



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 34 951 T2** 2007.10.25

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 0 993 129 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 34 951.6**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 203 291.2**

(96) Europäischer Anmeldetag: **07.10.1999**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **12.04.2000**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **24.01.2007**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **25.10.2007**

(51) Int Cl.⁸: **H04B 7/06** (2006.01)

H04L 1/06 (2006.01)

H04B 1/707 (2006.01)

(30) Unionspriorität:

103440 **07.10.1998** **US**

196896 **19.11.1998** **US**

(73) Patentinhaber:

Texas Instruments Inc., Dallas, Tex., US

(74) Vertreter:

Prinz und Partner GbR, 80335 München

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB

(72) Erfinder:

Dabak, Anand G., Richardson, Texas 75082, US;

Hosur, Srinath (nmi), Dallas, Texas 75206, US

(54) Bezeichnung: **Kanalschätzung in Raum-Zeit blockkodierter Sendeantennendiversität für WCDMA**

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**GEBIET DER ERFINDUNG**

[0001] Diese Erfindung bezieht sich auf Breitband-Codemultiplex-Vielfachzugriff (WCDMA, wideband code division multiple access) für ein Kommunikationssystem und insbesondere auf die raumzeitlich-blockcodierte (space time block coded) Sendeantennen-Diversity zur Kanalschätzung von WCDMA-Signalen.

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

[0002] Derzeitige Codemultiplex-Vielfachzugriff-Systeme (CDMA-Systeme Code Division Multiple Access) sind gekennzeichnet durch die gleichzeitige Übertragung verschiedener Datensignale über einen gemeinsamen Kanal, indem jedem Signal ein eindeutiger Code zugewiesen wird. Dieser eindeutige Code wird mit einem Code eines ausgewählten Empfängers korreliert, um den richtigen Empfänger des Datensignals zu ermitteln. Diese verschiedenen Datensignale erreichen den Empfänger auf Grund von Bodenstörsignalen und unberechenbarer Signalreflexion über verschiedene Pfade. Additive Effekte dieser mehreren Datensignale am Empfänger können ein deutliches Fading oder Schwankungen der empfangenen Signalintensität bewirken. Im Allgemeinen kann dieses Fading auf Grund mehrerer Datenpfade verringert werden, indem die übertragene Energie über eine große Bandbreite verteilt wird. Diese große Bandbreite führt im Vergleich zu schmalbandigen Übertragungsarten, wie z. B. Frequenzmultiplex-Vielfachzugriff (FDMA) oder Zeitmultiplex-Vielfachzugriff (TDMA), zu einem wesentlich geringeren Fading.

[0003] Es erscheinen fortwährend neue Normen für Breitband-Codemultiplex-Vielfachzugriff-Kommunikationssysteme (WCDMA-Kommunikationssysteme) der nächsten Generation, wie in der vorläufigen US-Patentanmeldung Nr. 60/082,671, eingereicht am 22. April 1998, beschrieben ist. Diese WCDMA-Systeme sind kohärente Kommunikationssysteme mit Pilotsymbol-unterstützten Kanalschätzungsschemata. Diese Pilotsymbole werden als Daten, die als quadraturphasenumtastet (QPSK) bekannt sind, in vorgegebenen Zeitrahmen an alle Empfänger, die sich innerhalb der Reichweite befinden, übertragen. Die Rahmen können sich in einer diskontinuierlichen (DTX) Übertragungsart ausbreiten. Bei Sprachübertragung erfolgt die Übertragung von Nutzerdaten, wenn der Nutzer spricht, aber es erfolgt keine Übertragung von Datensymbolen, wenn der Nutzer schweigt. Auf ähnliche Weise dürfen bei Datenpaketen die Nutzerdaten nur dann übertragen werden, wenn Pakete zum Senden bereit stehen. Die Rahmen sind unterteilt in 16 gleiche Zeitschlitze von jeweils 0,625 Millisekunden. Jeder Zeitschlitz ist weiter unterteilt in gleiche Symbolzeiten. Beispielsweise enthält bei einer Datenrate von 32 KSPS jeder Zeitschlitz 20 Symbolzeiten. Jeder Rahmen enthält sowohl Pilotsymbole als auch andere Steuersymbole, wie z.B. Sendeenergie-Steuer-Symbole (TPC-Symbole) und Rateninformations-Symbole (RI-Symbole). Diese Steuersymbole enthalten mehrere Bits, die ansonsten als Chips bekannt sind, um sie von Datenbits zu unterscheiden. Die Chip-Übertragungszeit (T_c) ist deshalb gleich der Symbolzeitrate (T) geteilt durch die Anzahl der Chips in dem Symbol (N).

[0004] Frühere Studien haben gezeigt, dass mehrere Sendeantennen den Empfang verbessern können, indem sie die Übertragungsdiversity für schmalbandige Kommunikationssysteme vergrößern. In ihrer Veröffentlichung New Detection Schemes for Transmit Diversity with no Channel Estimation beschreiben Tarokh u. a. ein solches Schema der Übertragungsdiversity für TDMA-Systeme. Dasselbe Konzept wird in A Simple Transmitter Diversity Technique for Wireless Communications von Alamouti beschrieben. Tarokh u. a. und Alamouti unterlassen es jedoch, ein derartiges Schema der Übertragungsdiversity für ein WCDMA-Kommunikationssystem zu lehren.

[0005] Andere Studien haben Schemata zur Übertragungsdiversity ohne Rückkopplung, z. B. orthogonale Übertragungsdiversity (OTD) und Zeitmultiplex-Übertragungsdiversity (TSTD) für WCDMA-Systeme untersucht. OTD- und TSTD-Systeme sind beide ähnlich leistungsfähig. Beide verwenden mehrere Sendeantennen, um eine gewisse Diversity gegen Fading bereitzustellen, besonders bei geringen Dopplerverschiebungen und bei nicht ausreichenden Pfaden für den Rake-Empfänger. OTD- und TSTD-Systeme scheitern jedoch beide daran, die zusätzliche Pfaddiversity zu verwerten, die bei nicht rückgekoppelten Systemen möglich ist. Beispielsweise empfängt die OTD-Codierschaltung aus [Fig. 5](#) Symbole S_1 und S_2 auf der Leitung **500** und erzeugt Ausgabesignale auf den Leitungen **504** und **506** zur Übertragung durch die erste bzw. zweite Antenne. Eine Entspreizer-Eingangsschaltung ([Fig. 4A](#)) empfängt diese übertragenen Signale. Die Entspreizerschaltung addiert empfangene Chipsignale über eine zugehörige Symbolzeit auf, um das erste und zweite Ausgabesignal R_1 und R_2 auf den Leitungen **620** bzw. **622** nach den Gleichungen [1-2] zu erzeugen.

$$R_j^1 = \sum_{i=0}^{N-1} r_j(i + \tau_j) = \alpha_j^1 S_1 + \alpha_j^2 S_2 \quad [1]$$

$$R_j^2 = \sum_{i=N}^{2N-1} r_j(i + \tau_j) = \alpha_j^1 S_1 - \alpha_j^2 S_2 \quad [2]$$

[0006] Die OTD-Phasenkorrekturschaltung aus [Fig. 6](#) empfängt die Ausgabesignale R_j^1 und R_j^2 entsprechend dem j -ten von L mehreren Signalpfaden. Die Phasenkorrekturschaltung erzeugt weiche Ausgaben oder Signalschätzungen \tilde{S}_1 und \tilde{S}_2 für die Symbole S_1 und S_2 auf den Leitungen **616** bzw. **618**, wie es in den Gleichungen [3-4] gezeigt ist.

$$\tilde{S}_1 = \sum_{j=1}^L (R_j^1 + R_j^2) \alpha_j^{1*} = \sum_{j=1}^L 2 |\alpha_j^1|^2 S_1 \quad [3]$$

$$\tilde{S}_2 = \sum_{j=1}^L (R_j^1 - R_j^2) \alpha_j^{2*} = \sum_{j=1}^L 2 |\alpha_j^2|^2 S_2 \quad [4]$$

[0007] Die Gleichungen [3-4] zeigen auf, dass das OTD-Verfahren eine Einzelkanalschätzung α für jeden Pfad j liefert. Eine ähnliche Analyse für das TSTD-System kommt zum selben Ergebnis. Die OTD- und TSTD-Verfahren sind deshalb auf eine Pfaddiversity von L begrenzt. Diese Beschränkung der Pfaddiversity versagt die Verwertung der zusätzlichen Pfaddiversity, die bei nicht rückgekoppelten Systemen möglich ist, wie noch genauer erklärt wird.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0008] Diese Probleme werden mit einer Schaltung gelöst, die eine Schätzschaltung umfasst, die so angeschlossen ist, dass sie mehrere Eingangssignale von einer externen Quelle auf mehreren Pfaden und wenigstens ein bekanntes Signal empfängt. Das wenigstens eine bekannte Signal hat einen vorgegebenen Wert. Die Schätzschaltung erzeugt in Reaktion auf die mehreren Eingangssignale und das wenigstens eine bekannte Signal mehrere Schätzsignale, die jeweils dem zugehörigen Signalpfad entsprechen. Eine Korrekturschaltung ist so angeschlossen, dass sie die mehreren Schätzsignale und die mehreren Eingangssignale empfängt. Die Korrekturschaltung erzeugt in Reaktion auf die mehreren Schätzsignale und die mehreren Eingangssignale eine erste Symbolschätzung. Die Korrekturschaltung erzeugt in Reaktion auf die mehreren Schätzsignale und die mehreren Eingangssignale eine zweite Symbolschätzung.

[0009] Die vorliegende Erfindung verbessert die Kanalschätzung, indem sie eine zumindest 2L-fache Diversity in Zeit und Raum schafft. Es ist keine zusätzliche Sendeenergie oder Bandbreite erforderlich. Die Energie wird über mehrere Antennen gleich verteilt.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0010] Die Erfindung wird besser verstanden, indem die folgende ausführliche Beschreibung mit Bezug auf die Zeichnungen gelesen wird, in denen:

[0011] [Fig. 1](#) ein vereinfachter Blockschaltplan einer typischen Sendeanlage ist, die die Raum-Zeit-Übertragungsdiversity (STTD) der vorliegenden Erfindung verwendet;

[0012] [Fig. 2](#) ein Blockschaltplan ist, der den Signalfluss in einem STTD-Codierer der vorliegenden Erfindung zeigt, der mit dem Sender von [Fig. 1](#) verwendet werden kann;

[0013] [Fig. 3](#) eine schematische Darstellung einer Phasenkorrekturschaltung der vorliegenden Erfindung ist, die mit dem Empfänger verwendet werden kann;

[0014] [Fig. 4A](#) ein Blockschaltplan einer Entspreizerschaltung des Standes der Technik ist, die mit der STTD der Erfindung angewendet werden kann;

[0015] [Fig. 4B](#) ein Blockschaftplan einer Kanalschätzungsschaltung ist, die mit der STTD der Erfindung verwendet werden kann;

[0016] [Fig. 5](#) ein Blockschaftplan ist, der den Signalfluss in einem OTD-Codierer des Standes der Technik zeigt; und

[0017] [Fig. 6](#) eine schematische Darstellung einer Phasenkorrekturschaltung des Standes der Technik ist.

AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

[0018] In [Fig. 1](#) ist ein vereinfachter Blockschaftplan eines typischen Senders dargestellt, der die Raum-Zeit-Übertragungsdiversity (STTD) der vorliegenden Erfindung verwendet. Die Sendeschaltung empfängt auf den Leitungen **100**, **102**, **104** bzw. **106** Pilotsymbole, TPC-Symbole, RI-Symbole bzw. Datensymbole. Jedes der Symbole wird auf noch genauer beschriebene Art und Weise von einem zugehörigen STTD-Codierer verschlüsselt. Jeder STTD-Codierer erzeugt zwei Ausgabesignale, die an der Multiplexschaltung **120** anliegen. Die Multiplexschaltung **120** erzeugt jedes verschlüsselte Symbol in einer zugehörigen Symbolzeit eines Rahmens. Auf diese Weise wird in jedem Rahmen eine serielle Folge von Symbolen gleichzeitig an jede zugehörige Multiplizierschaltung **124** und **126** angelegt. Ein orthogonaler Kanalcode C_m wird mit jedem Symbol multipliziert, um ein eindeutiges Signal für einen vorgesehenen Empfänger zur Verfügung zu stellen. Die STTD-codierten Rahmen werden dann an die Antennen **128** und **130** zur Übertragung angelegt.

[0019] In [Fig. 2](#) ist ein Blockschaubild dargestellt, das den Signalfluss in einem STTD-Codierer der Erfindung zeigt, der mit dem Sender von [Fig. 1](#) zur Codierung der Pilotsymbole verwendet werden kann. Die Pilotsymbole sind vorgegebene Steuersignale, die zur Kanalschätzung und für andere Funktionen eingesetzt werden können, was noch genauer beschrieben wird. Der Betrieb des STTD-Codierers **112** wird mit Bezug auf Tabelle 1 beschrieben. Der STTD-Codierer empfängt auf der Leitung **100** das Pilotsymbol 11 zur Symbolzeit T das Pilotsymbol S_1 zur Symbolzeit 2T, das Pilotsymbol 11 zur Symbolzeit 3T und das Pilotsymbol S_2 zur Symbolzeit 4T in jedem von sechzehn Zeitschlitz eines Rahmens. Für eine bevorzugte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, die vorteilhaft eine Datenrate von 32 KSPS hat, erzeugt der STTD-Codierer eine Folge von vier Pilotsymbolen für jede von zwei Antennen, die den Leitungen **204** bzw. **206** entsprechen, für jeden der sechzehn Zeitschlitz aus Tabelle 1. Der STTD-Codierer erzeugt Pilotsymbole B_1 , S_1 , B_2 und S_2 zu den Symbolzeiten T bis 4T für eine erste Antenne auf der Leitung **204**. Der STTD-Codierer erzeugt gleichzeitig Pilotsymbole B_1 , $-S_2^*$, $-B_2$ bzw. S_1^* zu den Symbolzeiten T bis 4T auf der Leitung **206** für eine zweite Antenne. Jedes Symbol umfasst zwei Bits, die einen Real- und einen Imaginärteil des Symbols darstellen. Ein Sternchen gibt eine Komplexkonjugation oder einen Vorzeichenwechsel des Imaginärteiles des Symbols an. Die Werte der Pilotsymbole für den ersten Zeitschlitz für die erste Antenne auf Leitung **204** sind deshalb 11, 11, 11 und 11. Die entsprechenden Pilotsymbole für die zweite Antenne auf Leitung **206** sind 11, 01, 00 und 10.

[0020] Die Bitsignale dieser Symbole werden seriell auf zugehörigen Pfaden **208** und **210** übertragen. Jedes Bitsignal eines zugehörigen Symbols wird anschließend von einer entfernten Mobilantenne **212** nach der Übertragungszeit τ_j , die dem j-ten Pfad entspricht, empfangen. Die Signale erreichen eine Entspreizer-Eingangsschaltung ([Fig. 4A](#)), wo sie von der Schaltung **406** über jede zugehörige Symbolzeit addiert werden, um die Ausgabesignale R_j^1 , R_j^2 , R_j^3 und R_j^4 zu erzeugen. Diese Ausgabesignale entsprechen den vier Pilotsymbol-Zeitschlitz und dem j-ten von L mehreren Signalpfaden, wie es vorher beschrieben wurde. Diese Ausgabesignale werden von der Verzögerungsschaltung **410** verzögert, um gleichzeitige Ausgabesignale zu erzeugen.

[0021] Diese gleichzeitigen Ausgabesignale werden als Eingangssignale an die Kanalschätzungsschaltung **422** ([Fig. 4B](#)) angelegt. Die Kanalschätzungsschaltung **422** empfängt auch bekannte Symbolsignale $S_{1,i}$ und $S_{2,i}$, entsprechend dem i-ten Zeitschlitz des Rahmens. Auf diese Weise werden die pfadspezifischen Eingangssignale zusammen mit den entsprechenden bekannten Pilotsymbolen für einen speziellen Zeitschlitz an die Kanalschätzungsschaltung angelegt, um getrennte Kanalschätzungen des Rayleigh-Fadings auf den Leitungen **428** und **430** für jeden jeweiligen Zeitschlitz zu ermitteln.

	Antenne 1				Antenne 2			
Schlitz	B ₁	S ₁	B ₂	S ₂	B ₁	-S ₂ [*]	-B ₂	S ₁ [*]
1	11	11	11	11	11	01	00	10
2	11	11	11	01	11	11	00	10
3	11	01	11	01	11	11	00	00
4	11	10	11	01	11	11	00	11
5	11	10	11	11	11	01	00	11
6	11	10	11	11	11	01	00	11
7	11	01	11	00	11	10	00	00
8	11	10	11	01	11	11	00	11
9	11	11	11	00	11	10	00	10
10	11	01	11	01	11	11	00	00
11	11	11	11	10	11	00	00	10
12	11	01	11	01	11	11	00	00
13	11	00	11	01	11	11	00	01
14	11	10	11	00	11	10	00	11
15	11	01	11	00	11	10	00	00
16	11	00	11	00	11	10	00	01

TABELLE 1

[0022] Die Eingangssignale, die den Pilotsymbolen für jeden Zeitschlitz entsprechen, sind in den Gleichungen [5-8] angegeben. Rauschterme sind zur Vereinfachung nicht enthalten. Das empfangene Signal R^1_j wird durch die Pilotsymbole (B_1, B_1) erzeugt, die zur Symbolzeit T für alle Zeitschlitz den konstanten Wert (11, 11) haben. Deshalb ist das empfangene Signal gleich der Summe der zugehörigen Rayleigh-Fading-Parameter, die der ersten und zweiten Antenne entsprechen. Gleichermaßen wird das empfangene Signal R^3_j von den Pilotsymbolen ($B_2, -B_2$) erzeugt, die zur Symbolzeit $3T$ für alle Zeitschlitz den konstanten Wert (11, 00) haben. Die empfangenen Signale R^2_j und R^4_j , die den Symbolzeiten $2T$ und $4T$ entsprechen, haben die Werte ($S_1, -S_2^*$) bzw. ($S_2, -S_1^*$), wie in Tabelle 1 angegeben ist. Kanalschätzungen für die Rayleigh-Fading-Parameter, die der ersten und zweiten Antenne entsprechen, können auf diese Weise aus den Eingangssignalen nach Gleichung [9] und [10] leicht ermittelt werden.

$$R^1_j = \alpha_j^1 + \alpha_j^2 \quad [5]$$

$$R^2_j = \alpha_j^1 S_{1,i} - \alpha_j^1 S_{2,i}^* \quad [6]$$

$$R^3_j = \alpha_j^1 - \alpha_j^2 \quad [7]$$

$$R^4_j = \alpha_j^1 S_{2,i} + \alpha_j^2 S_{1,i} \quad [8]$$

$$\alpha_j^1 = (R^1_j + R^2_j S_{1,i}^* + R^3_j + R^4_j S_{2,i}^*)/4 \quad [9]$$

$$\alpha_j^2 = (R^1_j - R^2_j S_{2,i} - R^3_j + R^4_j S_{1,i}^*)/4 \quad [10]$$

[0023] In [Fig. 3](#) ist eine schematische Darstellung einer Phasenkorrekturschaltung der vorliegenden Erfindung gezeigt, die mit einem entfernten mobilen Empfänger verwendet werden kann. Diese Phasenkorrekturschaltung empfängt Eingangssignale, beispielsweise R^m_j und R^n_j auf den Leitungen **324** und **326**, die Symbolzeiten innerhalb desselben Zeitschlitzes entsprechen, wie die für Kanalschätzungen verwendeten Pilotsymbole. Die Phasenkorrekturschaltung empfängt die komplexe Konjugation einer Kanalschätzung eines Rayleigh-Fading-Parameters α_j^{1*} , entsprechend der ersten Antenne an Leitung **302**, und eine Kanalschätzung eines anderen Rayleigh-Fading-Parameters α_j^2 , entsprechend der zweiten Antenne an Leitung **306**. Die Kom-

plexkonjugierten der Eingangssignale werden von den Schaltungen **308** und **330** auf den Leitungen **310** bzw. **322** erzeugt. Diese Eingangssignale und ihre Komplexkonjugierten werden mit den Schätzsignalen des Rayleigh-Fading-Parameters multipliziert und wie angegeben addiert, um pfadspezifische Symbolschätzungen auf den zugehörigen Leitungen **318** und **322** nach den Gleichungen [11] und [12] zu erzeugen.

$$R_j^m \alpha_j^{1*} + R_j^n \alpha_j^{2*} = \left(|\alpha_j^1|^2 + |\alpha_j^2|^2 \right) S_m \quad [11]$$

$$-R_j^m \alpha_j^{2*} + R_j^n \alpha_j^{1*} = \left(|\alpha_j^1|^2 + |\alpha_j^2|^2 \right) S_n \quad [12]$$

[0024] Diese pfadspezifischen Symbolschätzungen werden dann an eine Rake-Kombinierschaltung angelegt, um individuelle pfadspezifische Symbolschätzungen zu addieren und so reine Soft-Symbole oder Pilot-symbolsignale gemäß den Gleichungen [13] und [14] zur Verfügung zu stellen.

$$\tilde{S}_m = \sum_{j=1}^L R_j^m \alpha_j^{1*} + R_j^n \alpha_j^{2*} \quad [13]$$

$$\tilde{S}_n = \sum_{j=1}^L -R_j^m \alpha_j^{2*} + R_j^n \alpha_j^{1*} \quad [14]$$

[0025] Diese weichen Symbole oder Schätzungen schaffen eine Pfaddiversity L und eine Übertragungsdiversity 2. Deshalb beträgt die Gesamtdiversity des STTD-Systems 2L. Diese größere Diversity ist sehr vorteilhaft, um eine geringere Bitfehlerrate zu bieten.

[0026] Obwohl die Erfindung ausführlicher anhand ihrer bevorzugten Ausführungsform beschrieben wurde, ist diese Beschreibung selbstverständlich nur beispielhaft zu verstehen und soll nicht als einschränkend ausgelegt werden. Zum Beispiel sind die Pilotsymbolmuster in Tabelle 1 für Datenraten von 16, 32, 64 und 128 KSPS geeignet, die vier Pilotsymbole in jedem Zeitschlitz haben. Andere Muster führen zu ähnlichen Ergebnissen. Das Muster aus Tabelle 2 führt z. B. angewendet auf die zweite Antenne zum gleichen Ergebnis.

Schlitz	B ₂ [*]	-S ₂ [*]	-B ₁ [*]	S ₁ [*]
1	10	01	01	10
2	10	11	01	10
3	10	11	01	00
4	10	11	01	11
5	10	01	01	11
6	10	01	01	11
7	10	10	01	00
8	10	11	01	11
9	10	10	01	10
10	10	11	01	00
11	10	00	01	10
12	10	11	01	00
13	10	11	01	01
14	10	10	01	11
15	10	10	01	00
16	10	10	01	01

TABELLE 2

[0027] Eine Änderung der Pilotsymbole von (B_1, B_1) nach $(B_2^*, -B_1^*)$ in Tabelle 2 erzeugt die Gleichungen [15-18], die den früheren Gleichungen [5-8] entsprechen. Auf diese Weise können die Kanalschätzungen leicht nach den Gleichungen [20] und [21] bestimmt werden, entsprechend den früheren Gleichungen [9] bzw. [10].

$$R_j^1 = \alpha_j^1 B_1 - \alpha_j^2 B_2^* \quad [15]$$

$$R_j^2 = \alpha_j^1 S_{1,i} - \alpha_j^2 S_{2,i}^* \quad [16]$$

$$R_j^3 = \alpha_j^1 B_2 - \alpha_j^2 B_1^* \quad [17]$$

$$R_j^4 = \alpha_j^1 S_{2,i} + \alpha_j^2 S_{1,i}^* \quad [18]$$

$$\alpha_j^1 = (R_j^1 B_1^* + R_j^2 S_{1,i}^* + R_j^3 B_2^* + R_j^4 S_{2,i}^*)/4 \quad [20]$$

$$\alpha_j^2 = (R_j^1 B_2 - R_j^2 S_{2,i} - R_j^3 B_1 + R_j^4 S_{1,i}^*)/4 \quad [21]$$

[0028] Das erfinderische Konzept dieser Erfindung ist leicht auf andere Datenraten zu übertragen, die eine andere Anzahl von Pilotsymbolen als vier haben. Zum Beispiel geben die Tabelle 5 und die Tabelle 6 die Pilot-symbolmuster für Datenraten mit sechzehn Pilotsymbolen in jedem Zeitschlitz für die erste bzw. zweite Antenne an.

	8 KSPS		256, 512, 1024 KSPS							
Schlitz	0	1	0	1	2	3	4	5	6	7
1	11	11	11	11	11	11	11	11	11	10
2	11	11	11	10	11	10	11	10	11	01
3	11	10	11	10	11	01	11	11	11	01
4	11	01	11	11	11	01	11	00	11	10
5	11	10	11	11	11	00	11	01	11	10
6	11	10	11	11	11	11	11	01	11	10
7	11	01	11	10	11	11	11	01	11	10
8	11	00	11	01	11	00	11	10	11	00
9	11	00	11	11	11	10	11	00	11	01
10	11	10	11	01	11	11	11	11	11	00
11	11	10	11	10	11	10	11	11	11	10
12	11	11	11	01	11	10	11	10	11	00
13	11	10	11	10	11	01	11	11	11	10
14	11	11	11	00	11	10	11	10	11	00
15	11	00	11	01	11	10	11	00	11	00
16	11	00	11	10	11	00	11	00	11	00

Tabelle 3

	8 KSPS		256, 512, 1024 KSPS							
Schlitz	0	1	0	1	2	3	4	5	6	7
1	11	11	11	01	00	10	11	00	00	10
2	11	11	11	00	00	11	11	11	00	11
3	11	10	11	11	00	11	11	11	00	10
4	11	01	11	11	00	10	11	00	00	01
5	11	10	11	10	00	10	11	00	00	00
6	11	10	11	01	00	10	11	00	00	00
7	11	01	11	01	00	11	11	00	00	00
8	11	00	11	10	00	00	11	10	00	11
9	11	00	11	00	00	10	11	11	00	01
10	11	10	11	01	00	00	11	10	00	10
11	11	10	11	00	00	11	11	00	00	10
12	11	11	11	00	00	00	11	10	00	11
13	11	10	11	11	00	11	11	00	00	10
14	11	11	11	00	00	01	11	10	00	11
15	11	00	11	00	00	00	11	10	00	01
16	11	00	11	10	00	11	11	10	00	01

Tabelle 4

	2048, 4096 KSPS															
Schlitz	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	11	01	11	10	11	11	11	10	11	01	11	00	11	00	11	01
2	11	01	11	01	11	10	11	11	11	01	11	01	11	10	11	01
3	11	01	11	10	11	00	11	01	11	11	11	11	11	01	11	10
4	11	11	11	11	11	01	11	01	11	11	11	01	11	00	11	01
5	11	00	11	00	11	11	11	01	11	10	11	00	11	11	11	11
6	11	00	11	11	11	10	11	01	11	10	11	00	11	10	11	11
7	11	01	11	00	11	10	11	00	11	10	11	10	11	01	11	01
8	11	01	11	00	11	11	11	10	11	11	11	10	11	11	11	00
9	11	11	11	11	11	01	11	11	11	11	11	10	11	10	11	01
10	11	10	11	01	11	10	11	10	11	10	11	00	11	11	11	00
11	11	00	11	01	11	11	11	01	11	01	11	01	11	01	11	11
12	11	11	11	00	11	10	11	10	11	00	11	01	11	00	11	11
13	11	11	11	11	11	11	11	00	11	00	11	10	11	11	11	11
14	11	00	11	01	11	10	11	10	11	00	11	00	11	00	11	10
15	11	00	11	11	11	10	11	00	11	10	11	01	11	01	11	11
16	11	00	11	00	11	00	11	11	11	00	11	10	11	01	11	00

Tabelle 5

	2048, 4096 KSPS															
Schlitz	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	11	00	00	00	11	00	00	10	11	10	00	00	11	11	00	01
2	11	11	00	00	11	01	00	11	11	11	00	00	11	11	00	11
3	11	00	00	00	11	11	00	01	11	01	00	10	11	00	00	00
4	11	01	00	10	11	11	00	00	11	11	00	10	11	11	00	01
5	11	10	00	01	11	11	00	10	11	10	00	11	11	01	00	10
6	11	01	00	01	11	11	00	11	11	10	00	11	11	01	00	11
7	11	10	00	00	11	10	00	11	11	00	00	11	11	11	00	00
8	11	10	00	00	11	00	00	10	11	00	00	10	11	10	00	10
9	11	01	00	10	11	01	00	00	11	00	00	10	11	11	00	11
10	11	11	00	11	11	00	00	11	11	10	00	11	11	10	00	10
11	11	11	00	01	11	11	00	10	11	11	00	00	11	01	00	00
12	11	10	00	10	11	00	00	11	11	11	00	01	11	01	00	01
13	11	01	00	10	11	10	00	10	11	00	00	01	11	00	00	10
14	11	11	00	01	11	00	00	11	11	10	00	01	11	00	00	01
15	11	01	00	01	11	10	00	11	11	11	00	11	11	01	00	00
16	11	10	00	01	11	01	00	01	11	00	00	01	11	10	00	00

Tabelle 6

[0029] Es ist klar, dass das Konzept dieser Erfindung sowohl in einem Mobilkommunikationssystem als auch innerhalb von Schaltungen des Mobilkommunikationssystems ausgeführt werden kann. Es ist ferner selbstverständlich, dass zahlreiche Änderungen in den Details der Ausführungsformen der Erfindung für den Durchschnittsfachmann auf dem Gebiet anhand dieser Beschreibung erkennbar sind.

[0030] Beispielsweise umfassen alternative Ausführungsformen, die sich die Erfinder vorstellen,:

- die gesamte Pfaddiversity sowohl des ersten als auch des zweiten Symbolsignals beträgt wenigstens das Doppelte der Anzahl der Sendeantennen;
- die mehreren Eingangssignale umfassen vier Eingangssignale, wobei jedes der vier Eingangssignale wenigstens ein Pilotsymbolsignal umfasst, und das wenigstens eine bekannte Signal zwei bekannte Pilotsymbolsignale beinhaltet;
- das erste Eingangssignal unter den mehreren Eingangssignalen wird von einer ersten Antenne übertragen und ein zweites Eingangssignal unter den mehreren Eingangssignalen wird von einer zweiten Antenne übertragen;
- jedes der mehreren Eingangssignale enthält wenigstens ein Pilotsymbolsignal;
- die mehreren Eingangssignale sind Breitband-Codemultiplex-Vielfachzugriff-Signale, die in einem übertragenen Rahmen empfangen werden, und die mehreren Eingangssignale werden während eines Zeitschlitzes des Rahmens empfangen;
- eine Eingangsschaltung, die so angeschlossen ist, dass sie mehrere Signale von der externen Quelle auf mehreren Signalpfaden empfängt, wobei die Eingangsschaltung die mehreren Eingangssignale so erzeugt, dass jedes Eingangssignal wenigstens zwei Signalen entspricht;
- eine Kombinationsschaltung, die so angeschlossen ist, dass sie mehrere erste Symbolschätzungen, einschließlich der ersten Symbolschätzung, und mehrere zweite Symbolschätzungen, einschließlich der zweiten Symbolschätzung, empfängt, wobei die Korrekturschaltung in Reaktion auf die mehreren ersten Symbolschätzungen wenigstens ein erstes Symbolsignal und wenigstens in Reaktion auf die mehreren zweiten

Symbolschätzungen ein zweites Symbolsignal erzeugt;

- die Eingangsschaltung, die Schätzschaltung, die Korrekturschaltung und die Kombinationsschaltung sind in einer einzelnen integrierten Schaltung ausgebildet;
- sowohl das erste als auch das zweite Eingangssignal sind Breitband-Codemultiplex-Vielfachzugriff-Signale.

[0031] Es wird davon ausgegangen, dass diese und andere derartige Veränderungen sowie weitere Ausführungsformen innerhalb des Umfangs der beanspruchten Erfindung liegen.

Patentansprüche

1. Kanalschätzungs-Schaltungsanordnung für ein WCDMA-System, wobei die Schaltungsanordnung umfasst:

eine Schätzschaltung (**422**), die so angeschlossen ist, dass sie mehrere i Eingangssignale (R_j^1, R_j^2) von einer externen Quelle auf mehreren Pfaden (j) und wenigstens ein bekanntes Signal (S_1) empfängt, wobei das wenigstens eine bekannte Signal einen vorgegebenen Wert hat, wobei die Schätzschaltung so beschaffen ist, dass sie in Reaktion auf die mehreren Eingangssignale und das wenigstens eine bekannte Signal mehrere Schätzsignale (α_j^1, α_j^2), die den jeweiligen Signalpfaden entsprechen, erzeugt; **dadurch gekennzeichnet**, dass sie ferner umfasst: eine Korrekturschaltung (**350**), die so angeschlossen ist, dass sie die mehreren Schätzsignale und die mehreren Eingangssignale empfängt, wobei die Korrekturschaltung so beschaffen ist, dass sie in Reaktion auf die mehreren Schätzsignale und die mehreren Eingangssignale eine erste Symbolschätzung (S_m) erzeugt, wobei die Korrekturschaltung ferner so beschaffen ist, dass sie in Reaktion auf die mehreren Schätzsignale und die mehreren Eingangssignale eine zweite Symbolschätzung (S_n) erzeugt; und eine Kombinationsschaltung, die so angeschlossen ist, dass sie mehrere erste Symbolschätzungen einschließlich der ersten Symbolschätzung und mehrere zweite Symbolschätzungen einschließlich der zweiten Symbolschätzung empfängt, wobei die Kombinationsschaltung so beschaffen ist, dass sie in Reaktion auf die mehreren ersten Symbolschätzungen wenigstens ein erstes Symbolsignal (\hat{S}_m) und in Reaktion auf die mehreren zweiten Symbolschätzungen wenigstens ein zweites Symbolsignal (\hat{S}_n) erzeugt.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, bei der jedes der mehreren Eingangssignale wenigstens ein Pilotsignal enthält.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, bei der die mehreren Eingangssignale Breitband-Codemultiplex-Vielfachzugriff-Signale sind, die in einem gesendeten Rahmen empfangen werden, und bei der die mehreren Eingangssignale von einem Zeitschlitz des Rahmens empfangen werden.

4. Schaltungsanordnung nach einem vorhergehenden Anspruch, die ferner umfasst: eine Eingangsschaltung, die so angeschlossen ist, dass sie mehrere Bit-Signale auf mehreren Signalpfaden von der externen Quelle empfängt, wobei die Eingangsschaltung so beschaffen ist, dass sie die mehreren Eingangssignale erzeugt, wobei jedes Eingangssignal wenigstens zwei Signalen entspricht.

5. Schaltungsanordnung nach einem vorhergehenden Anspruch, bei der jedes der mehreren Schätzsignale eine Schätzung des Rayleigh-Fading-Parameters ist.

6. Verfahren zum Verarbeiten von Signalen in einer WCDMA-Kommunikationsschaltung, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:

Empfangen mehrerer Gruppen von Eingangssignalen auf mehreren Signalpfaden von einer externen Quelle während einer vorgegebenen Periode, wobei jede der mehreren Gruppen von einer jeweils weiteren Gruppe zeitlich gleich beabstandet ist;

Erzeugen von wenigstens zwei Schätzsignalen, die jedem Pfad der mehreren Signalpfade entsprechen, in Reaktion auf jede Gruppe und wenigstens ein bekanntes Signal;

Erzeugen mehrerer Symbolschätzsignale in Reaktion auf die wenigstens zwei Schätzsignale und mehrere der Eingangssignale;

Kombinieren von Symbolschätzsignalen, die unterschiedlichen Pfaden entsprechen, unter den mehreren Symbolschätzsignalen; und

Erzeugen eines Symbolsignals in Reaktion auf den Kombinationsschritt.

7. Verfahren zum Verarbeiten von Signalen in einer Kommunikationsschaltung nach Anspruch 6, bei dem der Schritt des Erzeugens von wenigstens zwei Schätzsignalen das Erzeugen von wenigstens zwei Schätzsi-

gnalen des Rayleigh-Fading-Parameters, die jedem der mehreren Signalpfade entsprechen, umfasst.

8. Verfahren zum Verarbeiten von Signalen in einer Kommunikationsschaltung nach Anspruch 6 oder Anspruch 7, bei dem jede Gruppe eine Gruppe von Pilotsignalen in einem entsprechenden Zeitschlitz ist und bei dem der gleiche Abstand einen Abstand in einem weiteren Zeitschlitz umfasst.

9. Verfahren zum Verarbeiten von Signalen in einer Kommunikationsschaltung nach einem der Ansprüche 6 bis 8, das ferner die folgenden Schritte umfasst:

Empfangen mehrerer Eingangssignale von der externen Quelle; und

Erzeugen mehrerer Symbolschätzsignale in Reaktion auf Entsprechende der wenigstens zwei Schätzsignale und der mehreren Eingangssignale.

10. Mobilkommunikationssystem, das umfasst:

eine Mobilantenne, die so beschaffen ist, dass sie mehrere Eingangssignale auf mehreren entsprechenden Signalpfaden von einer externen Quelle empfängt; und

eine Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5.

Es folgen 2 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

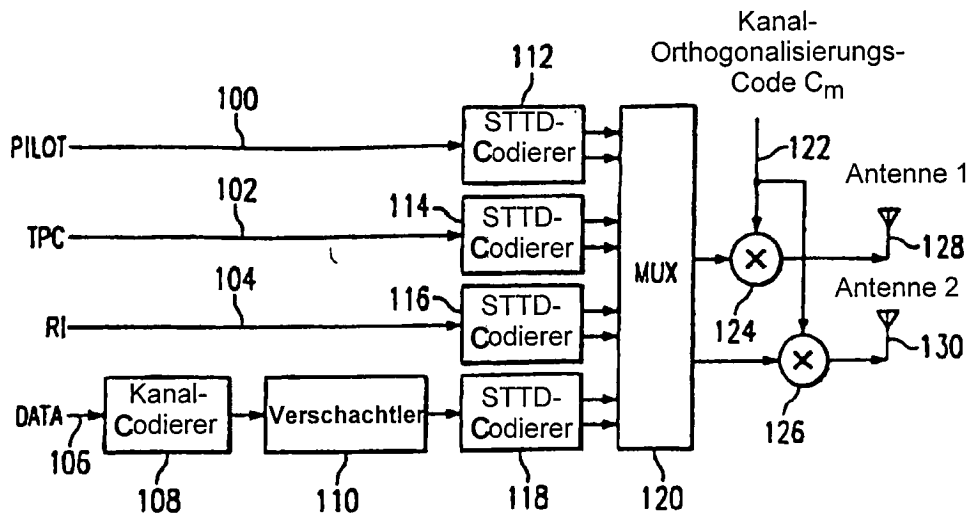


Fig. 1

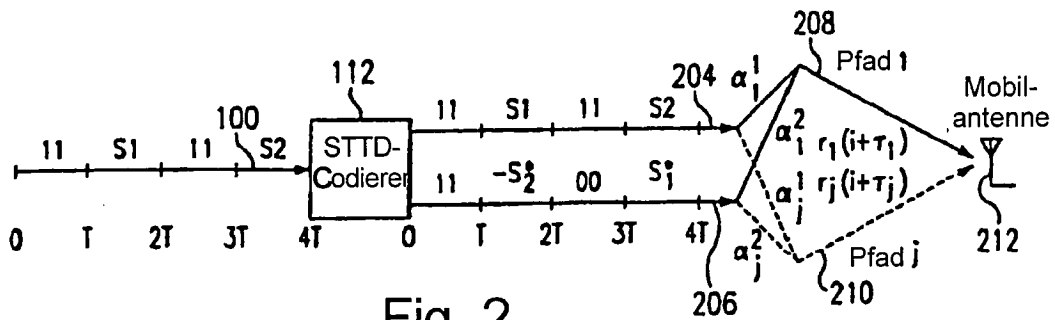


Fig. 2

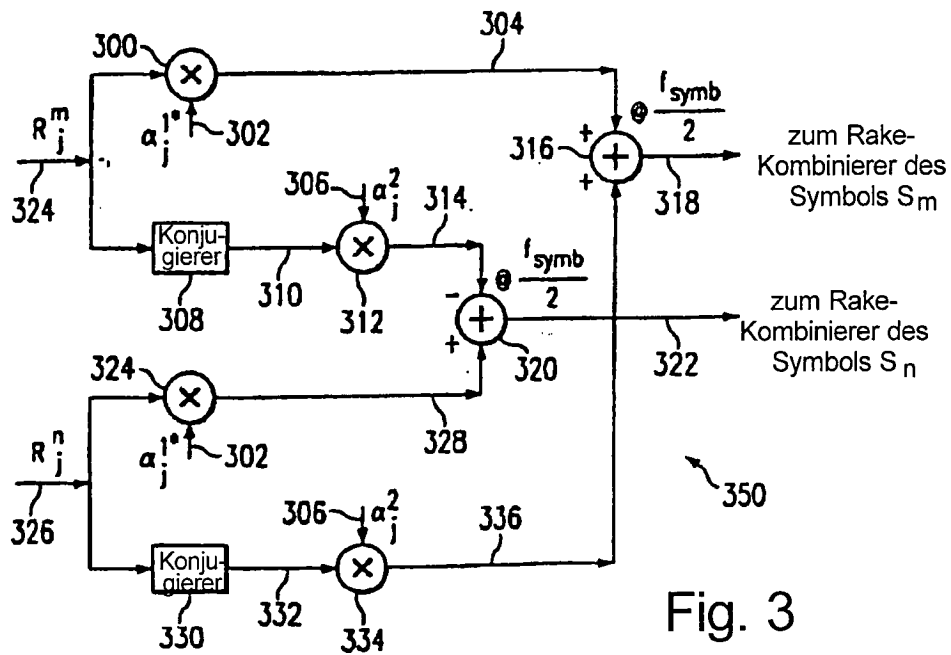


Fig. 3

