(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 696 33 625 T2** 2005.10.27

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 842 568 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **696 33 625.1**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US96/12531**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **96 927 283.0**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 97/005709**
(86) PCT-Anmeldetag: **31.07.1996**
(87) Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung: **13.02.1997**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **20.05.1998**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **13.10.2004**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **27.10.2005**

(51) Int Cl.[7]: **H04B 1/707**

(30) Unionspriorität:
509722 **31.07.1995** **US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LI, LU, MC, NL, PT, SE

(73) Patentinhaber:
Qualcomm, Inc., San Diego, Calif., US

(72) Erfinder:
ROSS, Arthur, Phoenix, US

(74) Vertreter:
WAGNER & GEYER Partnerschaft Patent- und Rechtsanwälte, 80538 München

(54) Bezeichnung: **ADAPTIVER ENTSPREIZER**

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

Hintergrund der Erfindung

I. Gebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf Nachrichtensysteme. Insbesondere bezieht sich die Erfindung auf ein neues und verbessertes Verfahren sowie eine Vorrichtung zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit von Spreizspektrumempfängern mit direkter Sequenz bei Anwesenheit von nicht aufgelöstem Mehrfachpfadfading.

II. Beschreibung verwandter Technik

[0002] Nachrichten- bzw. Kommunikationssysteme wurden entwickelt, um die Übertragung oder Sendung von Informationssignalen zu gestatten, und zwar von einem Quellenort oder einer Quellenstelle zu einer körperlich unterschiedlichen Benutzerbestimmung oder -bestimmungsstelle. Sowohl analoge als auch digitale Verfahren wurden verwendet um derartige Informationssignale über Nachrichtenkanäle zu übertragen, welche die Quellen und Benutzerstellen verbinden. Digitalverfahren haben die Tendenz mehrere Vorteile relativ zu analogen Verfahren zu besitzen und zwar einschließlich beispielsweise der folgenden: verbesserte Immunität gegenüber Kanalrauschen und Interferenz, erhöhte Kapazität und verbesserte Kommunikationssicherheit durch die Verwendung von Verschlüsselung (Enkryption).

[0003] Beim Übertragen eines Informationssignals von einer Quellenstelle über einen Nachrichtenkanal wird das Informationssignal als erstes in eine geeignete Form umgewandelt und zwar zur effizienten Übertragung über den Kanal. Die Umwandlung oder Modulation des Informationssignals verwendet die Veränderung eines Parameters einer Trägerwelle auf der Basis des Informationssignals derart, dass das Spektrum des sich ergebenden modulierten Trägers innerhalb der Kanalbandbreite eingeschränkt ist. An der Benutzerstelle oder dem Benutzerort wird das ursprüngliche Nachrichtensignal repliziert bzw. wiederermittelt und zwar aus einer Version des nach Fortpflanzung (Ausbreitung) über den Kanal empfangenen modulierten Trägers. Diese Replikation wird im Allgemeinen dadurch erreicht, dass man ein Inverses des Modulationsprozesses, verwendet durch den Quellensender, benutzt.

[0004] Die Modulation erleichtert auch den Mehrfachzugriff (multiple access), d. h. die gleichzeitige Übertragung mehrerer Signale über einen gemeinsamen Kanal. Mehrfachzugriffsnachrichtensysteme umfassen oftmals eine Vielzahl von entfernt gelegenen Teilnehmereinheiten, die einen intermittierenden Betrieb von relativ kurzer Dauer benötigen, und zwar weniger als einen kontinuierlichen Zugriff auf den Nachrichtenkanal. Systeme die derart ausgelegt sind, dass sie die Kommunikation oder Nachrichtenübertragung über kurze Zeitperioden mit einem Satz von Teilnehmereinheiten ermöglichen, wurden als Mehrfachzugriffsnachrichtensysteme (multiple access communication systems) bezeichnet.

[0005] Eine spezielle Art eines Mehrfachzugriffsnachrichtensystems ist als ein Spreizspektrumsystem bekannt. In Spreizspektrumssystemen ergibt die verwendete Modulationstechnik bzw. das verwendete Modulationsverfahren eine Spreizung des übertragenen Signals über ein breites Frequenzband innerhalb des Nachrichten- oder Kommunikationskanals. Ein Typ eines Mehrfachzugriffspreizspektrumssystems ist ein Code-Division-Mehrfachzugriffsmodulationssystem (CDMA-Modulationssystem). Andere Mehrfachzugriffskommunikationssystemverfahren sind beispielsweise die folgenden: Zeitdivisionsmehrfachzugriffs-(TDMA), Frequenzdivisionsmehrfachzugriffs-(FDMA) und AM-Modulationsschemata, wie beispielsweise amplitudenerweiterte Einzelseitenbandschemata sind bekannt.

[0006] CDMA hat jedoch signifikante Vorteile gegenüber diesen Modulationssystemen für Mehrfachzugriffsnachrichtentechniken. Die Verwendung von CDMA-Techniken in einem Mehrfachzugriffsnachrichtensystem ist in den folgenden U.S.-Patentschriften offenbart: 4 901 307 mit dem Titel „SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS" und 5 103 459 mit dem Titel „SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVE FORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM". Beide Patente sind auf den Inhaber der vorliegenden Erfindung übertragen, und seinen hier durch Bezugnahme eingeschlossen.

[0007] In einem CDMA-Zellulartelefonsystem wird das gleiche Frequenzband für die Übertragung oder Kommunikation in allen Zellen verwendet. Die CDMA-Wellenformeigenschaften, die Verarbeitungsgewinn vorsehen, werden auch dazu verwendet, um zwischen Signalen, die das gleiche Frequenzband einnehmen, zu unterscheiden. Ferner gestattet die Hochgeschwindigkeitspseudorausch-(PN)-Modulation viele unterschiedliche gesonderte Fortpflanzungspfade bzw. Wege, vorausgesetzt, dass die Differenz der Pfade die PN-Chipdauer oder eins/Bandbreite übersteigt. Wenn eine PN-Chiprate von 1 MHz verwendet wird, so kann die Mehrfachpfaddemodulation bezüglich Pfaden verwendet werden, die um mehr als eine Mikrosekunde Pfadverzögerung gegenüber dem gewünschten oder Sollpfad sich unterscheiden. Eine Ein-Mikrosekunden-Pfadverzögerungsdifferenz entspricht einem Differenzpfadabstand von 1000 Fuß. In einer städtischen Umgebung sind typischerweise Differenzpfadverzögerungen oberhalb einer Mikrosekunde vorhanden und in manchen Gebieten

werden bis zu 10–20 Mikrosekunden berichtet.

[0008] Bei Schmalbandmodulationssystemen wie beispielsweise der durch konventionelle Zellentelefonsysteme verwendeten analogen FM-Modulation kann die Existenz von Mehrfachpfaden ernsthafte Fading- oder Schwundcharakteristika hervorrufen. Bei der Breitband-CDMA-Modulation können jedoch die unterschiedlichen Pfade in dem Demodulationsprozess diskriminiert oder unterschieden werden. Diese Diskriminierung oder Unterscheidung reduziert die Schwere des Multipfadfadings sehr stark. Multi- oder Mehrfachpfadfading wird nicht total eliminiert bei der Verwendung von CDMA-Diskriminierungstechniken, da gelegentlich Pfade mit verzögerten Differenzen von weniger als der Minimalpfadverzögerung für das spezielle System existieren. Signale mit Pfadverzögerungen in dieser Größenordnung können nicht voneinander im Demodulator unterschieden werden. Aus diesem Grunde ist es erwünscht, dass eine gewisse Form an Diversität existiert, die es gestatten würde, dass ein System verwendet wird um die Effekte des Fadings weiter zu reduzieren.

[0009] Die schädlichen Effekte des Fadings können in gewissem Umfang dadurch gesteuert werden, dass man die Sendeleistung in dem CDMA-System steuert bzw. regelt. Ein System zur Leistungssteuerung für einen Zellenort und eine Mobileinheit ist in U.S.-Patent Nr. 5 056 109 offenbart, wobei dieses Patent den Titel „METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM" trägt und auf den Inhaber der vorliegenden Erfindung übertragen ist. Ferner kann der Effekt des Mehrfachpfadfadings in der „Handoff"-Betriebsart reduziert werden, wenn die Mobileinheit sich in einem Übergang zwischen einem Zellplatzservicegebiet mit Mobileinheitskommunikationszellenplätzen während der Handoff-Prozesses befindet. Das Handoff- oder Übergabeschema ist in U.S.-Patent 5 101 501 mit dem Titel „SOFT HANDOFF IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" beschrieben, wobei dieses Patent auf den Inhaber der vorliegenden Erfindung übertragen ist.

[0010] Das Vorhandensein von Mehrfachpfaden kann einem Breitband-CDMA-System Pfaddiversität verleihen. Wenn zwei oder mehrere Pfade (Wege) mit größer als einer Mikrosekunde Differenzpfadverzögerung verfügbar sind, so können zwei oder mehr Empfänger zum separaten Empfang der Signale verwendet werden. Da diese Signale typischerweise Unabhängigkeit hinsichtlich des Mehrfachpfadfadings zeigen (d. h. sie faden oder schwinden nicht zusammen), können die Ausgangsgrößen der zwei Empfänger Diversitykombiniert werden. Ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Implementieren eines „Combining"-Empfängers dieser Bauart ist im Einzelnen in U.S.-Patent 5 109 390 mit dem Titel „DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" beschrieben, wobei dieses Patent auf den Inhaber der vorliegenden Erfindung übertragen ist.

[0011] Die europäische Patentveröffentlichung Nr. 0 658 985 A2 „NEC Corporation" offenbart eine CDMA-Signalempfangsvorrichtung für eine Basisstation. Die Vorrichtung weist einen Spreizspektrumsdemodulationsabschnitt auf, der einen Vielzahl von Kanalsignalisierungsbearbeitungsabschnitten und einen gemeinsamen Signalverarbeitungsabschnitt aufweist. Jeder der Kanalsignalverarbeitungsabschnitte empfängt ein digitales spreizspektrummoduliertes Basisbandsignal und führt sowohl eine Equalisierung als auch eine Entspreizung aus.

Zusammenfassung der Erfindung

[0012] Die vorliegende Erfindung bezieht sich – wie in den beigefügten Ansprüchen ausgeführt – auf ein neues und verbessertes Verfahren und eine Vorrichtung zur Erhöhung der Performance oder Leistungsfähigkeit von Direktsequenzspreizspektrumempfängern bei Vorhandensein von nicht aufgelöstem (unresolved) Mehrfachpfadfading. Die vorliegende Erfindung ist eine Alternative zu der Diversity-Empfängerbauart, wie sie in U.S.-Patent 5 101 501 beschrieben wurde und zwar für Direktsequenzspreizspektrumempfänger. Die vorliegende Erfindung ist in ihrer Funktion ähnlich dem Diversityempfänger aber hat die Vorteile der Einfachheit und der verbesserten Leistungsfähigkeit bei Vorhandensein von nicht aufgelöstem Mehrfachpfad (fading). Die vorliegende Erfindung ist auch geeignet für Systeme mit hoher Datenrate, die bei Innenraumanwendungen erwünscht sein können. Die Neuheit liegt in dem Vorsehen oder dem Verwenden eines Entspreiz- und Wieder- oder Respreizvorgangs innerhalb eines traditionellen adaptiven Equalizers (Entzerrer).

[0013] Die Mehrfachpfadfortpflanzungskanäle, die bei Innenraumverhältnissen in dem 800 bis 200 MHz Bereich auftreten haben typischerweise ziemlich kurze Verzögerungsspreizungen. Die Spreizung kann im Bereich von annähernd 20 ns bis 300 ns liegen, und zwar abhängig von der Größe des Gebäudes, der Natur und der Konstruktion der Wände und anderen Faktoren. Die Diversity-Receiver oder Diversity-Empfänger, die für den Direktsequenzempfang in der zellulären Außenumgebung verwendet werden, sind am effektivsten dann, wenn die Verzögerungen zwischen den Mehrfachpfadkomponenten groß verglichen mit einem Spreizsequenzchip sind. Bei der standardisierten CDMA-Auslegung, wie dies im Einzelnen in den oben genannten U.S. Patenten 4 901 307 und 5 103 459 beschrieben ist, ist die Chipdauer annähernd 800 ns lang. Die relativ zu der Verzögerungsspreizung lange Chipdauer bedeutet, dass nur ein demoduliertes Signal des Diversity-Empfängers brauchbar

ist. Darüber hinaus führt der nicht aufgelöste Mehrfachpfad zu flachem Raleigh-Fading der Ausgangsgröße von diesem einen demodulierten Signal des Diversity-Empfängers. Auf diese Weise ist die Diversity-Empfängerverstärkung, die mit längeren Verzögerungen möglich ist, nicht erreichbar. Die kurze Verzögerungsspreizung bei Innenräumen legt nahe, dass ein neues Verfahren zur Handhabung des Mehrpfadsignals notwendig ist. Die vorliegende Erfindung verwendet eine entzerrerartige bzw. equalizerartige Struktur um dieses Ziel zu erreichen. Der Zweck der vorliegenden Erfindung besteht darin, die Intersymbolinterferenz zu reduzieren, die sich aus der Mehrfachpfadfortpflanzung ergibt. Equalizer, die den klassischen kleinsten quadratischen Mittel-(LMS = least mean square)-Algorithmus verwenden, benutzen normalerweise Rückkopplung basierend auf individuellen Symbolentscheidungen, um die Tap- oder Anzapfungsgewichtungen eines Transversalfilters zu aktualisieren oder auf den neuesten Stand zu bringen. Der LMS-Algorithmus schätzt den inversen Gradienten einer Fehlerfunktion bezüglich der Tap-Gewichtungen und stellt die Tap-Gewichtungen in einer Richtung entgegengesetzt zu dem geschätzten Gradienten ein. Bei vernünftigen Bedingungen der Kanalstatistiken und der Verstärkung konvergiert das Filter zu einem Zustand, der effektiv ist in der Beseitigung der Intersymbolinterferenz. Der LMS-Algorithmus wird in weitem Umfang verwendet, und zwar wegen seiner Einfachheit, der Leichtigkeit der Berechnung und der Tatsache, dass er keine Wiederholung der Daten benötigt. Bei der vorliegenden Erfindung ist der LMS-Algorithmus jedoch nicht direkt anwendbar und zwar wegen des direkten Sequenzspreizens.

[0014] In den CDMA-Zell- und -PCS-Systemen führt die Mehrfachpfadspreizung Zwischensymbol- oder Intersymbolintereferenz nicht bei der Symbolzeitskala (Zehntel von Mikrosekunden) ein, sondern vielmehr bei der Chipzeitskala (Zehner bis Hunderter von Nanosekunden). Daher arbeitet der adaptive Equalizer der vorliegenden Erfindung mit Rückkopplung von Chip-für-Chip-Fehlern. Um dies zu tun, muss die Datenmodulation aus dem Entspreizsignal geschätzt werden, der Fehler muss geschätzt werden und die Differenz zwischen weichen und harten Entscheidungen wird wieder gespreizt, und zwar durch die ursprüngliche Pseudonoise-Sequenz vor der Rückkopplung als eine Tap-Gewicht-Korrektur.

[0015] Die exemplarische Implementierung der vorliegenden Erfindung wird bei der Demodulation eines Pilotkanals verwendet. Ein Pilotkanal ist ein Kanal der dazu verwendet wird, um grundsätzliche Zeitsteuersynchronisationsinformation zu liefern und führt keine Daten. Die Verwendung und Implementierung eines Pilotkanals ist im Einzelnen in dem genannten U.S.-Patent 5 103 459 beschrieben. Die vorliegende Erfindung kann bei der Demodulation anderer Informationskanäle mit geringfügigen Modifikationen verwendet werden.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0016] Die Merkmale, Ziele und Vorteile der vorliegenden Erfindung ergeben sich aus der folgenden detaillierten Beschreibung in Verbindung mit den Zeichnungen, wobei gleiche Bezugszeichen Entsprechendes identifizieren und wobei Fig. 1 ein Blockdiagramm der vorliegenden Erfindung ist.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführungsbeispiele

[0017] Fig. 1 zeigt die neue adaptive Entspreizerstruktur, die die Equalisierung bzw. Entzerrung des Breitbandkanals gestattet. Nicht dargestellt in Fig. 1 ist ein Empfänger, der das Spreizspektrumsignal in der Frequenz herabkonvertiert und es in ein digitales Basisbandsignal umwandelt, wie dies im Stand der Technik bekannt ist. Der adaptive Entspreizer **100** weist Folgendes auf: ein Transversalfilter **101**, eine kleinste quadratische Mittel-Tap-Updating-Schaltung (LMS = least mean squares) **103** und Symbolschätzungs-, Entspreizungs- und Wiederspreizungsschaltung **121**. Der adaptive Entspreizer **100** ist als diskrete Elemente aufweisend dargestellt. In dem exemplarischen Ausführungsbeispiel ist der adaptive Entspreizer **100** in einem Mikroprozessor oder einem Mikrocontroller implementiert, und zwar programmiert, um die beschriebenen Funktionen durchzuführen. Obwohl die Fig. 1 einen gesonderten Zeitsteuerblock nicht veranschaulicht, sei bemerkt, dass eine derartige Takt- oder Clockzeitsteuerung typischerweise innerhalb eines Mikroprozessors oder eines Mikrocontrollers vorgesehen ist oder vorgesehen sein könnte, und zwar durch eine unabhängige Timing- oder Zeitsteuerquelle.

[0018] Das Transversalfilter **101** ist ein Filter mit endlicher Impulsantwort (finites Impulsansprechen; finite impulse response = FIR), welches das Digitalsignal R empfängt und zwar repräsentativ für eine Basisbandversion des Spreizspektrumsignals. Das Transversalfilter **101** erzeugt ein gefiltertes Signal und zwar basierend auf dem am kürzlichsten empfangenen Abtastwert oder Abtastung R(n) und den zuvor empfangenen Abtastungen R(n), R(n – 1), R(n – 2), R(n – 3) und R(n – 4). Die in Fig. 1 gezeigt Struktur besitzt fünf Abgriffe (Anzapfungen) oder Taps. D. h., der gefilterte Wert S(n) basiert auf fünf empfangenen Werten R(n) und zuvor empfangenen Abtastungen oder Abtastwerten R(n), R(n – 1), R(n – 2), R(n – 3) und R(n – 4), geliefert an das Summierelement **146**. Obwohl in dem exemplarischen Ausführungsbeispiel die gezeigte Struktur ein Fünf-Tap-Abgriff- oder -FIR-Filter ist, kann irgend eine Anzahl von Taps verwendet werden, und zwar in Übereinstimmung mit den Leistungsfähigkeitserfordernissen.

[0019] Das empfangene Signal wird an eine Reihe von Verzögerungselementen **102**, **104**, **106** und **108** geliefert. In einem Spreizspektrumkommunikationssystem wird das kleinste Stück oder Teil von übertragener Information als ein Chip bezeichnet. Jedes Chip besitzt eine vorbestimmte Chipperiode. Jedes der Verzögerungselemente **102**, **104**, **106** und **108** verzögert das empfangene Chip um einen Wert gleich der Abtastperiode des Signals. In dem beispielhaften Ausführungsbeispiel ist die Eingangsabtastrate ein kleines ganzzahliges Vielfaches der Chiprate. Beispielsweise bei einer Chiprate von 1,25 MHz könnte das ganzzahlige Vielfache 4 sein mit einer entsprechenden Abtastrate von 5 MHz. Die Verzögerungselemente **102**, **104**, **106** und **108** können unter Verwendung von Latches oder Verriegelungsschaltungen oder anderen Speicherelementen, die im Stand der Technik bekannt sind, implementiert werden.

[0020] Die laufende Abtastung R(n) und die Ausgangsgröße jedes der Verzögerungselemente **102**, **104**, **106** und **108** werden jeweils an Multiplizierer **110**, **112**, **114**, **116** und **118** geliefert. In den Multiplizierern **110**, **112**, **114**, **116** und **118** werden die Abtastwerte gewichtet, und zwar durch die Gewichtungs-Tap-Werte W1 bzw. W2 bzw. W3 bzw. W4 bzw. W5, die durch die später beschriebene LMS-Tap-Updating-Schaltung **103** berechnet werden. Jede der gewichteten Abtastwerte wird an den Summierer (Σ) **146** geliefert. Der Summierer **146** summiert jeden der gewichteten Abtastwerte um den Ausgangswert S_n zu erzeugen. Der Summierer **146** gibt die gefilterten Werte S_n mit der Chiprate aus, d. h. einen pro Chipperiode.

[0021] Das ausgegebene Chip von dem Transversalfilter **101**, S_n, wird an die Symbol-Schätzungsentspreizungs- und Wiederspreizungsschaltung **121** geliefert. Das Ausgangschip S_n wird an den Multiplizierer **120** geliefert. Im Multiplizierer **120** werden die eingegebenen gefilterten Chips S_n durch binäre Digits oder Ziffern einer Pseudo-Random-Sequenz (Pseudo-Zufallsfolge) multipliziert, und zwar geliefert durch den Pseudo-Random-Sequenz-(PRS)-Generator **132** mit der Chiprate. Das Produkt des Multiplizierers **120** wird an den Symbolschätzer (SYMBOL ESTIMATOR) **122** geliefert. Der Symbolschätzer oder -estimator **122** integriert die Resultate der Ausgangsgrößen vom Multiplizierer **120** über eine Symbolperiode die größer ist als die Chipperiode, um das enspreizte Signal zu erzeugen. Der Symbolschätzer **122** kann aus einem im Stand der Technik wohl bekannten digitalen Integrator gebildet sein. Der Symbolschätzer **122** kann auch eine Symboldarstellung (symbol mapping) liefern, wo die integrierten Chipwerte eine erste Symbolschätzung liefern, die durch eine vorbestimmte Abbildung (Mapping) in (ein) weiches Symbol (soft symbol) abbildet (maps). Eine typische Abbildung ist die Hadamard-Transformationsabbildung (Hadamard transform mapping).

[0022] Wenn die Spreizung bipolar phasenumgetastet (BPSK = bipolar phase shift keyed) ist, dann sollte die Entspreizsequenz bipolar (±1) wertig sein, und zwar identisch zu der Spreizsequenz, die am Sender bzw. Transmitter verwendet wird. Wenn die Spreizung quadraturphasenumgetastet(QPSK = quadrature phase shift keyed) ist, dann sollten im Allgemeinen ihre I- und Q-Komponenten jeweils bipolar wertig sein und die Entspreizsequenz ist das Komplexkonjugierte der durch den Sender oder Transmitter verwendeten Spreizsequenz. In dem beispielhaften Ausführungsbeispiel wird der PRS-Generator **132** unter Verwendung eines Schieberegisters implementiert, wobei der Aufbau und die Implementierung im Stand der Technik bekannt sind.

[0023] Die Entspreizoperation ergibt eine Tiefpasssignalkomponente entsprechend der Datenmodulation vorhanden in dem ursprünglichen übertragenen Signal von Interesse. Interferenz von anderen Stationen wird nicht durch die Pseudo-Noise- oder Pseudo-Rausch-Multiplikation komprimiert und verbleibt eine Breitbandwellenform, wie dies im Einzelnen in den genannten U.S.-Patenten 4 901 307 und 5 103 459 beschrieben ist.

[0024] Der Symbolschätzer **122** arbeitet basierend auf der Ausgangsgröße des Summierers **146** oder verarbeitet diese. Der Symbolschätzer **122** filtert oder verarbeitet in anderer Weise die Abtastungen oder Abtastwerte vom Transversalfilter **101** und erzeugt eine Schätzung des Modulationssymbols, welches während jeder Symbolperiode übertragen wurde. Normalerweise beeinflusst eine große Anzahl von Chips jedes Symbol, das große Verhältnis von Spreizbandbreite zu Datenrate reflektierend. Diese Symbolschätzerausgangsgröße wird als „weiches Symbol" (SOFT SYMBOL) in **Fig. 1** bezeichnet.

[0025] Die weichen Symbole werden durch die Entscheidungsschaltung (DECISION CIRCUIT) **124** weiter verarbeitet. Die Ausgangsgröße der Entscheidungsschaltung **124** ist ein komplexer Wert, der eine Rekonstruktion des ursprünglich übertragenen Modulationssymbols ist. Im Falle der Demodulation eines Pilotsignals ist dieses Symbol durch eine einzige komplexe Zahl repräsentiert wie beispielsweise 1 + 0j. Im Falle der Demodulation eines Pilotsignals ist die Entscheidungsschaltung **124** ein Komparator, wo die integrierten Chipwerte geliefert durch den Symbolschätzer **122** mit einer Konstanten verglichen werden. Diese Implementierung der Entscheidungsschaltung **124** ist zur Erzeugung einer nicht modulierten Pilotschätzung brauchbar. Andererseits kann die Entscheidungsschaltung **124** eine komplexe Schaltung sein, wie beispielsweise ein Viterbi-Decoder, der wiedercodierte (reencoded) Kanalsymbole als ein Ergebnis seiner finalen oder endgültigen Entscheidun-

gen liefert.

[0026] Eine Fehlerwellenform wird als die Differenz zwischen dem weichen Entscheidungssymbol geliefert durch den Symbolschätzer **122** und dem harten Entscheidungssymbol, geliefert durch die Entscheidungsschaltung **124**, innen in einer Summiervorrichtung **146** berechnet. Dieser komplexe Fehler e(n) wird im Multiplizierer **128** wiedergespreizt (re-spread) und zwar durch eine Pseudozufallssequenz (pseudo-random sequence), geliefert durch den PRS-Generator **132** der durch Verzögerungselement **130** verzögert wird. Das Verzögerungselement **130** kann aus einem Verriegelungs-(latch)- oder Speicherelement in bekannter Weise konfiguriert sein.

[0027] Die Tap-Gewichtungsupdates (die aktualisierten bzw. auf den neuesten Stand gebrachten Tap-Gewichtungen), werden entsprechend dem LMS-Algorithmus berechnet, und zwar in einer LMS-Tap-Updating-Schaltung **103**. Die ursprünglichen Spreizsignalabtastungen müssen dafür, und nicht die Modulationssymbole, verwendet werden. Dies unterscheidet sich von dem traditionellen LMS-Adaptiv-Equalizer, in dem das Signal entspreizt wird, und zwar zum Treffen der Symbolentscheidungs und wiedergespreizt wird für das Tap-Updating.

[0028] Die Struktur der Entscheidungsschaltung **124** kann unterschiedliche Implementierungen und zwar abhängig von der Anwendung besitzen. In dem beispielhaften Ausführungsbeispiel, wo ein beträchtlicher Teil der Vorwärtsverbindungsleistung einem gespreizten aber ansonsten nicht modulierten Pilot gewidmet ist, ist das übertragene Symbol a priori als eine Konstante bekannt. Somit hängt die Ausgangsgröße der Entscheidungsschaltung **124** überhaupt nicht vom empfangenen Signal ab, sondern ist einfach eine Konstante wie beispielsweise 1 + j0. Auf diese Weise sind die weichen Symbole Kurzzeitdurchschnitte der Entspreizerausgangsgröße und die Symbolfehler sind Differenzen zwischen diesen Kurzzeitdurchschnitten und dem konstanten Ziel oder Target.

[0029] Die Symbolentscheidungen basieren auf den Werten von vielen Chips. Sie sind daher erst eine gewisse Zeit nach dem letzten Chip aus dem sie aufgebaut sind, verfügbar. Wegen dieser Verzögerung muss das empfangene Signal oder Empfangssignal R(n) vor der Lieferung an die LMS-Tap-Updating-Schaltung **103** verzögert werden und die Pseudo-Random-Sequenz muss vor Lieferung an den Multiplizierer **128** verzögert werden. Das Verzögerungselement **130** verzögert die Pseudo-Random-Sequenz und das Verzögerungselement **176** sieht die Verzögerung für das Empfangssignal R(n) vor. Diese Verzögerungen sind mindestens ein Datensymbol lang. Die Verzögerungen sind mehrere Symbole lang, wenn Viterbi-Decodierseiteninformation verwendet wird, da die endgültigen Symboleentscheidungen den Empfang um mindestens die Abschneidungs- oder Trunkationslänge des Decodierers nacheilen.

[0030] Die in Fig. 1 gezeigten Verzögerungen sind vorhanden, um die Entscheidungsfehlerrückkopplung in zeitliche Ausrichtung mit den Kanalabtastungen zu bringen. Sie haben daher annähernd Ein-Symbol-Dauer. Typische Symbolperioden sind 52,1 µs auf der Vorwärtsverbindung und 208,3 µs auf der Rückwärtsverbindung. Die Spreizcodeverzögerung muss nur zwei Bits pro Chip oder 128 und 512 Bits in Erinnerung behalten. Auf diese Weise werden die Signalabtastungen bei 8-maliger Überlastung und 4 Bits für I und Q 8192 bzw. 32768 Bits benötigen.

[0031] In einem System mit einer Coderate ρ, m-stufiger Modulation und einer Datenrate R, wird die Symbolperiode durch Folgendes gegeben:

$$T_{symb} = \frac{\rho \cdot \log_2 m}{R}. \qquad (1)$$

[0032] Somit wird die Verzögerung ausgedrückt in Abtastungen wie folgt berechnet:

$$T_{symb} \cdot f_{chip} = \frac{\rho \cdot \log_2 m \cdot f_{chip} \cdot S}{R}, \qquad (2)$$

wobei S das Überabtastungsverhältnis (oversampling ratio) für das Signal ist.

[0033] Man kann die Anzahl der Taps berechnen, die im Transversalfilter **101** benötigt werden, und zwar ausgedrückt durch die gesamte Verzögerungsspanne der Mehrfachpfadsignale. Wenn die Verzögerungsspanne auf 200 Nanosekunden eingestellt wird, dann ist somit diese Tastrate von 20 MHz die Anzahl von Taps, die wie folgt berechnet werden kann:

$$200\ \text{ns} \cdot 20\ \text{MHz} + 1 \geq 5\ \text{Taps} \qquad (3)$$

sind nötig.

[0034] Der Erfolg dieses Schemas hängt davon ab, dass die Adaptionsgeschwindigkeit schnell genug ist, um den Kurzzeitänderungen die im Mehrfachpfad auftreten, zu folgen, und zwar sind diese hauptsächlich vorhanden in Folge der Bewegung des Handgerätes. Für eine in der Hand gehaltene Einheit ist die Änderungsrate bei 1800 MHz und 3 m/s (6,7 mph) auf ungefähr 2fv/c = 36 Nullen/Sekunde oder ungefähr 28 ms zwischen Nullen (Einbrüchen) geschätzt. Dieses legt nahe, dass die Adaptionszeit nicht größer als einige hundert Mikrosekunden sein sollte, damit das Schema erfolgreich ist. Bei Fahrzeuggeschwindigkeiten wird die Zeit ungefähr um einen Faktor 10

auf ungefähr 2,8 ms reduziert.

[0035] Eine feste Verstärkung zeigt sich bei Multiplikation des Fehlersignals im Multiplizierer **134**, bevor die Lieferung zurück zu dem LMS-Tap-Updating-Schaltkreis **103** erfolgt. Diese Verstärkung muss in geeigneter Weise gewählt werden, da sie, wenn sie zu klein ist, eine langsame Konvergenz verursachen kann und die Instabilität dann hervorruft, wenn sie zu groß ist.

[0036] Die LMS-Tap-Updating-Schaltung **103** empfängt das gewichtete Fehlersignal vom Multiplizierer **134** und die verzögerten Abtastwerte vom Verzögerungselement **176**. Die verzögerten Abtastungen vom Verzögerungselement **176** werden an eine Reihe von Verzögerungselementen **168**, **170**, **172** und **174** geliefert. Die Verzögerungselemente **168**, **170**, **172** und **174** verzögern jeweils den empfangenen Abtastwert um eine zusätzliche Abtastperiode, wie es in Beziehung zu den Verzögerungselementen **102**, **104**, **106** und **108** beschrieben wurde.

[0037] Die Ausgangsgrößen der Verzögerungselemente **176**, **168**, **170**, **172** und **174** werden an Multiplizierer **158** bzw. **160** bzw. **162** bzw. **164** bzw. **166** geliefert. Die Ausgangsgröße der Multiplizierer **158**, **160**, **162**, **164** und **166** werden an einen ersten Eingang der Summierer **148** bzw. **150** bzw. **152** bzw. **154** bzw. **156** geliefert. Die Ausgangsgrößen von den Summierelementen **148**, **150**, **152**, **154** und **156** werden an die Verzögerungselemente **136**, **138**, **140**, **142** und **144** geliefert. Die zweite Eingangsgröße zu den Summierern **148**, **150**, **152**, **154** und **156** ist eine Einzelabtastungsverzögerungsausgangsgröße von jedem der entsprechenden Summierer **136**, **138**, **140**, **142** und **144**. Die Verzögerungselemente **136**, **138**, **140**, **142** und **144** verzögern die Eingangstastung um eine einzige Abtastperiode. Die Ausgangsgrößen von den Verzögerungselementen **136**, **138**, **140**, **142** und **144** werden als die Tap-Werte an das Transversalfilter **101** geliefert und zwar vorgesehen durch Multiplizierer **110** bzw. **112** bzw. **114** bzw. **116** bzw. **118**.

[0038] Diese Struktur oder dieser Aufbau ist einfacher als ein Diversity-Empfänger. Es wird nur ein Demodulator benötigt und zwar im Gegensatz zu Mehrfachdemodulatoren bei dem Diversity-Empfänger. Es besteht auch keine Notwendigkeit nach Multipfad- oder Mehrfachpfadsignalen zu suchen und die Modulationselemente den Mehrfachpfadsignalen zuzuweisen, da die Tap- oder Abgriffsorte auf regelmäßigen Intervallen fixiert sind. Da es keine dynamische Zuweisung (assignment) gibt, gibt es keinen Verlust in Folge von Assignment- oder Zuweisungsfehlern. Da nur eine einzige weiche Entscheidung ausgegeben wird, besteht keine Notwendigkeit für ein „De-Skewing" (Entschrägen). Bei vergleichbaren Komplexitätsniveaus können mehrere Taps verwendet werden, was möglicherweise zu besserer Diversity-Verstärkung führt.

[0039] Die vorstehende Beschreibung von bevorzugten Ausführungsbeispielen soll den Fachmann in die Lage versetzen, die vorliegende Erfindung herzustellen oder zu verwenden. Die verschiedenen Modifikationen dieser Ausführungsbeispiele ergeben sich dem Fachmann ebenso wie die allgemeinen Prinzipien die hier definiert wurden und die bei anderen Ausführungsbeispielen ohne die Verwendung erfinderischer Maßnahmen eingesetzt werden können.

Patentansprüche

1. Ein adaptiver Entspreizer, der folgendes aufweist:
Transversalfiltermittel (**101**) zum Empfangen von Eingabesamples bzw. -Abtastwerten und zum Filtern der Eingabesamples gemäss einem Satz von adaptiven Filter-Tab-Werten, um gefilterte Chipwerte vorzusehen, **dadurch gekennzeichnet**, dass weiterhin Folgendes vorgesehen wird:
Entspreizungs- und Entscheidungsmittel (**120**, **122**, **124**, **132**) zum Empfangen der gefilterten Chipwerte und zum Entspreizen der gefilterten Chipwerte gemäss einem Direktsequenzspektrumspreizformat (direct sequence spread spectrum format) um ein erstes geschätztes Symbol vorzusehen und zum Erzeugen eines zweiten geschätzten Symbols gemäss einem vorbestimmten „Hard-Decision-" bzw. Hartenscheidungsformat;
Fehlerberechnungsmittel (**126**) zum Empfangen des ersten geschätzten Symbols und des zweiten geschätzten Symbols und zum Erzeugen eines Fehlersignals aus dem ersten geschätzten Symbol und dem zweiten geschätzten Symbol;
Spreizungsmittel (**128**) zum Empfangen des Fehlersignals und zum Spektrumsspreizen (spread spectrum spreading) des Fehlersignals gemäss dem Spektrumspreizformat, um ein erneut gespreiztes Fehlersignal vorzusehen; und
Tab-Adaptiermittel (**103**) zum Adaptieren bzw. Anpassen der adaptiven Tab-Werte gemäss dem erneut gespreizten Fehlersignal.

2. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 1, wobei die Transversalfiltermittel (**101**) ein Filter mit endlicher Impulsantwort (Finite-Impulse-Response (FIR)) Filter sind.

3. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 1, wobei die Entspreizungs- und Entscheidungsmittel (**120**, **122**, **124**, **132**) Folgendes aufweisen:
Symbolschätzermittel (**122**) zum Generieren einer ersten Symbolschätzung aus den gefilterten Chipwerten; und
Hard-Decision-Mittel (**124**) zum Generieren einer „Hard"- bzw. harten Symbolschätzung aus der ersten Symbolschätzung gemäss dem vorbestimmten

Hard-Decision-Format.

4. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 3, wobei die Hard-Decision-Mittel (**124**) eine Vergleichsschaltung aufweisen.

5. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 3, wobei die Hard-Decision-Mittel (**124**) einen Viterbi-Decoder aufweisen.

6. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 3, wobei die Entspreizungs- und Entscheidungsmittel (**120**, **122**, **124**, **132**) weiterhin Folgendes aufweisen:
Pseudorandom- bzw. Pseudozufallssequenzgeneratormittel (**132**) zum Generieren einer Pseudozufallssequenz; und
Multiplizierermittel (**120**) zum Empfangen der gefilterten Chipwerte und zum Empfangen der Pseudozufallssequenz und zum Multiplizieren der gefilterten Chipwerte mit der Pseudozufallssequenz, um eine Produktsequenz vorzusehen.

7. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 1, wobei die Transversalfiltermittel (**101**) angepasst sind zum Aktualisieren der Tab-Werte, und zwar gemäss einem Tab-Anpassformat der kleinsten mittleren Quadrate bzw. least means square (LMS).

8. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 6, wobei die Symbolschätzermittel (**122**) angepasst sind zum Integrieren der Produktsequenz, um eine entspreizte Sequenz bzw. Entspreizsequenz vorzusehen.

9. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 8, wobei die Symbolschätzermittel (**122**) weiterhin angepasst sind zum Abbilden der Entspreizsequenz auf eine zweite Sequenz gemäss einem vorbestimmten Abbildungsformat.

10. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 9, wobei das Abbildungsformat eine Hadamard-Transformation ist.

11. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 1, wobei die Transversalfiltermittel (**101**) einen Transversalfilter mit einem ersten Eingang zum Empfangen von Eingabesamples und mit einem zweiten Eingang zum Empfangen der Tab-Aktualisierungswerte und mit einem Ausgang aufweisen;
wobei die Fehlerberechnermittel (**126**) einen Fehlerberechner aufweisen, und zwar mit einem Eingang gekoppelt an den Transversalfilterausgang und mit einem Ausgang zum Vorsehen des erwähnten Filtersignals; und
wobei die Tab-Anpassmittel (**103**) einen Tab-Aktualisierungsberechner aufweisen, und zwar mit einem ersten Eingang, der an den Fehlerberechnerausgang gekoppelt ist und mit einem Ausgang gekoppelt an den zweiten Transversalfiltereingang.

12. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 11, wobei die Entspreizungs- und Entscheidungsmittel Folgendes aufweisen:
einen Symbolschätzer (**122**) mit einem Eingang und einem Ausgang;
eine Entscheidungsschaltung (**124**) mit einem Eingang gekoppelt an den Symbolschätzerausgang; und
wobei die Fehlerberechnermittel Folgendes aufweisen:
einen Substrahierer mit einem ersten Eingang gekoppelt an den Symbolschätzerausgang und einem zweiten Eingang gekoppelt an den Entscheidungsschaltungsausgang und mit einem Ausgang.

13. Adaptiver Entspreizer nach Anspruch 12, wobei der Fehlerberechner weiterhin einen Entspreizer aufweist, und zwar mit einem Eingang gekoppelt an den Transversalfilterausgang, und zwar gekoppelt an den Symbolschätzereingang.

14. Ein Verfahren zum adaptiven Entspreizen eines Spektrumspreizsignals (spread spectrum signal), das die folgenden Schritte aufweist:
Empfangen von Eingabesamples;
Filtern der Eingabesamples mit einem Transversalfilter mit einem Satz von adaptiven Filter-Tab-Werten, um gefilterte Chipwerte vorzusehen,
gekennzeichnet durch die weiteren Schritte des
Entspreizens der gefilterten Chipwerte gemäss einem Direktsequenzspektrumspreizformat (direct sequence spread spectrum format), um ein erstes geschätztes Symbol vorzusehen;
Erzeugen eines zweiten geschätzten Symbols gemäss einem vorbestimmten „hard decision" Format;
Erzeugen eines Fehlersignals aus dem ersten geschätzten Symbol und dem zweiten geschätzten Symbol;
Spreizens des Fehlersignals gemäss einem vorbestimmten Spektrumspreizformat, um ein erneut gespreiztes Fehlersignal vorzusehen; und des Anpassens bzw. Adaptierens der adaptiven Tab-Werte gemäss dem erneut gespreizten Fehlersignal.

15. Das Verfahren nach Anspruch 14, wobei der Schritt des Filterns eine Finite-Impulse-Response (FIR)-Filterung der Eingabesamples aufweist.

16. Das Verfahren nach Anspruch 14, wobei der Schritt des Entspreizens der gefilterten Chipwerte einen Schritt des Generieren einer ersten Symbolschätzung gemäss der gefilterten Chipwerte aufweist; und der Schritt des Generierens eines zweiten geschätzten Symbols einen Schritt des Generierens einer „Hard-Symbol"-Schätzung aus der ersten Symbolschätzung gemäss dem vorbestimmten „Hard-Decision"-Format aufweist.

17. Verfahren nach Anspruch 16, wobei der Schritt des Generierens einer „Hard" bzw. Hartsym-

bolschätzung das Vergleichen der ersten Symbolschätzung mit einem Satz von Schwellenwerten aufweist.

18. Verfahren nach Anspruch 16, wobei der Schritt des Generierens einer Hartsymbolschätzung ein Viterbi-Decodieren der ersten Symbolschätzung aufweist.

19. Verfahren nach Anspruch 16, wobei der Schritt des Entspreizens weiterhin Folgendes aufweist:
Generieren einer Pseudozufallssequenz; und
Multiplizieren der gefilterten Chipwerte mit der Pseudozufallssequenz, um eine Produktsequenz vorzusehen.

20. Verfahren nach Anspruch 14, das weiterhin ein Aktualisieren der Tab-Werte gemäss einem Tab-Anpassungsformat der kleinsten mittleren Quadrate bzw. least means square (LMS) aufweist.

21. Verfahren nach Anspruch 19, wobei der Schritt des Entspreizens weiterhin ein Integrieren der Produktsequenz, um eine Entspreizsequenz vorzusehen, aufweist.

22. Verfahren nach Anspruch 21, wobei der Schritt des Entspreizens weiterhin das Abbilden der Entspreizsequenz auf eine zweite Sequenz gemäss einem vorbestimmten Abbildungsformat aufweist.

23. Verfahren nach Anspruch 22, wobei das Abbildungsformat eine Hadamardtransformation ist.

Es folgt ein Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

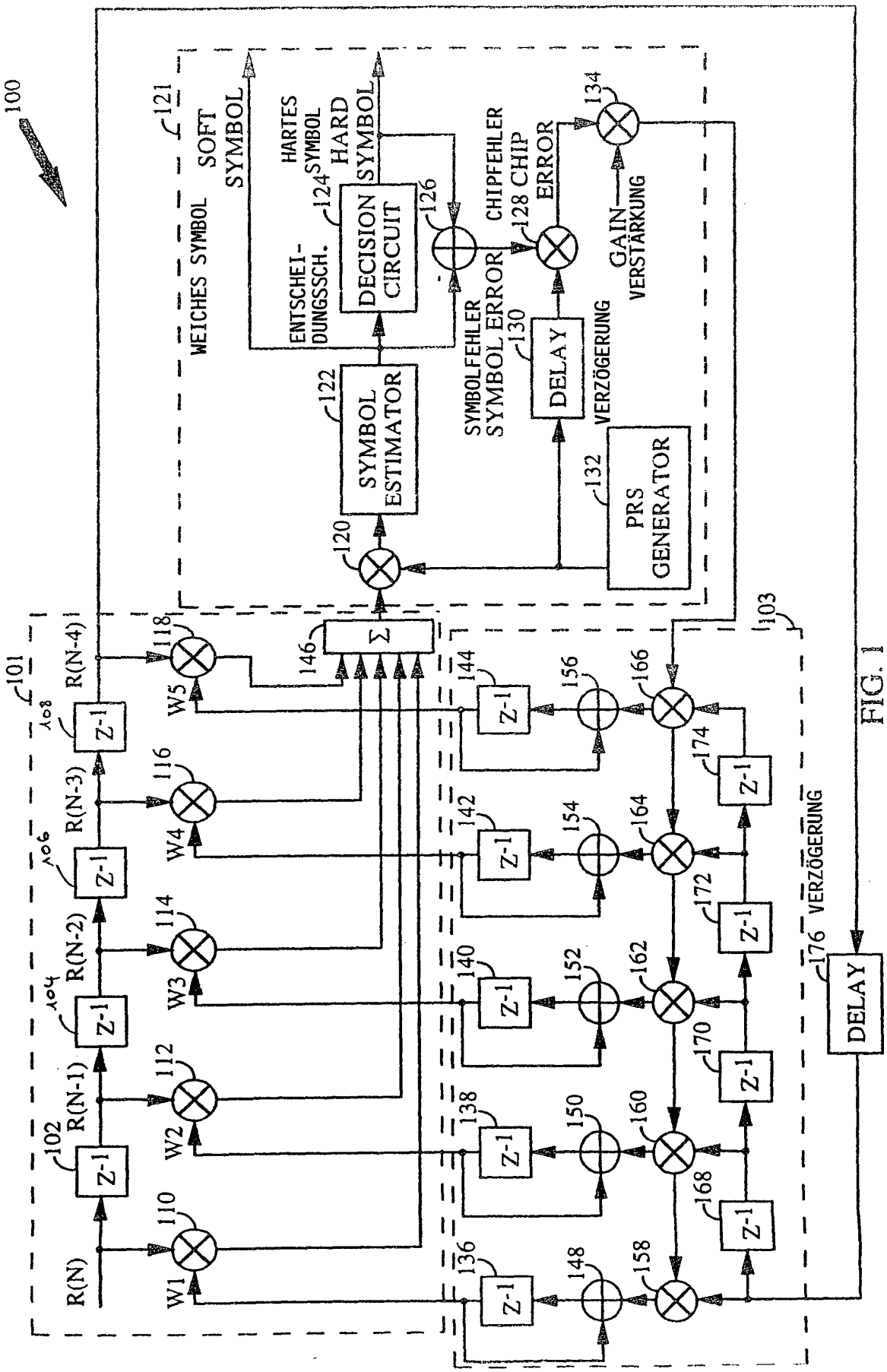

FIG. 1