beschrieben. Der andere Pfad ist das gewünschte Signal, das erforderlichenfalls dekodiert werden kann.

[0042] Der FM-Detektor **120** ist in [Fig. 3b](#) gezeigt. FM-Detektoren können in analoger oder digitaler Form, in Hardware oder in Software oder einer Kombination daraus implementiert sein. Die Erfindung ist nicht auf die Art und Weise eingeschränkt, in der ein FM-Detektor implementiert ist. Ein Arg-Block **61** des FM-Detektors **120** extrahiert zuerst das Argument (oder Winkel) des modulierten Signals. Ein Entpackblock **62** entpackt dann den extrahierten Winkel zum Entfernen von Unstetigkeiten. Ein d/dt-Block **63** differenziert dann den entpackten Winkel bzgl. der Zeit. Die Ausgabe der Differentiation wird dann vom Verstärkungsblock **64** skaliert. Die Ausgabe des Verstärkungsblocks **64** ist das Signal von Interesse (die wiederhergestellten Daten).

[0043] FM-Detektoren sind im Stand der Technik weit bekannt, daher werden spezielle Ausführungsformen hier nicht weiter im Detail beschrieben. Ein FM-Detektor könnte in der vorliegenden Erfindung mit irgendeiner der zahlreichen bekannten Techniken implementiert sein.

[0044] Die SMFD-Ausgaben **272** und **372** werden den Wechselmodussteuerblöcken **274** bzw. **374** eingegeben, die diese Information zur Bestimmung verwenden, wie der Operationsmodus des adaptiven Filters geän-

dert werden soll. Die Ausgabe der Wechselmodussteuerblöcke **274** und **374** ist das Moduswechselsignal $\alpha(k)$. Das $\alpha(k)$ -Signal ist eine Funktion der SMFD-Ausgabe. Das $\alpha(k)$ -Signal ist vorzugsweise eine positive, semidefinite, monotone, um Null herum symmetrische Funktion der Ausgabe des SMFD. Es gibt zahlreiche Funktionen, die erzeugt werden könnten, die die obigen Eigenschaften haben, und irgendeine von diesen kann bei der Erfindung angewandt werden. Irgendeine Funktion oder Funktionen, die den genannten Präferenzen genügen, würden bei der Erfindung arbeiten, und die Erfindung ist nicht auf die Form der Funktion, die zum Genügen dieser Präferenzen verwendet wird, eingeschränkt.

[0045] In einem Ausführungsbeispiel ist der Bereich an Werten für $\alpha(k)$ vorzugsweise zwischen 0 und 1 begrenzt (auch wenn die Erfindung nicht auf eine Operation nur in diesem Wertebereich eingeschränkt ist). Zudem implementiert das Ausführungsbeispiel ein kleines Totband, bei dem $\alpha(k)$ auf einem Wert Null für kleine Werte der SMFD-Ausgabe gehalten wird. Der Vorgang des Begrenzen des Wertebereiches von $\alpha(k)$ und das Hinzufügen eines Totbandbereiches ist nicht für die Funktion eines modusgesteuerten adaptiven Blindfilters erforderlich. Das Einbeziehen dieser Merkmale verbessert jedoch die Eigenschaften des Systems, sich an das gewünschte Signal anzupassen.

[0046] [Fig. 4a](#) ist ein Blockdiagramm, das die Bestimmung des $\alpha(k)$ -Signals in einem Ausführungsbeispiel darstellt. Eine geeignete Annahme ist, dass der zum Erfassen der Mittenspektralfrequenz verwendete SMFD bei Basisbandfrequenzen arbeitet. Für ein FM-Signal am Basisband führt eine komplexe Frequenzmodulation zu einer Momentanfrequenz des modulierten Signals mit einer sowohl positiven als auch negativen Frequenzabweichung um die Mittenfrequenz. Die Ausgabe des SMFD ist ein um Null varierender Gleichspannungspegel.

[0047] Die vorliegende Erfindung kann bei IF- oder RF-Frequenzen arbeiten, falls erforderlich. Dies würde lediglich einen Offset zur Ausgabe des SMFD hinzufügen, der leicht in einer nachfolgenden Stufe entfernt werden könnte. Es ist jedoch geeignet, am Basisband zu arbeiten, da ein Entfernen dieses Offset nicht benötigt wird. Das komplette, die Erfindung umfassende System könnte so skaliert werden, dass es bei IF- oder RF-Frequenzen arbeitet, ohne seine Allgemeingültigkeit zu verlieren.

[0048] Das Signal am Ausgang des Tiefpassfilters **52** des SMFD wird symmetrisch um Null (für den Betrieb beim Basisband) und monoton sein. Dies ist die Eingabe an die Wechselmodussteuerung **272** und **372**, deren Operation weiter in Verbindung mit [Fig. 4a](#) beschrieben wird. Die Wechselmodussteuerung **130** aus [Fig. 4a](#) nimmt zuerst den Absolutwert der Ausgabe des Tiefpassfilters in einem Absolutwertblock **71**. Das Hernehmen des Absolutwertes gibt dem resultierenden Signal eine positive semidefinite Eigenschaft. Dieses Signal besitzt zu diesem Zeitpunkt die Eigenschaften, die die Erfindung zu ihrem Funktionieren benötigt.

[0049] Ein Ausführungsbeispiel addiert eine Offsetkonstante **73** zur Ausgabe des Absolutwertblockes **71** unter Verwendung eines Addierers **72**. Der Offset wird zum Bereitstellen eines Totbandes um Null für $\alpha(k)$ verwendet. Der Betrag des verwendeten Offsets kann für einen Feineinstellvorgang der Erfindung für spezielle Anwendungen variiert werden. Das Totband kann den $\alpha(k)$ -Signalwert für geringe Variationen der SMFD-Ausgabe um Null herum gleich Null setzen.

[0050] Das resultierende Signal gelangt dann durch den Verstärkungsblock **74** und den Sättigungsblock **75**. Die Verstärkung ist ein weiterer Parameter, der für das Feinabstimmverhalten des Systems für spezielle Anwendungen eingestellt werden kann. Der Sättigungsblock **75** begrenzt in einem Ausführungsbeispiel das resultierende Signal auf Werte zwischen Null und Eins, auch wenn andere Bereichswerte gewählt werden könnten, falls gewünscht. In [Fig. 4b](#) ist eine Graphik gezeigt, die die Beziehung zwischen der SMFD-Ausgabe und $\alpha(k)$ im bevorzugten Ausführungsbeispiel darstellt.

[0051] Die Ausgaben der Transversalfilter **240** und **340** und der Wechselmodussteuerungen **274** und **374** sind die Eingaben an die Wechselmodusfehlerbestimmungsblöcke **273** und **373**. Die Ausgabe der Wechselmodusfehlerbestimmungsblöcke **273** und **373** ist das Wechselmodusfehlerschätzsignal e_{vm} . Die Bestimmung von e_{vm} basiert auf diesen Eingaben und dem Wert der Konstante R (die der Erwartungswert des Modulus der Transversalfilterausgabe ist, und gleich R_0 in einem Ausführungsbeispiel ist), gemäß Gleichung 7.

[0052] Die Eingaben an die Constant Modulus Fehlerschätzblöcke **260** und **360** sind die Ausgaben der Transversalfilter **240** bzw. **340**. Die Constant Modulus Fehlerschätzung wird gemäß Gleichung 3 bestimmt, und ist die gleiche, wie sie bzgl. des Constant Modulus Fehlerblocks **60** der [Fig. 1](#) beschrieben worden ist.

[0053] Die Ausgaben der Fehlerschätzblöcke **260**, **360**, **273**, **373** und die digitalisierten Eingangsdaten wer-

den alle den Koeffizientenbestimmungsblöcken **250** und **350** zugeführt. Die Koeffizientenbestimmungsblöcke **250** und **350** bestimmen Koeffizientenanpasssignale gemäß Gleichungen 5 und 6. Gleichung 5 beschreibt die Anpassbestimmung für L Transversalfilterkoeffizient(en), der (die) gemäß einem Constant Modulus Fehlerkriterium anzupassen ist (sind), und Gleichung 6 beschreibt die Anpassberechnung für die N-L Transversalfilterkoeffizienten, die gemäß einem Wechselmodusfehlerkriterium anzupassen sind. Im Ausführungsbeispiel wird der erste Filterkoeffizient gemäß Gleichung 5 angepasst, und alle anderen Koeffizienten werden gemäß Gleichung 6 angepasst.

[0054] Das Moduswechsel- $\alpha(k)$ -Signal wird zum Modifizieren des Betrags der Konstante R verwendet, die bei der Bestimmung des $e_{vm}[k]$ -Signals verwendet wird. Das heißt, dass das $\alpha(k)$ -Signal das Fehlerkostenfunktionssignal modifiziert, das zum Einstellen der N-L Koeffizientensignale des adaptiven Transversalfilters verwendet wird, die dazu bestimmt sind, basierend auf dem Wechselmodusfehlerkriterium angepasst zu werden (d.h. das $\alpha(k)$ -Signal variiert den Modus des Adaptivfilters).

[0055] Das $\alpha(k)$ -Signal ist eine Variable, die auf irgendeine Weise gesteuert werden kann. Wenn das $\alpha(k)$ -Signal auf Null gesetzt ist, ist $e_{vm}[k] = e_{cm}[k]$, und das auf dem Wechselmodusfehler basierende Koeffizientensignal ist identisch dem auf dem Constant Modulus Fehler basierenden Koeffizientenanpasssignal ist. Im Ausführungsbeispiel ist für den Fall, dass das $\alpha(k)$ -Signal = 0 ist, das Wechselmodusfehlerkriterium identisch dem Constant Modulus Fehlerkriterium, und eine Operation des Systems degeneriert in das CMA 2-2-Verhalten.

[0056] Der Operationsmodus des adaptiven Transversalfilters kann konstant gehalten werden oder kann eine Variation zulassen, indem entweder (a) das $\alpha(k)$ -Signal konstant gehalten wird oder (b) das $\alpha(k)$ -Signal auf irgendeine Weise zeitlich variierend gelassen wird. Die Erfindung ist nicht auf die Art und Weise beschränkt, in der der Wert der Modusvariable zeitlich verändert wird. Das Ausführungsbeispiel der Erfindung lässt zu, dass die Modusvariable sich zeitlich ändert.

[0057] Wie zuvor für das Ausführungsbeispiel bemerkt (bei dem das erste Filterkoeffizientensignal mit einem Constant Modulus Fehlerkriterium angepasst wird und die übrigen Koeffizientensignale mit einem Wechselmodusfehlerkriterium angepasst werden), verhält sich das System als ein CMA 2-2 basierter adaptiver Filter, wenn die Modusvariable auf Null gesetzt wird. Wenn die Modusvariable auf Eins gesetzt wird, verhält sich der adaptive Filter auf eine Weise, die als "Kurtosis-Weißwäscher (Kurtosis Whitener)" bezeichnet wird. Signal-weißwäscher (Signal Whitener) sind im Stand der Technik bekannt (ein einstufiger linearer Prädiktor ist ein Beispiel) und werden oftmals verwendet, das Inverse der in einem Signal vorhandenen Energie als Funktion der Frequenz zu schätzen. Diese Verwendung ist auch die Funktion eines Kurtosis-Weißwäschers bei der Erfindung.

[0058] Der Kurtosis-Weißwäscher minimiert die Korrelation der Kubikzahl (dritte Potenz) der Filterausgabe gegen alle Abgriffe des adaptiven Filters außer dem ersten, der den normalisierten Kurtosis der Filterausgabe minimiert (mit der Einschränkung, dass der gemittelte Modulus bei oder nahe R gehalten wird). Der Kurtosis-Weißwäscher erzeugt eine glatte Schätzung des Inversen der Signalenergie.

[0059] Das Ausführungsbeispiel der Erfindung kann sein Verhalten zwischen dem Betrieb als ein CMA-basierter adaptiver Filter und dem Betrieb als ein Kurtosis-Weißwäscher variieren. Mit anderen Worten kann das System sein Verhalten zwischen dem Invertieren der Übertragungsfunktion der irgendwo im Signalfad zwischen der Ausgabe einer Modulationsoperation und der Eingabe des Adaptivfilters angeordneten linearen Verarbeitung und dem Invertieren des Spektrums des am Filtereingang vorliegenden Signals ändern.

[0060] Das Verhalten des Ausführungsbeispiels der Erfindung für Moduswerte zwischen Null und Eins ist schwer exakt zu beschreiben. Das System hat Eigenschaften, die zwischen denen der oben diskutierten beiden Extreme variiert. Das heißt, dass das Verhalten des kompletten Systems glatt zwischen dem Invertieren der Übertragungsfunktion der zwischen dem Modulator und dem Transversalfilter angeordneten linearen Vorgänge und dem Invertieren des Spektrums des am Transversalfiltereingang vorliegenden Signals mit der Variation des $\alpha(k)$ -Signals variiert.

[0061] Das Verhalten der Erfindung, bei dem eine erste willkürliche Untermenge an Koeffizientensignal basierend auf einem Konstantfehlerkriterium angepasst wird und eine zweite komplementäre Menge an Koeffizientensignalen basierend auf einem Wechselmodusfehlerkriterium angepasst wird, ist auch schwer exakt zu beschreiben. Das Verhalten der Erfindung für den Fall, dass L klein im Vergleich zu N ist, wird ähnlich dem Verhalten sein, bei dem L = 1 ist, das oben für das Ausführungsbeispiel beschrieben wurde.

[0062] Die Erfindung arbeitet über einem Bereich an Moduswerten, anstatt zwischen einigen verschiedenen diskreten Werten (z.B. Null und Eins) umzuschalten. Der Moduswert steuert die Bestimmung der Fehlerschätzung für den Adaptivfilter. Änderungen im Moduswert treten vorzugsweise glatt auf.

[0063] Wenn ein starkes Störsignal vorliegt, arbeitet der Adaptivfilter vorzugsweise anfangs als ein Signal-weißwäscher. Das wird bei der Erfindung durch die Aktion der SFMD-Blöcke **272** und **373** und der Wechselmodussteuerblöcke **274** und **374** bewirkt. Wenn ein Störsignal detektiert wird, wird die Ausgabe des SFMD **272** und **372** ungleich Null, und das Moduswechsel- $\alpha(k)$ -Signal steigt von Null auf einen irgendeinen positiven Wert an (zwischen Null und Eins im Ausführungsbeispiel), abhängig von der Stärke des Störsignals relativ zum gewünschten Signal. Der Modus des Adaptivfilters des Ausführungsbeispiels variiert so, dass er sich eher als ein Kurtosis-Weiße-wäscher verhält, wenn ein benachbartes Störsignal detektiert wird. Je stärker das Störsignal ist, umso größer wird der Wert des $\alpha(k)$ -Signals und umso stärker nähert sich das Verhalten des Adaptivfilters an das Kurtosis-Weiße-wäschen an.

[0064] Die Weiße-wäsche-Kräfte des Adaptivfilters dämpfen die vom Störsignal hervorgerufene Energie bzgl. des gewünschten Signals, wenn das Störsignal stark ist. Das heißt, dass die Koeffizienten der Transversalfilter **240** und **340** durch die Wechselmodussteuerung **274** und **374** eingestellt worden sind, um eine Lösung zu finden, die das Störsignal bzgl. des gewünschten Signals dämpft, wenn das Störsignal stark ist. Diese Lösung wird einen Ort auf der Fehleroberfläche haben, der näher am Ort der Lösung des lokalen Minimums ist, die das gewünschte Signal bevorzugt und das Störsignal aussondert.

[0065] Nachdem das Signal weißgewaschen worden ist, wird die Ausgabe der Adaptivfilter **240** und **340**, auf der die SFMD **272** und **372** die Detektion durchführen, ein flaches Spektrum haben. Die Glätt-(oder Weiße-wäsche-)Operation vermindert den Pegel des an den Filterausgängen vorliegenden Störsignals bzgl. des gewünschten Signals, und im Ergebnis die Ausgaben der SFMD **272** und **372** entsprechend. Mit Abnahme der Ausgaben der SFMD **272** und **372** (das $\alpha(k)$ -Signal strebt gegen Null), nähert sich das Fehlerkostenfunktions-signal dem CMA-Betrieb. Ein Vorteil der Erfindung ist, dass in diesem Fall das Fehlerkostenfunktionssignal sich dem CMA nähert, jedoch die Koeffizientensignale effektiv an einem Punkt initialisiert werden, von dem der CMA die gewünschte Lösung finden wird. Während das System die Koeffizientensignale weiter anpasst und die Lösung sich der gewünschten Lösung nähert, wird das an den Ausgängen der Transversalfilter **240** und **340** vorliegende Störsignal weiter gedämpft. Die Ausgabe der SFMD **272** und **372** fällt weiter bis zu dem Punkt ab, ab dem die in der Berechnung des $\alpha(k)$ -Signals enthaltene Totbandfunktion das $\alpha(k)$ -Signal auf Null setzt.

[0066] [Fig. 5a](#) ist ein Blockdiagramm eines FM-RF-Empfängers aus dem Stand der Technik, der die Effekte der Mehrwegestörung auf einem empfangenen FM-Stereofunksignal zu vermindern versucht. Die einzigen Unterschiede zwischen dem System **600** aus [Fig. 5a](#) und dem System **100** aus [Fig. 1](#) des Standes der Technik sind: 1) ein Vorrechnerblock **610** ist nunmehr als ein RF-Vorrechner gezeigt, 2) ein Leistungsnormalisierungs-block **220** ist durch einen AGC **620** ersetzt worden, 3) ein Demodulationsblock **70** ist durch den FM-Detektor **670** ersetzt worden, und 4) ein Demultiplexerblock **671** ist hinzugefügt worden. [Fig. 5b](#) ist ähnlich [Fig. 5a](#), außer dass der AGC **720** hinter den AGC **730** gelegt, und digital statt analog implementiert worden ist. Die Performance des Systems **600** aus [Fig. 5a](#) und des Systems **700** aus [Fig. 5b](#) sind andernfalls identisch, so dass nun nur noch der Betrieb des Systems **600** nachstehend weiter diskutiert wird.

[0067] Der FM-Detektor **670** demoduliert das FM-Signal und der Demultiplexer **671** trennt das demodulierte Signal in separate linke und rechte Kanalaudiosignale. Den Demultiplexer **671** kann man sich so vorstellen, als ob er eine Datendekodierungsfunktion bereitstellt. Dieses System arbeitet auf die gleiche Weise, wie sie für das allgemeine System **100** der [Fig. 1](#) beschrieben worden ist. Das System **600** passt die Koeffizientensignale des Transversalfilters **640** mit dem Versuch an, die Ausgabe des Transversalfilters **640** so einzustellen, dass sie eine Constant Modulus Charakteristik hat.

[0068] Die Erfindung ist insbesondere vorteilhaft bei Verwendung in einem FM-Empfänger. Eine Störung benachbarter Kanäle liegt oftmals in FM-Empfängern vor, insbesondere bei Mobilempfängern (wie in Fahrzeugen). Ferner können die relativen Signalstärken benachbarter Kanäle in einem Mobilempfänger erheblich variieren, da eine Bewegung des Empfängers dazu führt, dass die relativen Übertragungsfunktionen zwischen der Quelle des gewünschten und des Störsignals bzgl. des Empfängers variieren.

[0069] [Fig. 6a](#) ist ein Blockdiagramm des Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung, das in einem RF-Stereo-FM-Empfänger verwendet wird. Dieses System ist sehr ähnlich dem System aus [Fig. 2a](#) im Betrieb, mit den folgenden kleinen strukturellen Unterschieden; 1) der Vorrechner **210** ist durch den RF-Vorrechner **810** ersetzt worden; 2) der Abwärtswandler-ADC **830** ist durch den ADC **230** ersetzt worden; 3) der Leistungsnor-

malisierungsblock **220** ist durch den AGC **820** ersetzt worden; 4) der FM-Detektor **870** wird in Kombination mit einem Tiefpaßfilter **875** verwendet, der den SFMD **372** ersetzt; 5) der als Teil des SFMD verwendete FM-Detektor **870** ersetzt auch den Datendemodulator **270** (da die Modulation von Interesse hier die Frequenzmodulation ist) und 6) eine Demultiplexfunktion **871** ist hinzugefügt worden, um das linke und das rechte Stereokanaalsignal vom Ausgang des Demodulators zu extrahieren. [Fig. 6b](#) ist im wesentlichen identisch mit dem System aus [Fig. 6a](#), außer dass die Leistungsnormalisierung in Form eines AGC nach dem AGC angeordnet und in digitaler Form implementiert ist. Der Betrieb der Systeme **800** und **900** ist im wesentlichen identisch, außer der Anordnung der AGC-Funktion. Daher wird lediglich der Betrieb des Systems **800** beschrieben. Der Betrieb des Systems **900** kann direkt aus der Beschreibung des Systems **800** abgeleitet werden.

[0070] Der Abwärtswandler-ADC **830** ist zur Erläuterung gezeigt, dass die Funktionen des Adaptivfilters und der Modussteuerung bei Basisbandfrequenzen arbeiten. Die Abwärtswandler-ADCs sind im Stand der Technik wohl bekannt und werden hier nicht weiter im Detail beschrieben. Ein Abwärtswandler-ADC führt gleichzeitig eine Digitalisierung eines Signals und eine Frequenzumwandlung (von RF oder IF zum Basisband) durch. Es können auch getrennte Digitalisierungs- und Abwärtswandlungsschritte angewandt werden, und die Erfindung ist nicht darauf beschränkt, wie diese speziellen Funktionen durchgeführt werden.

[0071] Einige Blöcke sind zu Klarheitszwecken weggelassen worden. Beispielsweise sind keine Antialias-Filter, D/A-Wandler und Rekonstruktionsfilter gezeigt worden. Der Durchschnittsfachmann kann die erforderlichen Verarbeitungsschritte implementieren, um die Signale erforderlichenfalls zwischen analoger und digitaler Form zu wandeln. Im System der [Fig. 6b](#) würde eine logische Stelle zum Durchführen der D/A-Wandlung im Pfad zwischen dem FM-Detektor **870** und dem Demultiplexer **871** sein. Mit dieser Anordnung könnte der gesamte adaptive Algorithmus komplett im Digitalbereich durchgeführt werden, ohne zusätzliche A/D (die erforderlich wäre, falls der FM-Detektor als Analogfunktion implementiert wäre).

[0072] Selbstverständlich kann der Durchschnittsfachmann zahlreiche Modifikationen und Ausgangspunkte an den hier offenbarten Vorrichtungen und Techniken vornehmen, ohne die erfindungsgemäßen Konzepte zu verlassen. Daher ist die Erfindung so auszulegen, als ob sie alle und jedes neue Merkmal und neue Kombination von Merkmalen, die in den hier offenbarten Vorrichtungen und Techniken vorliegen oder in ihnen enthalten sind, umfasst, und lediglich vom Umfang der Ansprüche eingeschränkt ist.

FIGURENLEGENDE

[Fig. 1](#)

PRIOR ART STAND DER TECHNIK

10 FRONT END VORRECHNER
20 POWER NORMALIZATION LEISTUNGSNORMALISIERUNG
30 ADC ADC
40 TRANSVERSAL FILTER TRANSVERSALFILTER
50 COEFFICIENT DETERMINATION KOEFFIZIENTENBESTIMMUNG
60 CM ERROR ESTIMATION CM-FEHLERSCHÄTZUNG
70 DEMODULATOR DEMODULATOR

[Fig. 2A](#)

210 FRONT END VORRECHNER
220 POWER NORMALIZATION LEISTUNGSNORMALISIERUNG
230 ADC ADC
240 TRANSVERSAL FILTER TRANSVERSALFILTER
250 COEFFICIENT DETERMINATION KOEFFIZIENTENBESTIMMUNG
260 CM ERROR ESTIMATION CM FEHLERSCHÄTZUNG
270 DATA DEMODULATOR DATENDEMODULATOR
272 SMFD SMFD
273 VM ERROR ESTIMATION VM-FEHLERSCHÄTZUNG
274 VARIABLE MODE CONTROLLER WECHSELMODUSSTEUERUNG

[Fig. 2B](#)

310 FRONT END VORRECHNER

330 ADC ADC
320 POWER NORMALIZATION LEISTUNGSNORMALISIERUNG
340 TRANSVERSAL FILTER TRANSVERSALFILTER
350 COEFFICIENT DETERMINATION KOEFFIZIENTENBESTIMMUNG
360 CM ERROR ESTIMATION CM-FEHLERSCHÄTZUNG
370 DATA DEMODULATOR DATENDEMODULATOR
372 SMFD SMFD
373 VM ERROR ESTIMATION VM-FEHLERSCHÄTZUNG
374 VARIABLE MODE CONTROLLER WECHSELMODUSSTEUERUNG

[Fig. 3A](#)

51 INSTANTANEOUS DETECTOR MOMENTANFREQUENZDETECTOR FREQUENCY
52 LOW PASS FILTER TIEFPASSFILTER

[Fig. 3B](#)

PRIOR ART STAND DER TECHNIK
62 UNWRAP ENTPACKE

[Fig. 4A](#)

71 ABSOLUTE VALUE ABSOLUTWERT
73 CONSTANT OFFSET KONSTANTER OFFSET
75 SATURATION SÄTTIGUNG

[Fig. 5A](#)

PRIOR ART STAND DER TECHNIK
610 FRONT END VORRECHNER
620 ADC ADC
630 DOWN CONVERTING ADC ABWÄRTSWANDLER-ADC
640 TRANSVERSAL FILTER TRANSVERSALFILTER
650 COEFFICIENT DETERMINATION KOEFFIZIENTENBESTIMMUNG
660 CM ERROR ESTIMATION CM-FEHLERSCHÄTZUNG
670 FM DETECTOR FM-DETECTOR
671 DEMULTIPLEXER DEMULTIPLEXER

[Fig. 5B](#)

PRIOR ART STAND DER TECHNIK
710 FRONT END VORRECHNER
730 DOWN CONVERTING ADC ABWÄRTSWRNDLER-ADC
730 DIGITAL ADC DIGITALER ADC
740 TRANSVERSAL FILTER TRANSVERSALFILTER
750 COEFFICIENT DETERMINATION KOEFFIZIENTENBESTIMMUNG
760 CM ERROR ESTIMATION CM FEHLERSCHÄTZUNG
770 FM DETECTOR FM-DETECTOR
771 DEMULTIPLEXER DEMULTIPLEXER

[Fig. 6A](#)

810 RF FRONT END RF-VORRECHNER
820 AGC AGC
830 DOWN CONVERTING ADC ABWÄRTSWANDLER-ADC
840 TRANSVERSAL FILTER TRANSVERSALFILTER
650 COEFFICIENT DETERMINATION KOEFFIZIENTENBESTIMMUNG
860 CM ERROR ESTIMATION CM-FEHLERSCHÄTZUNG
870 FM DETECTOR FM-DETECTOR
871 DEMULTIPLEXER DEMULTIPLEXER

873 VM ERROR ESTIMATION VM-FEHLERSCHÄTZUNG
874 VARIABLE MODE CONTROLLER WECHSELMODUSSTEUERUNG
875 LOW PASS FILTER TIEFPASSFILTER

Fig. 6B

910 RF FRONT END RF-VORRECHNER
930 DOWN CONVERTING ADC ABWÄRTSWANDLER-ADC
920 AGC AGC
940 TRANSVERSAL FILTER TRANSVERSALFILTER
950 COEFFICIENT DETERMINATION KOEFFIZIENTENBESTIMMUNG
960 CM ERROR ESTIMATION CM-FEHLERSCHÄTZUNG
970 FM DETECTOR FM-DETECTOR
971 DEMULTIPLEXER DEMULTIPLEXER
973 VM ERROR ESTIMATION VM-FEHLERSCHÄTZUNG
974 VARIABLE MODE CONTROLLER WECHSELMODUSSTEUERUNG
975 LOW PASS FILTER TIEFPASSFILTER

Patentansprüche

1. Demodulationsvorrichtung mit:

einem Transversalfilter (**240**) mit Koeffizienten, der einen Signaleingang zum Empfangen eines Modulations tragenden Signals, einen Koeffizienteneingang zum Empfangen von Koeffizientensignalen und einen Ausgang aufweist,
einem Koeffizientenbestimmer (**350**), der einen mit dem Signaleingang des Transversalfilters (**240**) gekoppelten Eingang und einen mit dem Koeffizienteneingang des Transversalfilters (**240**) gekoppelten Ausgang aufweist, der so eingerichtet und angeordnet ist, dass er die Koeffizienten darstellende Koeffizientensignale liefert, und einen ein Constant Modulus Fehlerschätzsignal empfangenden Constant Modulus Fehlereingang und einen ein Wechselmodusfehlerschätzsignal empfangenden Wechselmodusfehlereingang aufweist,
einem Constant Modulus Fehlerschätzer (**360**), der einen an den Ausgang des Transversalfilters (**240**) gekoppelten Eingang und einen an den Constant Modulus Fehlereingang gekoppelten Ausgang aufweist, und gekennzeichnet ist durch
einen Wechselmodusfehlerschätzer (**273, 373**), der einen an den Ausgang des Transversalfilters (**240**) gekoppelten Eingang, einen Steuereingang und einen an den Wechselmodusfehlereingang gekoppelten Ausgang aufweist,
einen Spektralmittelfrequenzdetektor (**272, 372**), der einen an den Ausgang des Transversalfilters (**240**) gekoppelten Eingang und einen Ausgang aufweist, und
eine Wechselmodussteuerung (**274, 374**), die einen an den Ausgang des Spektralmittelfrequenzdetektors (**272, 372**) gekoppelten Eingang und einen an den Steuereingang des Wechselmodusfehlerschäters (**273, 373**) gekoppelten Ausgang aufweist.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, ferner mit einem Datendemodulator (**270**), dessen Eingang mit dem Ausgang des Transversalfilters (**240**) gekoppelt ist.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, bei dem die Quelle des Signals, das an den Eingang des Transversalfilters (**240**) und des Koeffizientenbestimmers (**350**) gekoppelt ist, eine Serienkombination eines Leistungsnormalisierers (AGC) und eines Analog-Digital-Wandlers (**330**) ist, die so eingerichtet und angeordnet ist, dass sie ein digitales Signal an den Transversalfilter (**240**) und den Koeffizientenbestimmer (**350**) liefert.

4. Vorrichtung nach Anspruch 3, bei dem der Analog-Digital-Wandler (**330**) zwischen den Eingang des Transversalfilters (**240**) und den Leistungsnormalisierer (AGC) geschaltet ist.

5. Vorrichtung nach Anspruch 3, bei dem der Leistungsnormalisierer (AGC) zwischen den Transversalfilte reingang und den Analog-Digital-Wandler (**330**) geschaltet ist.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

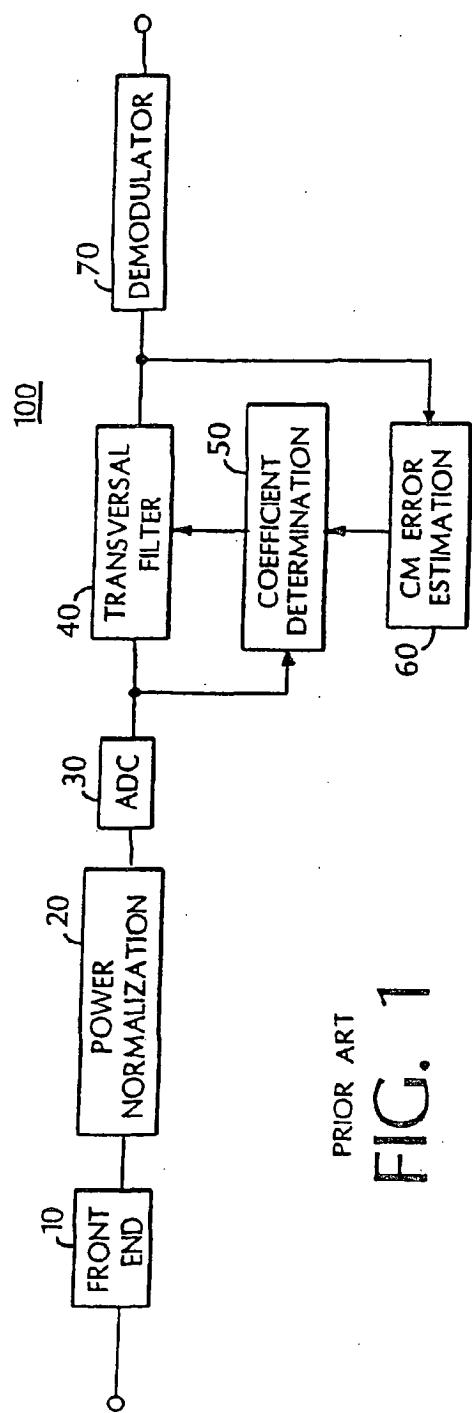


FIG. 1

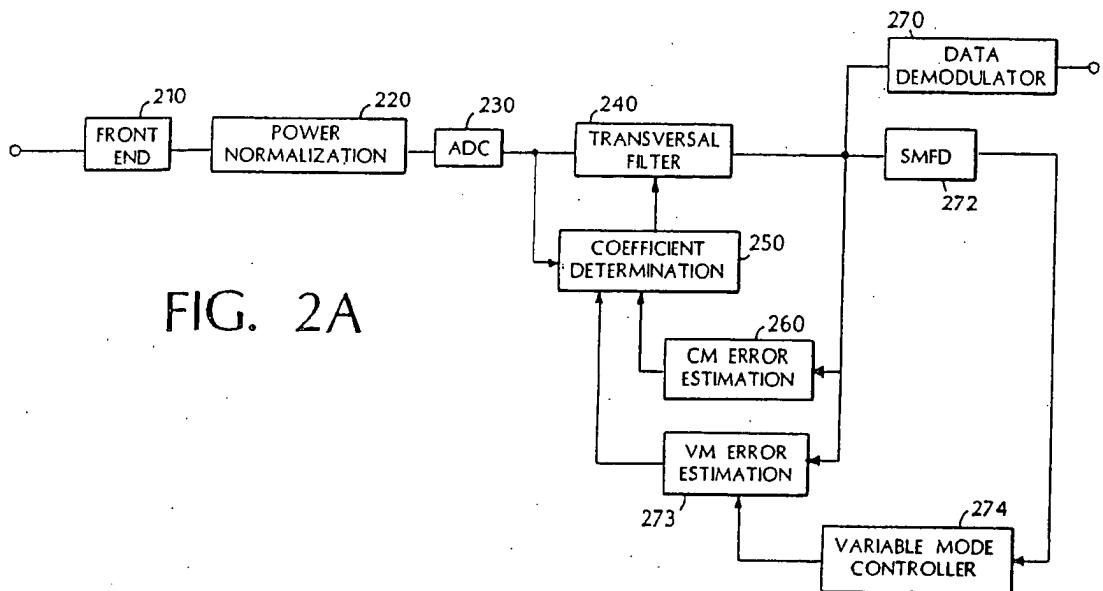


FIG. 2A

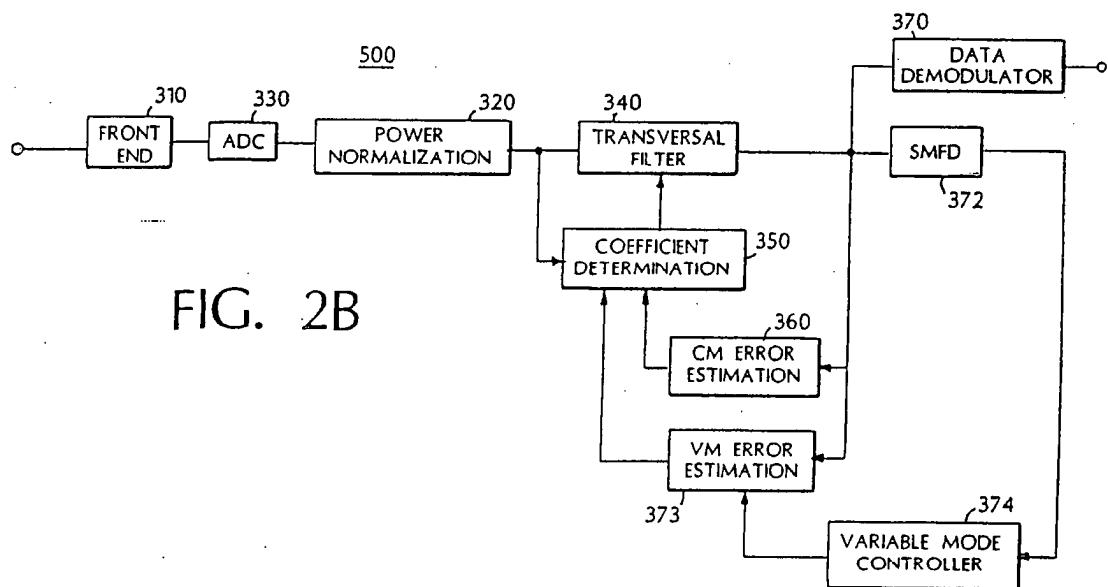


FIG. 2B

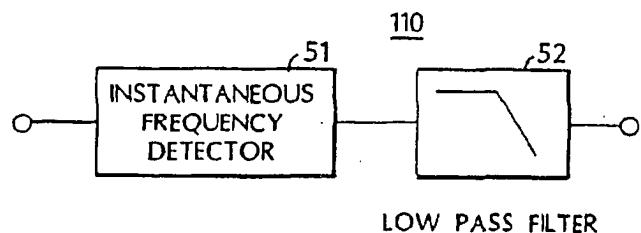
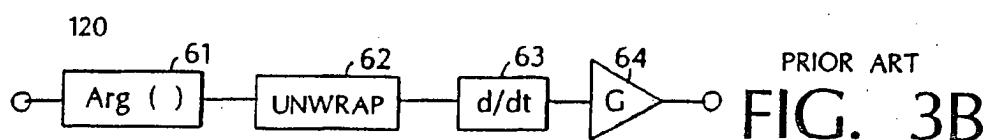


FIG. 3A



PRIOR ART
FIG. 3B

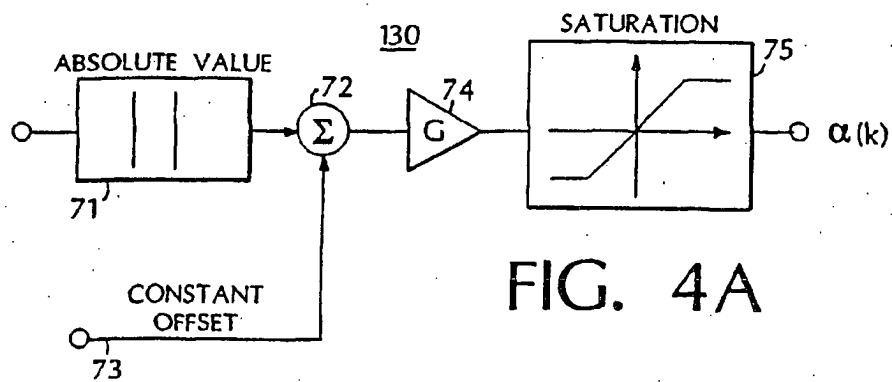


FIG. 4A

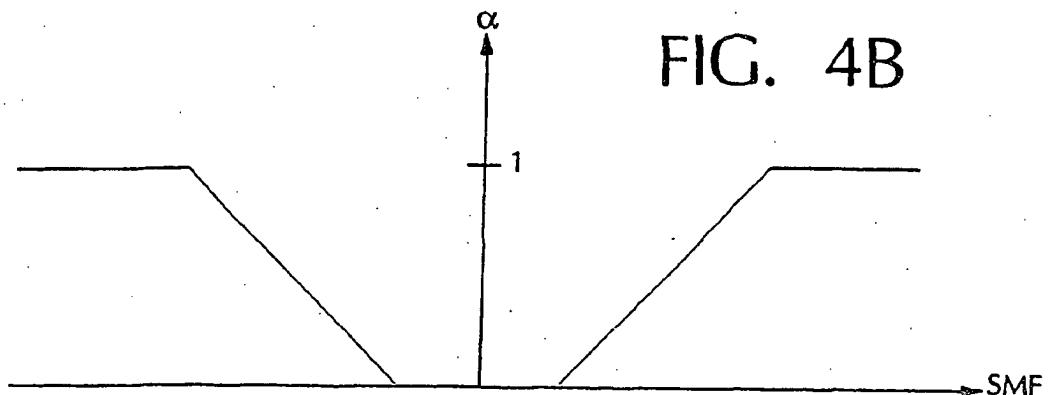
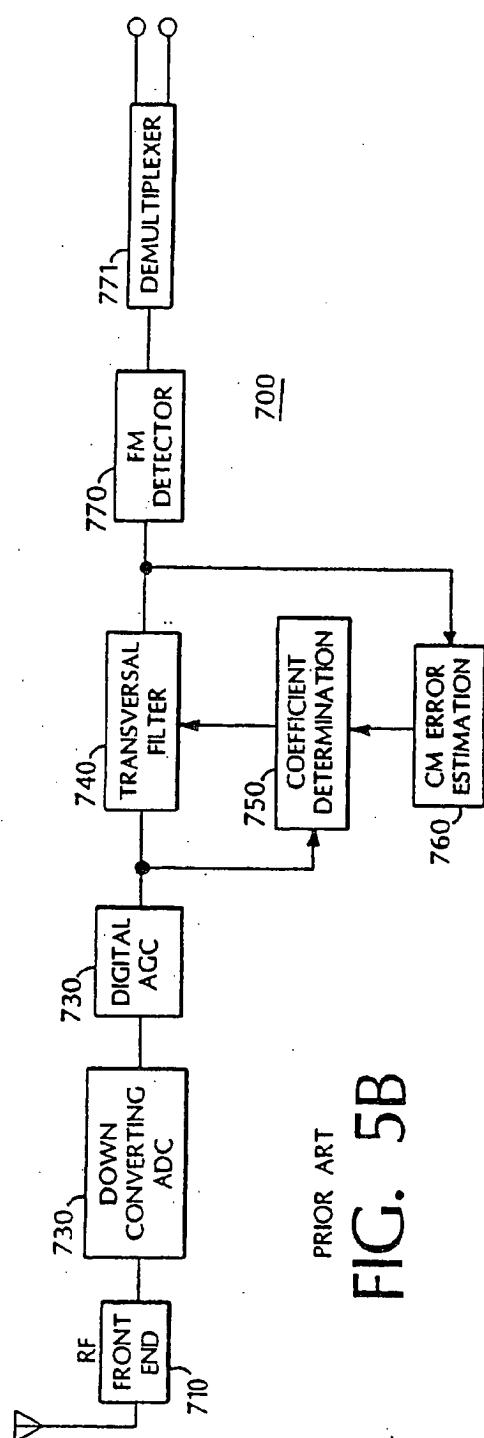
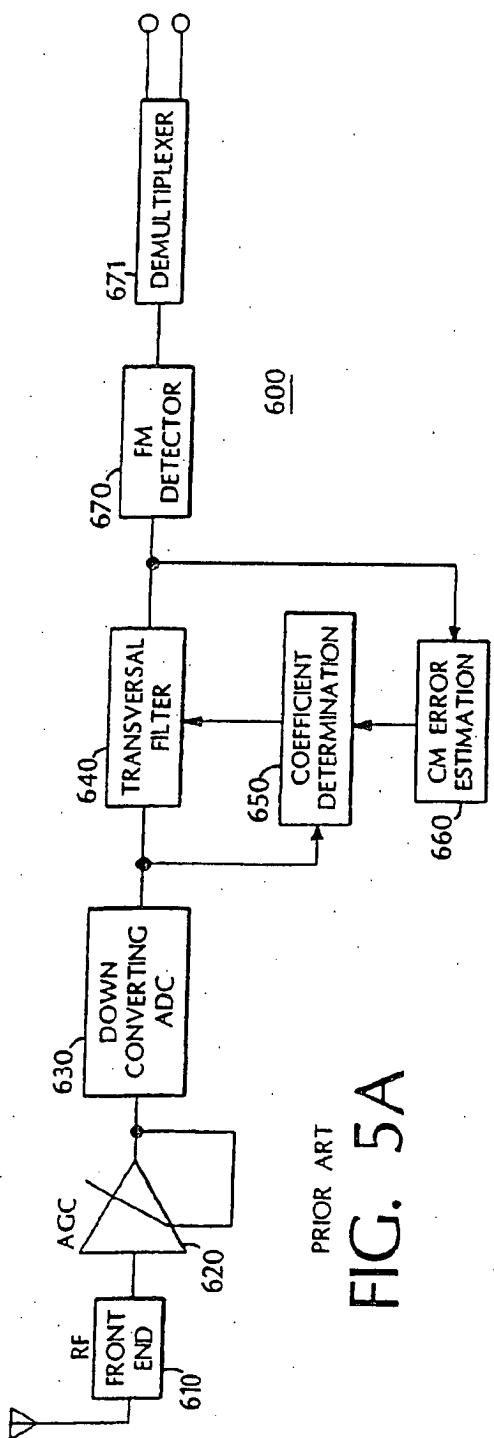


FIG. 4B



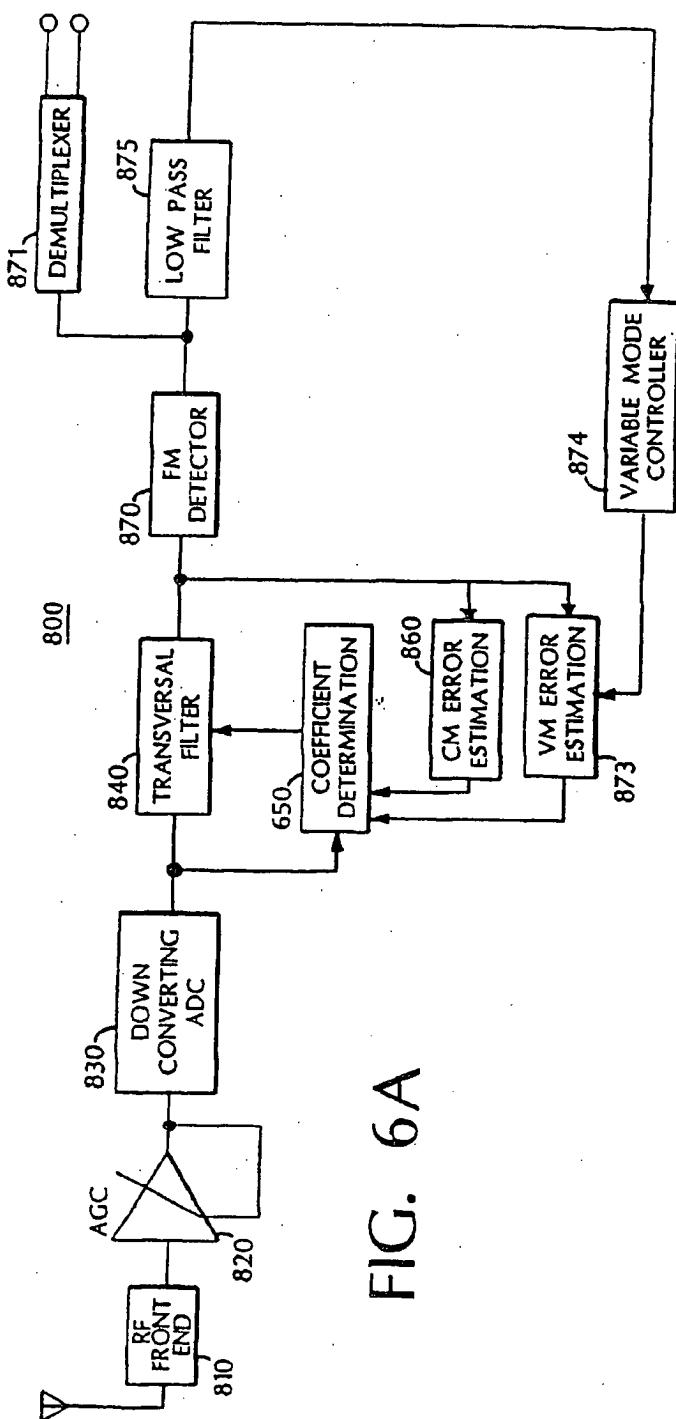


FIG. 6A

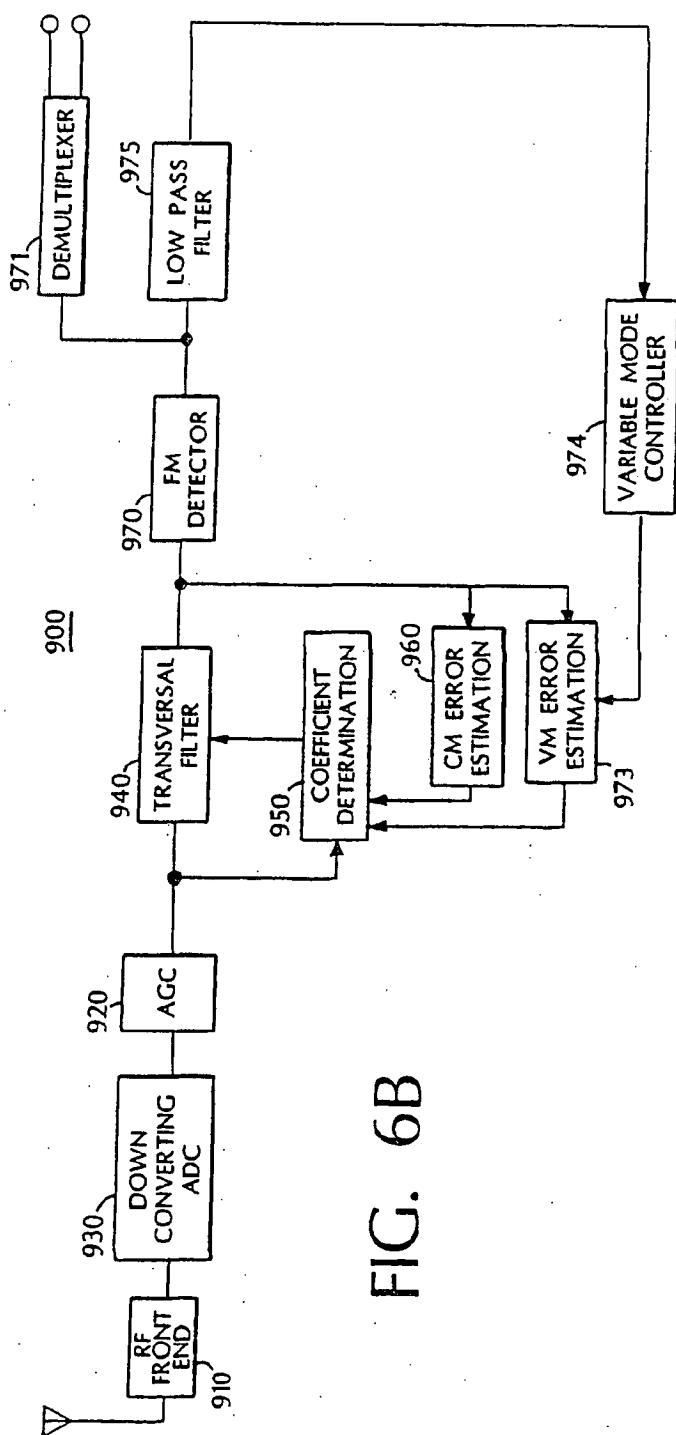


FIG. 6B