

(19)



Deutsches
Patent- und Markenamt



(10) **DE 602 15 811 T3 2012.08.09**

(12)

Übersetzung der geänderten europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 400 035 B2**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **602 15 811.7**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US02/18961**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **02 73 7509.6**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2002/103926**

(86) PCT-Anmeldetag: **13.06.2002**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **27.12.2002**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **24.03.2004**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **02.11.2006**

(97) Veröffentlichungstag
des geänderten Patents beim EPA: **29.02.2012**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **09.08.2012**

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

Patentschrift wurde im Einspruchsverfahren geändert

(30) Unionspriorität:

881610 14.06.2001 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LI, LU, MC, NL, PT, SE, TR

(73) Patentinhaber:

Qualcomm Inc., San Diego, Calif., US

(72) Erfinder:

KETCHUM, John, W., Harvard, MA 01451, US; WALTON, Jay, R., Westford, MA 01886, US

(74) Vertreter:

derzeit kein Vertreter bestellt

(54) Bezeichnung: **VERFAHREN UND VORRICHTUNG FÜR DIE BEARBEITUNG VON DATEN ZUR ÜBERTRAGUNG
IN EINEM MEHRKANAL-KOMMUNIKATIONSSYSTEM UNTER VERWENDUNG VON SELEKTIVER
KANALINVERSION**

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

Gebiet

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft im allgemeinen Datenkommunikationen, und insbesondere spezifisch ein neues und verbessertes Verfahren und eine Vorrichtung zum Verarbeiten von Daten zur Übertragung in einem drahtlosen Kommunikationssystem unter Verwendung von selektiver Kanalumkehrung bzw. -inversion.

Hintergrund

[0002] Ein Mehrkanalkommunikationssystem wird oft eingesetzt, um erhöhte Übertragungskapazität für verschiedene Typen von Kommunikation wie Sprache, Daten, usw. vorzusehen. Ein solches Multikanalsystem kann ein Multi-Eingabe Multi-Ausgabe bzw. Mehrfach-Eingabe Mehrfach-Ausgabe (MIMO = multiple input multiple output) Kommunikationssystem, ein orthogonales Frequenzmultiplexmodulation (OFDM = orthogonal frequency division modulation) System, ein MIMO System, welches OFDM verwendet, oder irgendein anderer Typ von System sein. Ein MIMO System verwendet mehrere Sendeantennen und mehrere Empfangsantennen, um räumliche Diversität auszunutzen, um eine Anzahl von räumlichen Subkanälen zu unterstützen, welche jeweils verwendet werden können, um Daten zu übertragen. Ein OFDM System partitioniert effektiv das Betriebsfrequenzband in eine Anzahl von Frequenzsubkanälen (oder Frequenzbins bzw. -kästen), welche jeweils mit einem jeweiligen Subträger assoziiert sind, auf welchem Daten moduliert werden können. Ein Mehrkanalkommunikationssystem unterstützt somit eine Anzahl von „Übertragungs-“Kanälen, wobei jeder mit einem räumlichen Subkanal in einem MIMO System, einem Frequenzsubkanal in einem OFDM System, oder einem räumlichen Subkanal oder einem Frequenzsubkanal in einem MIMO System korrespondieren kann, welches OFDM verwendet.

[0003] Die Übertragungskanäle eines Mehrkanalkommunikationssystems erfahren typischerweise verschiedene Verbindungsbedingungen (zum Beispiel aufgrund von unterschiedlichen Schwund- und Mehrpfadeffekten) und können verschiedene Signal-zu-Rausch-Plus-Interferenz Verhältnisse (SNRs) erreichen. Dementsprechend können die Übertragungskapazitäten (das heißt die Informationsbitraten), welche durch die Übertragungskanäle für einen bestimmten Grad von Performance unterstützt werden können, von Kanal zu Kanal unterschiedlich sein. Ferner variieren die Verbindungsbedingungen typischerweise mit der Zeit. Als ein Ergebnis variieren auch die Bitraten, welche durch die Übertragungskanäle unterstützt werden können, mit der Zeit.

[0004] Die verschiedenen Übertragungskapazitäten der Übertragungskanäle zuzüglich des Zeit variablen Charakters von diesen Kapazitäten ergibt eine Herausforderung, eine effektive Codierung und ein Modulationsschema vorzusehen, welche dazu in der Lage sind, Daten vor der Übertragung auf den Kanälen zu verarbeiten. Ferner sollen, aus praktischen Überlegungen heraus, die Codierung und das Modulationsschema einfach sein, um sowohl bei Sender- wie auch Empfängersystemen implementiert und verwendet werden zu können.

[0005] EP 1 024 607 betrifft ein Mehrkanalfunkübertragungssystem mit sehr hoher Übertragungskapazität, wobei die Frequenzkanäle durch gesendete und empfangene Sequenz und räumlich multiplexiert sind. Die Frequenzkanäle in dem Frequenzmultiplex sind in eine Vielzahl von Frequenzkanalgruppen fortgeführt, und jede Frequenzkanalgruppe mit gleichem Kapazitätskontingent wird zu so vielen Filtern in dem Forderungsbildungsnetzwerk zugewiesen werden, wie es Antennenelemente gibt.

[0006] Es gibt deshalb einen Bedarf im Stand der Technik für Techniken, um effektiv und effizient Daten zur Übertragung auf mehreren Übertragungskanälen mit unterschiedlichen Kapazitäten zu verarbeiten.

ZUSAMMENFASSUNG

[0007] Gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren, wie in Anspruch 1 beansprucht, vorgesehen.

[0008] Die Erfindung kann Techniken zum Verarbeiten von Daten zu Übertragungen über mehrere Übertragungskanäle vorsehen, welche unter allen verfügbaren Übertragungskanälen ausgewählt sind. Die verfügbaren Übertragungskanäle (zum Beispiel die räumlichen Subkanäle und Frequenzsubkanäle in einem MIMO System, welches OFDM verwendet) sind in eine oder mehrere Gruppen aufgeteilt bzw. segregiert, wobei jede

Gruppe eine Vielzahl von Übertragungskanälen aufweist. In einem Aspekt weist das Datenverarbeiten das Dekodieren und Modulieren von Daten für jede Gruppe basierend auf einem gemeinsamen Codier- und Modulationsschema auf, welches für die Gruppe vorgesehen wurde, um Modulationssymbole vorzusehen, und Gewichten der Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal basierend auf einem Gewicht, welches dem Kanal zugewiesen ist. Das Gewichten „invertiert“ effektiv die ausgewählten Übertragungskanäle in jeder Gruppe derart, dass die Kanäle ungefähr ähnliche empfangene Signal-zu-Rausch-Plus-Interferenz Verhältnisse (SNR = Signal-to-Noise-plus-interference ratio) erreichen.

[0009] In einem bevorzugten Ausführungsbeispiel, auf welches als selektive Kanalinversion (SCI = selective channel inversion) Bezug genommen wird, werden nur „gute“ Übertragungskanäle in jeder Gruppe ausgewählt, welche SNRs (oder Leistungsgewinne) bei oder überhalb einem bestimmten (SNR- oder Leistungsgewinn-) Schwellenwert haben, durch Verwendung zur Datenübertragung ausgewählt, und „schlechte“ Übertragungs-kanäle werden nicht verwendet. Mit selektiver Kanalinversion wird die gesamte verfügbare Sendeleistung für jede Gruppe verteilt (ungleichmäßig) über die guten Übertragungskanäle, und verbesserte Effizienz und Performance werden erreicht. In einem anderen Ausführungsbeispiel werden alle verfügbaren Übertragungs-kanäle in jeder Gruppe zur Verwendung ausgewählt und die Kanalinversion wird für alle verfügbaren Kanäle in der Gruppe durchgeführt.

[0010] Jede Gruppe von Übertragungskanälen kann mit (1) einem jeweiligen (SNR- oder Leistungsgewinn-) Schwellenwert assoziiert sein, welcher verwendet wird, um Übertragungskanäle zur Verwendung zur Daten-übertragung auszuwählen, und (2) einem jeweiligen Codierungs- und Modulationsschema, welches verwendet wird, um die Daten für die Gruppe zu codieren und zu modulieren. Für ein MIMO System, welches OFDM ver-wendet, kann jede Gruppe zu einer jeweiligen Sendeantenne korrespondieren, und die Sendekanäle in jeder Gruppe können die Frequenzsubkanäle für die korrespondierende Sendeantenne sein.

[0011] Die Kanalinversionstechniken vereinfachen das Codieren/Modulieren bei einem Sendersystem und das Decodieren/Demodulieren bei einem Empfängersystem. Ferner kann die selektive Kanalinversionstechnik auch verbesserte Performance vorsehen, aufgrund der kombinierten Vorteile von (1) Verwendung von nur den N_S besten Übertragungs-kanälen in jeder Gruppe, ausgewählt unter allen verfügbaren Übertragungs-kanälen in der Gruppe und (2) Anpassen des empfangenen SNR von jedem ausgewählten Übertragungskanal an das SNR, welches durch das Codierungs- und Modulationsschema benötigt wird, welches für die Gruppe verwendet wird, zu welcher der Kanal gehört.

[0012] Gemäß einem anderen Aspekt der Erfindung ist eine Sendeeinheit, wie in Anspruch 35 beansprucht, vorgesehen.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0013] Die Merkmale, Natur und Vorteile der vorliegenden Erfindung werden offensichtlicher werden von der detaillierten Beschreibung, welche untenstehend gegeben wird, wenn sie zusammen genommen wird mit den Zeichnungen, in welchen gleiche Bezugszeichen entsprechende Elemente durchgängig identifizieren, und wo-bei Folgendes gilt:

[0014] [Fig. 1](#) ist ein Diagramm eines Mehr-Eingabe Mehr-Ausgabe (MIMO) Kommunikationssystems, welches ausgebildet sein und betrieben werden kann, um verschiedene Aspekte und Ausführungsbeispiele der Erfindung zu implementieren;

[0015] [Fig. 2A](#) ist ein Flussdiagramm eines Prozesses zum Bestimmen der Menge von Sendeleistung, welche zu jedem ausgewählten Übertragungskanal zugewiesen werden muss, basierend auf selektiver Kanalinversion, gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0016] [Fig. 2B](#) ist ein Flussdiagramm eines Prozesses zum Bestimmen eines Schwellenwerts α , welcher ver-wendet wird, um Übertragungs-kanäle zur Datenübertragung auszuwählen, gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0017] [Fig. 3](#) ist ein Diagramm eines MIMO Kommunikationssystems, welches dazu in der Lage ist, verschie-dene Aspekte und Ausführungsbeispiele der Erfindung zu implementieren;

[0018] [Fig. 4A](#) bis [Fig. 4D](#) sind Blockdiagramme von vier MIMO Sendersystemen, welche dazu in der Lage sind, Daten gemäß vier spezifischen Ausführungsbeispielen der Erfindung zu verarbeiten;

[0019] [Fig. 5](#) ist ein Blockdiagramm eines MIMO Empfängersystems, welches dazu in der Lage ist, Daten gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung zu empfangen;

[0020] [Fig. 6A](#) und [Fig. 6B](#) sind jeweils Blockdiagramme eines Ausführungsbeispiels eines MIMO/Datenprozessors und eines Interferenzlöschelements, innerhalb des MIMO Empfängersystems, welches in [Fig. 5](#) gezeigt ist; und

[0021] [Fig. 7](#) ist ein Blockdiagramm eines MIMO Empfängersystems, welches dazu in der Lage ist, Daten gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel der Erfindung zu empfangen.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG

[0022] Verschiedene Aspekte, Ausführungsbeispiele und Merkmale der Erfindung können auf jedes Mehrkanalkommunikationssystem angewandt werden, in welchem mehrere Übertragungskanäle zur Datenübertragung verfügbar sind. Solche Mehrkanalkommunikationssysteme umfassen Mehr-Eingabe Mehr-Ausgabe (MIMO) Systeme, orthogonale Frequenzmultiplexmodulation (OFDM) Systeme, MIMO Systeme, welche OFDM verwenden, und andere. Die Mehrkanalkommunikationssysteme können auch Codemultiplex-Vielfachzugriff (CDMA = code division multiple access), Zeitmultiplex-Vielfachzugriff (TDMA = time division multiple access), Frequenzmultiplex-Vielfachzugriff (FDMA = frequency division multiple access) oder irgendwelche anderen Mehrfachzugriffstechniken implementieren. Vielfachzugriffskommunikationssysteme können gleichzeitige Kommunikation mit einer Vielzahl von Terminals (das heißt Benutzung) unterstützen.

[0023] [Fig. 1](#) ist ein Diagramm eines Mehr-Eingabe Mehr-Ausgabe (MIMO) Kommunikationssystems **100**, welches ausgebildet sein und betrieben werden kann zum Implementieren von verschiedenen Aspekten und Ausführungsbeispielen der Erfindung. Das MIMO System **100** verwendet mehrere (N_T) Sendeantennen und mehrere (N_R) Empfangsantennen zur Datenübertragung. Das MIMO System **100** ist effektiv für ein Vielfachzugriffskommunikationssystem ausgebildet, welches eine Basisstation (BS = base station) **104** hat, welche gleichzeitig mit einer Anzahl von Terminals (T) **106** kommuniziert. In diesem Fall verwendet die Basisstation **104** mehrere Antennen und repräsentiert die Mehrfach-Eingabe (MI = multiple-input) für Uplinkübertragungen und die Mehrfachausgabe (MO = multiple-output) für Downlinkübertragungen. Der Downlink (das heißt Vorwärtsverbindung) betrifft Übertragungen von der Basisstation zu den Terminals, und der Uplink (das heißt Rückverbindung) betrifft Übertragungen von den Terminals zu der Basisstation.

[0024] Ein MIMO System verwendet mehrere (N_T) Sendeantennen und mehrere (N_R) Empfangsantennen zur Datenübertragung. Ein MIMO Kanal, welcher durch die N_T Sende- und N_R Empfangsantennen ausgebildet ist, kann in N_C unabhängige Kanäle aufgeteilt werden, mit $N_C \leq \min \{N_T, N_R\}$. Jeder der N_C unabhängigen Kanäle wird auch als ein räumlicher Subkanal des MIMO Kanals bezeichnet und korrespondiert zu einer Dimension. In einer gemeinsamen MIMO Systemimplementierung sind die N_T Sendeantennen platziert bei und assoziiert mit einem einzigen Sendesystem, und die N_R Empfangsantennen sind ähnlich platziert bei und assoziiert mit einem einzigen Empfängersystem. Ein MIMO System kann auch effektiv für ein Vielfachzugriffskommunikationssystem ausgebildet sein, welches eine Basisstation hat, welche gleichzeitig mit einer Anzahl von Terminals kommuniziert. In diesem Fall ist die Basisstation mit einer Anzahl von Antennen ausgerüstet, und jedes Terminal kann mit einer oder mehreren Antennen ausgerüstet sein.

[0025] Ein OFDM System teilt effektiv das Betriebsfrequenzband in eine Anzahl von (N_F) Frequenzsubkanälen (das heißt Frequenzkästen bzw. Bins oder Subbänder). Bei jedem Zeitschlitz kann ein Modulationssymbol auf jedem der N_F Frequenzsubkanäle übertragen werden. Jeder Zeitschlitz korrespondiert zu einem bestimmten Zeitintervall, welches unabhängig sein kann, auf der Bandbreite des Frequenzsubkanals.

[0026] Ein Mehrkanalkommunikationssystem kann betrieben werden, um Daten über eine Anzahl von Übertragungskanälen zu übertragen. Für eine MIMO System, welches nicht OFDM verwendet, gibt es typischerweise nur einen Frequenzsubkanal, und jeder räumliche Subkanal kann als ein Übertragungskanal bezeichnet werden. Für ein MIMO System, welches OFDM verwendet, kann auf jeden räumlichen Subkanal von jedem Frequenzsubkanal als ein Übertragungskanal Bezug genommen werden. Und für ein OFDM System, welches nicht MIMO verwendet, gibt es nur einen räumlichen Subkanal für jeden Frequenzsubkanal, und auf jeden Frequenzsubkanal kann als ein Übertragungskanal Bezug genommen werden.

[0027] Die Übertragungskanäle in einem Mehrkanalkommunikationssystem erfahren typischerweise verschiedene Verbindungsbedingungen (zum Beispiel aufgrund von unterschiedlichem Schwund und Mehrpfadeffekten) und können unterschiedliche Signal-zu-Rausch-Plus-Interferenz Verhältnisse (SNRs) erfahren. Dement-

sprechend kann die Kapazität der Übertragungskanäle unterschiedlich sein von Kanal zu Kanal. Diese Kapazität kann durch die Informationsbitrate (das heißt die Anzahl von Informationsbits pro Modulationssymbol) quantifiziert sein, welche auf einen Übertragungskanal für einen bestimmten Grad von Performance (zum Beispiel eine bestimmte Bitfehlerrate (BER = bit error rate) oder Paketfehlerrate (PER = packet error rate)) übertragen werden. Weil die Verbindungsverbindungen typischerweise mit der Zeit variieren, verändern sich auch die unterstützten Informationsbitraten für die Übertragungskanäle mit der Zeit.

[0028] Um die Kapazität der Übertragungskanäle vollständig auszunutzen, kann Kanalzustandsinformation (CSI = channel state information), welche die Verbindungsbedingungen beschreibt, bestimmt werden (typischerweise an dem Empfängersystem) und zu dem Sendersystem geliefert werden. Das Sendersystem kann dann Daten derart verarbeiten (zum Beispiel Codieren, Modulieren, und Gewichten), dass die übertragene Informationsbitrate für jeden Übertragungskanal zu der Übertragungskapazität des Kanals passt. CSI kann kategorisiert werden als entweder „vollständige CSI“ oder „Teil-CSI“. Vollständige CSI beinhaltet ausreichende Charakterisierung (zum Beispiel die Amplitude und Phase) über die gesamte Systembandbreite für den Ausbreitungspfad zwischen jedem Sende-Empfangs-Antennenpaar in einer $N_T \times N_R$ MIMO Matrix (das heißt die Charakterisierung von jedem Übertragungskanal). Teil-CSI kann zum Beispiel die SNRs von den Übertragungskanälen umfassen.

[0029] Verschiedene Techniken können verwendet werden, um Daten vor der Übertragung über mehrere Übertragungskanäle zu verarbeiten. In einer Technik können Daten für jeden Übertragungskanal codiert und moduliert werden basierend auf einem bestimmten Codier- und Modulationsschema, welches für den Kanal basierend auf der CSI des Kanals ausgewählt wurde. Durch Codieren und Modulieren, separat für jeden Übertragungskanal, können das Codieren und die Modulation für das SNR, welches durch den Kanal erreicht wird, optimiert werden. In einer Implementierung für eine solche Technik wird ein feststehender Basiscode verwendet, um Daten zu codieren, und die codierten Bits für jeden Übertragungskanal werden dann punktiert (das heißt selektiv gelöscht), um eine Coderate zu erhalten, welche durch den Kanal unterstützt wird. In diese Implementierung ist das Modulationsschema für jeden Übertragungskanal auch ausgewählt basierend auf der Coderate und dem SNR des Kanals. Dieses Codier- und Modulationsschema wird detaillierter in der U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/776,075, benannt „CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM“, angemeldet am 1. Februar 2001, dem Bevollmächtigten der vorliegenden Erfindung zugeordnet und hierin durch Referenz mit aufgenommen, beschrieben. Für diese Technik ist wesentliche Implementierungskomplexität typischerweise mit dem Aufweisen einer unterschiedlichen Coderate und eines Modulationsschemas für jeden Übertragungskanal assoziiert.

[0030] Gemäß einem Aspekt der Erfindung sind Techniken vorgesehen, um (1) Daten für alle ausgewählten Übertragungskanäle basierend auf einem gemeinsamen Codier- und Modulationsschema zu verarbeiten, um Modulationssymbole vorzusehen, und (2) Demodulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal basierend auf dem CSI des Kanals zu gewichten. Die Gewichtung „invertiert“ effektiv die ausgewählten Übertragungskanäle derart, dass im Allgemeinen die SNRs ungefähr ähnlich sind bei dem Empfängersystem für alle ausgewählten Übertragungskanäle. In einem Ausführungsbeispiel, welches als selektive Kanalinversion (SCI) bezeichnet wird, werden nur „gute“ Übertragungskanäle, welche SNRs (oder Leistungsgewinne) bei oder überhalb einem bestimmten SNR (oder Leistungsgewinn) Schwellenwert haben, ausgewählt zur Verwendung für Datenübertragungen, und „schlechte“ Übertragungskanäle werden nicht verwendet. Mit selektiver Kanalinversion wird die gesamte verfügbare Sendeleistung über die guten Übertragungskanäle verteilt, und verbesserte Effizienz und Performance werden erreicht. In einem anderen Ausführungsbeispiel werden alle verfügbaren Übertragungskanäle zur Verwendung ausgewählt und die Kanalinversion wird für alle Übertragungskanäle durchgeführt.

[0031] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel werden die verfügbaren Übertragungskanäle in Gruppen aufgeteilt, und selektive Kanalinversion wird unabhängig auf jede Gruppe von Kanälen angewandt. Zum Beispiel können die Frequenzsubkanäle von jeder Sendeantenne zusammen gruppiert werden, und die selektive Kanalinversion kann unabhängig für jede der Sendeantennen angewandt werden. Diese Aufteilung erlaubt, dass Optimierung auf einer pro Gruppe (zum Beispiel pro Sendeantenne) Basis erreicht wird.

[0032] Die Kanalinversionstechniken können vorteilhafterweise verwendet werden, wenn vollständige oder Teil-CSI bei dem Sender verfügbar ist. Diese Techniken sieht eine Verbesserung hinsichtlich der Komplexität der oben beschriebenen kanalspezifischen Codierungs- und Modulationstechnik vor, während immer noch hohe Performance erreicht wird. Ferner kann die selektive Kanalinversionstechnik auch verbesserte Performance über die Kanal spezifische Codierungs- und Modulationstechnik vorsehen, aufgrund von kombinierten Vorteilen von (1) Verwendung von nur den M_S besten Übertragungskanälen unter den verfügbaren Übertra-

gungskanälen und (2) Anpassen des empfangenen SNR von jedem ausgewählten Übertragungskanal an das SNR, welches für das ausgewählte Codier- und Modulationsschema benötigt wird.

[0033] Für ein MIMO System unter Verwendung von OFDM, und welches volle CDI verfügbar hat, kann das Sendersystem Wissen über den komplexwertigen Gewinn des Übertragungspfads zwischen jedem Sende-Empfangs-Antennenpaar von jedem Frequenzsubkanal haben. Diese Information kann verwendet werden, um den MIMO Kanal orthogonal zu gestalten, so dass jeder Eigenmodus bzw. Eigenmode (das heißt räumlicher Subkanal) für einen unabhängigen Datenstrom verwendet werden kann.

[0034] Für ein MIMO System, welches OFDM verwendet und Teil-CSI verfügbar hat, kann der Sender eingeschränktes Wissen über die Übertragungskanäle haben. Unabhängige Datenströme können auf korrespondierenden Übertragungskanälen über die verfügbaren Sendeantennen übertragen werden, und das Empfängersystem kann eine bestimmte lineare (räumliche) oder nicht lineare (Raum-Zeit) Verarbeitungstechnik (das heißt Angleichung) verwenden, um die Datenströme heraus zu separieren. Die Angleichung liefert einen unabhängigen Datenstrom korrespondierend zu jedem Übertragungskanal (zum Beispiel die Sendeantenne und/oder jeder Frequenzsubkanal), und jeder dieser Datenströme hat ein assoziiertes SNR.

[0035] Wenn der Satz von SNRs der Übertragungskanäle bei dem Sendersystem verfügbar ist, kann diese Information verwendet werden, um das geeignete Codier- und Modulationsschema auszuwählen, und um die gesamte verfügbare Sendeleistung von jeder Gruppe (es kann nur eine Gruppe geben) zu verteilen. In einem Ausführungsbeispiel sind die verfügbaren Übertragungskanäle in jeder Gruppe in der Ordnung von abfallendem empfangenen SNR geordnet, und die gesamte verfügbare Sendeleistung ist für die N. besten Übertragungskanäle in der Gruppe zugewiesen. In einem Ausführungsbeispiel werden Übertragungskanäle, welche empfangene SNRs, welche unter einen bestimmten SNR Schwellenwert fallen, nicht zur Verwendung ausgewählt. Der SNR Schwellenwert kann ausgewählt werden, um den Durchsatz oder irgendwelche anderen Kriterien zu optimieren. Die gesamte verfügbare Sendeleistung für jede Gruppe ist über alle Übertragungskanäle in der Gruppe, welche zur Verwendung ausgewählt sind, derart verteilt, dass die übertragenen Datenströme ungefähr gleiche empfangene SNRs bei dem Empfängersystem haben. Ähnliche Verarbeitung kann durchgeführt werden, wenn die Kanalgewinne bzw. -verstärkungen bei dem Sendersystem verfügbar sind. In einem Ausführungsbeispiel werden ein gemeinsames Codierschema (zum Beispiel ein bestimmter Turbocode einer bestimmten Coderate) und ein gemeinsames Modulierschema (zum Beispiel eine bestimmte PSK oder QAM Konstellation) für alle ausgewählten Übertragungskanäle in jeder Gruppe verwendet.

Übertragungskanalinversion

[0036] Wenn ein einfaches (gemeinsames) Codier- und Modulationsschema verwendet werden kann bei dem Sendersystem, dann kann ein einzelner (zum Beispiel Konvolution- oder Turbo-)Codierer und eine Codierrate verwendet werden, um Daten für alle Übertragungskanäle, welche zur Datenübertragung ausgewählt sind, zu codieren, und die resultierenden codierten Bits können auf Modulationssymbole unter Verwendung eines einzelnen (zum Beispiel PSK oder QAM) Modulationsschemas abgebildet werden. Die resultierenden Modulationssymbole werden dann alle von dem gleichen „Alphabet“ von bildlichen Modulationssymbolen genommen und mit dem gleichen Code und der Coderate codiert. Dies würde dann die Datenverarbeitung bei sowohl dem Sender wie auch dem Empfänger vereinfachen.

[0037] Jedoch erfahren die Übertragungskanäle in einem Mehrkanalkommunikationssystem typischerweise unterschiedliche Verbindungsbedingungen und erreichen verschiedene SNRs. In diesem Fall, wenn die gleiche Menge von Sendeleistung für jeden ausgewählten Übertragungskanal verwendet wird, dann werden die übertragenen Modulationssymbole bei verschiedenen SNRs empfangen, abhängig von den spezifischen Kanälen, auf welchen die Modulationssymbole übertragen werden. Das Ergebnis kann eine große Variation in der Symbolfehlerwahrscheinlichkeit über dem Subsatz von ausgewählten Übertragungskanälen sein, und ein assoziierter Verlust in Bandbreiteneffizienz.

[0038] Gemäß einem Aspekt der Erfindung wird ein Leistungssteuerungsmechanismus verwendet, um den Übertragungsleistungspegel für jeden Übertragungskanal, welcher zur Datenübertragung ausgewählt ist, einzustellen oder anzupassen, um ein bestimmtes SNR bei dem Empfängersystem zu erreichen. Durch Erreichen von ähnlichen empfangenen SNRs für alle ausgewählten Übertragungskanäle kann ein einzelnes Codier- und Modulationsschema für alle ausgewählten Übertragungskanäle verwendet werden, was die Komplexität des Codier-Modulationsprozesses bei dem Sendersystem erheblich reduzieren kann und den komplementären Demodulations-/Decodierprozess bei dem Empfängersystem.

[0039] Die Leistungssteuerung kann durch „Invertieren“ der ausgewählten Übertragungskanäle und korrektem Verteilen der gesamten verfügbaren Sendeleistung über alle ausgewählten Kanäle erreicht werden, wie in weiterer Detailliertheit unten stehend beschrieben ist.

[0040] Wenn die gleiche Menge von Sendeleistung für alle verfügbaren Übertragungskanäle in einem MIMO System, welches OFDM verwendet, verwendet wird, dann kann die empfangene Leistung für einen bestimmten Kanal folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$P'_{rx}(j, k) = \frac{P_{tx}}{N_T N_F} |H(j, k)|^2 \quad \text{Eq (1)}$$

wobei folgendes gilt:

- $P_{rx}(j, k)$ ist die empfangene Leistung für den Übertragungskanal (j, k) (das heißt der j -te räumliche Subkanal des k -ten Frequenzsubkanals),
 P_{tx} ist die gesamte Sendeleistung, welche bei dem Sender verfügbar ist,
 N_T ist die Anzahl von Sendeantennen,
 N_F ist die Anzahl von Frequenzsubkanälen, und
 $H(j, k)$ ist der komplexwertige „effektive“ Kanalgewinn von dem Sender zu dem Empfänger für den Übertragungskanal (j, k) .

[0041] Zur Einfachheit weist der Kanalgewinn $H(j, k)$ die Effekte der Verarbeitung bei dem Sender und Empfänger auf. Auch zur Einfachheit wird es angenommen, dass die Anzahl von räumlichen Subkanälen gleich ist zu der Anzahl von Sendeantennen und N_T , und N_F repräsentiert die gesamte Anzahl von verfügbaren Übertragungskanälen. Wenn die gleiche Menge von Leistung für jeden verfügbaren Übertragungskanal gesendet wird, kann die gesamte empfangene Leistung P_{rx_total} für alle verfügbaren Übertragungskanäle folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$P_{rx_total} = \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} \frac{P_{tx}}{N_T N_F} |H(j, k)|^2 . \quad \text{Eq (2)}$$

[0042] Gleichung (1) zeigt, dass die Empfangsleistung für jeden Übertragungskanal abhängig ist von dem Leistungsgewinn bei dem Kanal (das heißt $|H(j, k)|^2$). Um gleiche empfangene Leistung über die verfügbaren Übertragungskanäle zu erreichen, können die Modulationssymbole für jeden Kanal bei dem Sender durch ein Gewicht von $W(j, k)$ gewichtet werden, welche folgendermaßen ausgedrückt werden können.

$$W(j, k) = \frac{c}{|H(j, k)|} , \quad \text{Eq (3)}$$

[0043] Wobei c ein Faktor ist, welcher derart ausgewählt ist, dass die empfangenen Leistungen für alle Übertragungskanäle ungefähr gleich sind bei dem Empfänger. Wie in Gleichung (3) gezeigt ist, ist das Gewicht für jeden Übertragungskanal umgekehrt proportional zu dem Gewinn des Kanals. Die gewichtete Sendeleistung für den Übertragungskanal (j, k) kann dann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$P_{rx}(j, k) = \frac{b P_{tx}}{|H(j, k)|^2} , \quad \text{Eq (4)}$$

wobei b ein „Normalisier“-Faktor ist, welcher verwendet wird, um die gesamte Sendeleistung über die verfügbaren Übertragungskanäle zu verteilen. Dieser Normalisierfaktor b kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$b = \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j, k)|^{-2}} , \quad \text{Eq (5)}$$

wobei $c^2 = b$ ist. Wie in Gleichung (5) gezeigt ist, wird der Normalisierfaktor b als die Summe der reziproken Leistungsverstärkungen für alle verfügbaren Übertragungskanäle berechnet.

[0044] Die Gewichtung der Modulationssymbole für jeden Übertragungskanal durch $W(j, k)$ „invertiert“ effektiv den Übertragungskanal. Die Kanalinversion führt dazu, dass die Menge von Sendeleistung für jeden Übertragungskanal umgekehrt proportional ist zu dem Leistungsgewinn des Kanals, wie in Gleichung (4) gezeigt ist, was dann eine bestimmte empfangene Leistung bei dem Empfänger vorsieht. Die gesamte verfügbare Sendeleistung wird somit effektiv (ungleichmäßig) auf alle verfügbaren Übertragungskanäle basierend auf ihren Kanalgewinnen derart verteilt, dass alle Übertragungskanäle ungefähr die gleiche empfangene Leistung haben, welche folgendermaßen ausgedrückt werden kann:

$$P_{rx}(j, k) = bP_{tx} \quad \text{Eq (6)}$$

[0045] Wenn die Rauschvarianz die gleiche ist über alle Übertragungskanäle, dann erlaubt die gleiche empfangene Leistung, dass die Modulationssymbole für alle Kanäle basierend auf einem einzigen gemeinsamen Codier- und Modulationsschema generiert werden, was dann den Codier- und Decodierprozess erheblich vereinfacht.

[0046] Wenn alle verfügbaren Übertragungskanäle zur Datenübertragung unabhängig von ihren Kanalgewinnen verwendet werden, dann wird den schlechten Übertragungskanälen mehr der gesamten Sendeleistung zugewiesen. Tatsächlich, um ähnliche empfangene Leistung für alle Übertragungskanäle zu erreichen, muss, je schlechter ein Übertragungskanal wird, desto mehr Sendeleistung zu diesem Kanal zugewiesen werden. Wenn ein oder mehrere Übertragungskanäle übermäßig schlecht werden, würde die Menge an Sendeleistung, welche für diese Kanäle benötigt wird, den guten Kanälen Leistung entziehen (oder dies aushungern), was dann den gesamten Systemdurchsatz dramatisch verschlechtern kann.

Selektive Kanalinversion basierend auf Kanalgewinnen

[0047] In einem Aspekt wird die Kanalinversion selektiv angewandt, und nur Übertragungskanäle, deren empfangene Leistung bei oder über einem bestimmten Schwellenwert, α , relativ zu der gesamten empfangenen Leistung ist, werden zur Datenübertragung ausgewählt. Übertragungskanäle, deren empfangene Leistung unter diesen Schwellenwert fällt, werden ausgelöscht (das heißt nicht verwendet). Für jeden ausgewählten Übertragungskanal werden die Modulationssymbole bei dem Sender derart gewichtet, dass alle ausgewählten Übertragungskanäle bei ungefähr gleichem Leistungspegel empfangen werden. Der Schwellenwert kann ausgewählt werden, um den Durchsatz zu maximieren oder basierend auf irgendwelchen anderen Kriterien. Das selektive Kanalinversionsschema erhält das Meiste der Einfachheit, welche in der Verwendung eines gemeinsamen Codier- und Modulationsschemas für alle Übertragungskanäle inhärent ist, während es auch hohe Performance vorsieht, welche normalerweise mit individueller Codierung pro Übertragungskanal assoziiert ist.

[0048] Ursprünglich wird der durchschnittliche Leistungsgewinn, L_{ave} , für alle verfügbaren Übertragungskanäle berechnet, und kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$L_{ave} = \frac{\sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j, k)|^2}{N_T N_F} \quad \text{Eq (7)}$$

[0049] Die Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal können bei dem Sender durch ein Gewicht von $\tilde{W}(j, k)$ gewichtet werden, welches folgendermaßen ausgedrückt werden kann:

$$\tilde{W}(j, k) = \frac{\tilde{c}}{|H(j, k)|} \quad \text{Eq (8)}$$

[0050] Das Gewicht für jeden ausgewählten Übertragungskanal ist umgekehrt proportional zu dem Gewinn des Kanals und wird derart bestimmt, dass alle ausgewählten Übertragungskanäle mit ungefähr der gleichen Leistung empfangen werden. Die gewichtete Sendeleistung für jeden Übertragungskanal kann dann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$P_\alpha(j,k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b}P_\alpha}{|H(j,k)|^2} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} . \quad \text{Eq (9)}$$

wobei α der Schwellenwert ist und \tilde{b} ist ein Normalisierungsfaktor, welcher verwendet wird, um die Gesamtsendeleistung über die ausgewählten Übertragungskanäle zu verteilen. Wie in Gleichung (9) gezeigt ist, wird ein Übertragungskanal zur Verwendung ausgewählt, wenn sein Leistungsgewinn größer ist oder gleich zu einem Leistungsgewinnschwellenwert (das heißt $|H(j, k)|^2 \geq \alpha L_{ave}$). Der Normalisierungsfaktor \tilde{b} wird basierend auf nur den ausgewählten Übertragungskanälen berechnet, und kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\tilde{b} = \frac{1}{\sum_{|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}} |H(j,k)|^{-2}} . \quad \text{Eq (10)}$$

[0051] Die Gleichungen (7) bis (10) verteilen effektiv die gesamte Sendeleistung auf die ausgewählten Übertragungskanäle basierend auf ihren Leistungsverstärkungen derart, dass alle ausgewählten Übertragungskanäle ungefähr die gleiche empfangene Leistung haben, welche folgendermaßen ausgedrückt werden kann:

$$P_\alpha(j,k) = \begin{cases} \tilde{b}P_\alpha & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{andernfalls} \end{cases} . \quad \text{Eq (11)}$$

Selektive Kanalinversion basierend auf Kanal SNRs

[0052] In vielen Kommunikationssystemen sind die bekannten Größen bei dem Empfängersystem die empfangenen SNRs für die Übertragungskanäle anstatt der Kanalverstärkungen (das heißt die Pfadverluste). In solchen Systemen kann die selektive Kanalinversionstechnik einfach modifiziert werden, um basierend auf den empfangenen SNRs anstatt auf den Kanalgewinnen betrieben zu werden.

[0053] Wenn gleiche Sendeleistung für alle verfügbaren Übertragungskanäle verwendet wird, und die Rauschvarianz, σ^2 ist konstant für alle Kanäle, dann kann das empfangene SNR, $\gamma(j, k)$ für den Übertragungskanal (j, k), folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\gamma(j,k) = \frac{P_\alpha(j,k)}{\sigma^2} = \frac{P_\alpha}{\sigma^2 N_T N_F} |H(j,k)|^2 . \quad \text{Eq (12)}$$

[0054] Das durchschnittliche empfangene SNR, γ_{ave} , für jeden verfügbaren Übertragungskanal, kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\gamma_{ave} = \frac{P_\alpha}{\sigma^2 (N_T N_F)^2} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2 , \quad \text{Eq (13)}$$

welche auch gleiche Sendeleistung über die verfügbaren Übertragungskanäle annimmt. Das empfangene SNR, γ_{total} , für alle verfügbaren Übertragungskanäle, kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\gamma_{total} = \frac{P_\alpha}{\sigma^2} L_{ave} = \frac{P_\alpha}{\sigma^2 N_T N_F} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2 . \quad \text{Eq (14)}$$

[0055] Das gesamte empfangene SNR, γ_{total} , ist basierend auf der gesamten Sendeleistung, welche gleichmäßig über die verfügbaren Übertragungskanäle verteilt ist.

[0056] Ein Normalisierfaktor, β , welcher verwendet wird, um die gesamte Sendeleistung über die ausgewählten Übertragungskanäle zu verteilen, kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\beta = \frac{1}{\sum_{\substack{\gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ j,k \in \mathcal{K}}} \gamma(j,k)^{-1}} \quad \text{Eq (15)}$$

[0057] Wie in Gleichung (15) gezeigt ist, wird der Normalisierfaktor β basierend auf, und als die Summe des Inversen von, den SNRs von allen ausgewählten Übertragungskanälen berechnet.

[0058] Um Ähnliches empfangenes SNR für alle ausgewählten Übertragungskanäle zu erreichen, können die Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal (j, k) durch ein Gewicht gewichtet werden, welches mit dem SNR des Kanals in Beziehung steht, welches folgendermaßen ausgedrückt werden kann:

$$\tilde{W}(j,k) = \frac{\tilde{c}}{\sqrt{\gamma(j,k)}} \quad \text{Eq (16)}$$

wobei $\tilde{c}^2 = \beta$. Die gewichtete Sendeleistung für jeden Übertragungskanal kann dann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$P_{\alpha}(j,k) = \begin{cases} \frac{\beta P_a}{\gamma(j,k)} & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{ andernfalls} \end{cases} \quad \text{Eq (17)}$$

[0059] Wie in Gleichung (17) gezeigt ist, werden nur Übertragungskanäle, für welche das empfangene SNR größer ist oder gleich zu einem SNR Schwellenwert (das heißt $\gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{ave}$) zur Verwendung ausgewählt.

[0060] Wenn die gesamte Sendeleistung über die ausgewählten Übertragungskanäle derart verteilt ist, dass das empfangene SNR ungefähr gleich ist für alle ausgewählten Kanäle, dann kann das empfangene SNR für jeden Übertragungskanal folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \frac{\beta \gamma_{ave}}{\gamma_{ave}} & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ \gamma_{ave} & , \text{ andernfalls} \end{cases} \quad \text{Eq (18)}$$

[0061] Durch Substituieren von γ_{ave} von Gleichung (13) und γ_{total} von Gleichung (14) in Gleichung (18), wird das Folgende erhalten:

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \beta N_t N_p & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{ andernfalls} \end{cases}$$

Kanalinvolution für aufgeteilte Gruppen von Übertragungskanälen

[0062] In der obigen Beschreibung wird die Kanalinvolution auf alle verfügbaren Übertragungskanäle angewandt, oder selektiv auf einen Subsatz von verfügbaren Übertragungskanälen (welche basierend auf einem bestimmten Schwellenwert ausgewählt sind). Dies erlaubt dann, dass ein gemeinsames Codier- und Modulationsschema für alle Übertragungskanäle verwendet wird, welche zur Datenübertragung verwendet werden sollen.

[0063] Die selektive Kanalinvolution kann auch individuell unabhängig auf Gruppen von Übertragungskanälen angewandt werden. In diesem Fall sind die Übertragungskanäle in dem Kommunikationssystem ursprünglich in eine Anzahl von Gruppen aufgeteilt. Irgendeine Anzahl von Gruppen kann ausgebildet sein, und jede Gruppe kann eine Vielzahl von Kanälen aufweisen (das heißt es muss keine gleiche Anzahl von Kanälen in jeder Gruppe geben).

[0064] Ein bestimmter Betrag von Sendeleistung ist auch für jede Gruppe basierend auf verschiedenen Systemeinschränkungen und Betrachtungen verfügbar. Für eine vollständige Kanalinversionstechnik ist die verfügbare Sendeleistung für jede Gruppe für alle Gruppenkanäle in der Gruppe derart zugewiesen, dass die empfangene Signalqualität für diese Kanäle ungefähr gleich ist (das heißt ähnliche empfangene SNRs). Und für eine selektive Kanalinversionstechnik werden alle oder ein Subsatz von verfügbaren Übertragungskanälen in jeder Gruppe zur Verwendung ausgewählt, zum Beispiel basierend auf einem bestimmten Schwellenwert, welcher für die Gruppe bestimmt wurde. Die verfügbare Sendeleistung für jede Gruppe wird dann zu den ausgewählten Übertragungskanälen in der Gruppe derart zugewiesen, dass die empfangene Signalqualität für die Kanäle ungefähr gleich ist.

[0065] Verschiedene zusätzliche Flexibilitäten werden durch Verarbeitung von Daten separat für jede Gruppe auf Übertragungskanälen aufgebracht. Zum Beispiel kann die vollständige und selektive Kanalinversion unabhängig auf jede Gruppe von Kanälen angewandt werden. Auch kann für solche Gruppen, auf welche selektive Kanalinversion angewandt wird, ein Schwellenwert für alle Gruppen verwendet werden, jeder Gruppe kann ein separater Schwellenwert zugeordnet werden, oder einige Gruppen können den gleichen Schwellenwert teilen, während anderen Gruppen ein separater Schwellenwert zugewiesen werden kann. Ein unterschiedliches Codier- und Modulationsschema kann auch für jede Gruppe verwendet werden, welches basierend auf dem empfangenen SNR ausgewählt werden kann, welches durch die Übertragungskanäle in der Gruppe erreicht wird.

[0066] Für ein MIMO System, welches OFDM verwendet, erzeugt das MIMO Konstrukt mehrere (N_S) Übertragungskanäle in der räumlichen Domäne und das OFDM Konstrukt erzeugt mehrere (N_F) Übertragungskanäle in der Frequenzdomäne. Die gesamte Anzahl von Übertragungskanälen, welcher verfügbar ist zum Senden von Daten, ist dann $N = N_S \cdot N_F$. Die N Übertragungskanäle können dann in eine Anzahl von Gruppen auf verschiedenen Wegen aufgeteilt werden.

[0067] In einem Ausführungsbeispiel werden die Übertragungskanäle auf einer pro Sendeantenne Basis aufgeteilt. Wenn die Anzahl von räumlichen Subkanälen gleich ist zu der Anzahl von Sendeantennen (das heißt $N_T = N_S$), dann kann die vollständige oder selektive Kanalinversion unabhängig auf jede der N_T Sendeantennen angewandt werden. In einem Ausführungsbeispiel wird selektive Kanalinversion für jede Gruppe verwendet, und die N_T Gruppen, korrespondierend zu den N_T Sendeantennen, können zu den N_T jeweiligen Schwellenwerten zugeordnet sein, ein Schwellenwert für jede Gruppe von Sendeantennen. Die selektive Kanalinversion bestimmt dann den Subsatz von Übertragungskanälen (oder Frequenzsubkanälen), welche mit jeder Sendeantenne assoziiert sind, welche adäquate empfangene SNRs haben, welche durch Vergleichen des empfangenen SNRs für jeden Frequenzsubkanal mit dem Schwellenwert für die Sendeantenne erreicht werden können. Die gesamte verfügbare Sendeleistung für jede Sendeantenne wird dann zu den ausgewählten Frequenzsubkanälen für die Sendeantenne derart zugewiesen, dass die empfangenen SNRs für die Frequenzsubkanäle ungefähr gleich sind.

[0068] In einem anderen Ausführungsbeispiel sind die verfügbaren Sendekanäle auf einer pro Frequenz Subkanalbasis aufgeteilt. In diesem Ausführungsbeispiel kann die vollständige oder selektive Kanalinversion unabhängig auf jeden der N_F Frequenzsubkanäle angewandt werden. Wenn selektive Kanalinversion verwendet wird können die räumlichen Subkanäle in jeder Gruppe zur Verwendung zur Datenübertragung basierend auf dem Schwellenwert für die Gruppe korrespondierend zu dem Frequenzsubkanal ausgewählt werden.

[0069] Die Aufteilung der verfügbaren Übertragungskanäle in Gruppen erlaubt, dass Optimierung erreicht wird, auf einer pro Gruppe-Basis (zum Beispiel pro Sendeantenne oder pro Frequenzsubkanal), was dann wiederum erlaubt, dass ein spezifisches Codier- und Modulationsschema für alle ausgewählten Übertragungskanäle in jeder Gruppe verwendet wird. Zum Beispiel können eine oder mehrere Sendeantennen zu jedem eingeteilten Terminal zur Datenübertragung zugewiesen werden. Die Übertragungskanäle, welchen die Sendeantennen zugeordnet sind, können in eine Gruppe platziert sein, und die selektive Kanalinversion kann auf dieser Gruppe von Übertragungskanälen derart durchgeführt werden, dass ein einziges Codier- und Modulationsschema für die Datenübertragung zu diesem Terminal verwendet werden kann.

[0070] Wenn gleiche Sendeleistung für alle verfügbaren Übertragungskanäle in der Gruppe j verwendet wird und die Rauschvarianz, σ^2 konstant ist für alle Kanäle, dann kann das empfangene SNR, $\gamma_j(k)$ für den Übertragungskanal k in der Gruppe j folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\gamma_j(k) = \frac{P_{rx,j}(k)}{\sigma^2} = \frac{P_{a,j}}{\sigma^2 N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{Eq (19)}$$

wobei folgendes gilt: $P_{rx,j}(k)$ ist die empfangene Leistung für den Übertragungskanal k in Gruppe j ,

- $P_{tx,j}$ ist die gesamte verfügbare Sendeleistung für die Gruppe j ,
 $H_j(k)$ ist der effektive Kanalgewinn von dem Sender zu dem Empfänger für den Übertragungskanal k in Gruppe j , und
 N_j ist die Anzahl von Übertragungskanälen in Gruppe j . Die Gruppe j kann zu einer spezifischen Sendeantenne j korrespondieren, in diesem Fall ist $N_j = N_F$.

[0071] Das durchschnittliche empfangene SNR, $\gamma_{ave,j}$ kann für jeden verfügbaren Übertragungskanal in Gruppe j folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\gamma_{ave,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{Eq (20)}$$

[0072] Die Gleichung 20 nimmt gleiche Sendeleistung über die N_j verfügbaren Übertragungskanäle in Gruppe j an. Das empfangene SNR, $\gamma_{total,j}$ für die verfügbaren Übertragungskanäle in Gruppe j , kann dann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\gamma_{total,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2} L_{ave,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{Eq (21)}$$

wobei folgendes gilt:

$$L_{ave,j} = \frac{1}{N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{Eq (22)}$$

[0073] Das gesamte empfangene SNR, $\gamma_{total,j}$ für die Gruppe j basiert auf der gesamten Sendeleistung $P_{tx,j}$, welche für die Gruppe j gleichmäßig über alle verfügbaren Übertragungskanäle in der Gruppe verteilt ist.

[0074] Ein Normalisierungsfaktor β_j , welcher verwendet wird, um die gesamte Sendeleistung $P_{tx,j}$ unter den ausgewählten Übertragungskanälen in Gruppe j aufzuteilen, kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\beta_j = \frac{1}{\sum \gamma_j(k)^{-1}} . \quad \text{Eq (23)}$$

[0075] Wie in Gleichung (23) gezeigt ist, wird der Normalisierungsfaktor β_j basierend auf den SNRs für alle ausgewählten Übertragungskanäle in Gruppe j berechnet, wobei die Kanäle basierend auf dem Schwellenwert $\alpha_j \gamma_{ave,j}$, welcher für die Gruppe bestimmt wurde, ausgewählt werden.

[0076] Um ähnliches empfangenes SNR für alle ausgewählten Übertragungskanäle in der Gruppe zu erreichen, können die Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal mit einem Gewicht gewichtet werden, welches relativ zu dem SNR des Kanals ist, welches folgendermaßen ausgedrückt werden kann:

$$\tilde{W}_j(k) = \frac{\tilde{c}}{\sqrt{\gamma_j(k)}} . \quad \text{Eq (24)}$$

wobei $\tilde{c}^2 = \beta_j$. Die gewichtete Sendeleistung für jeden Übertragungskanal kann dann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$P_{x,j}(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j P_{x,j}}{\gamma_j(k)} & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0 & , \text{ andernfalls} \end{cases} . \quad \text{Eq (25)}$$

[0077] Wie in Gleichung (25) gezeigt ist, sind nur Übertragungskanäle, für welche das empfangene SNR größer oder gleich dem SNR Schwellenwert ist (das heißt $\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}$) zur Verwendung ausgewählt.

[0078] Wenn die gesamte Sendeleistung über alle ausgewählten Übertragungskanäle in der Gruppe derart ausgeteilt ist, dass das empfangene SNR ungefähr gleich ist für alle ausgewählten Kanäle, dann kann das resultierende empfangene SNR für jeden Übertragungskanal folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\tilde{\gamma}_j(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j \gamma_{total,j}}{\gamma_{ave,j}} = \beta_j N_j & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0 & , \text{ andernfalls} \end{cases} . \quad \text{Eq (26)}$$

[0079] Der oben beschriebene Vorgang kann für jede Gruppe von Übertragungskanälen wiederholt werden. Jede Gruppe kann mit einem bestimmten Schwellenwert, $\alpha_j \gamma_{ave,j}$ assoziiert sein, abgeleitet, die gewünschte Performance vorzusehen. Die Fähigkeit zum Zuweisen von Sendeleistung auf einer pro Gruppe- (zum Beispiel pro Sendeantenne) Basis kann erhöhte Flexibilität vorsehen und kann ferner die Performance verbessern.

[0080] [Fig. 2A](#) ist ein Flussdiagramm eines Prozesses **200** zum Bestimmen der Menge von Sendeleistung, welche zu jedem ausgewählten Übertragungskanal basierend auf selektiver Kanalinversion gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung zugewiesen werden soll. Der Prozess **200** nimmt an, dass alle verfügbaren Übertragungskanäle betrachtet werden (das heißt eine Gruppe von Übertragungskanälen für das Kommunikationssystem). Der Prozess **200** kann verwendet werden, wenn die Übertragungsgewinne $H(j, k)$, die empfangenen SNRs $\gamma(j, k)$, oder irgendwelche anderen Charakteristika für die Übertragungskanäle verfügbar sind. Zur Klarheit ist der Prozess **200** unten stehend für den Fall beschrieben in welchem die Kanalgewinne verfügbar sind, und der Fall, in welchem die empfangenen SNRs verfügbar sind, ist in Klammern gezeigt.

[0081] Anfänglich werden die Kanalgewinne $H(j, k)$ [oder die empfangenen SNRs $\gamma(j, k)$], für alle verfügbaren Übertragungskanäle abgefragt, bei Schritt **212**. Ein Leistungsgewinnschwellenwert αL_{ave} [oder ein SNR Schwellenwert $\alpha \gamma_{ave}$], welcher verwendet wird, um Übertragungskanäle zur Datenübertragung auszuwählen, wird auch bestimmt, bei Schritt **214**. Der Schwellenwert kann wie unten stehend detaillierter beschrieben, berechnet werden.

[0082] Jeder verfügbare Übertragungskanal wird dann zur möglichen Verwendung ausgewertet. Ein (noch nicht ausgewerteter) verfügbarer Übertragungskanal wird zur Auswertung identifiziert, bei Schritt **216**. Für den identifizierten Übertragungskanal wird eine Bestimmung gemacht, ob die Leistungsverstärkung [oder das empfangene SNR] für den Kanal größer ist oder gleich zu dem Leistungsgewinnschwellenwert (das heißt $|H(j, k)|^2 \geq \alpha L_{ave}$) oder der SNR Schwellenwert [das heißt $\gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{ave}$], bei Schritt **218**. Wenn der identifizierte Übertragungskanal die Kriterien erfüllt, dann wird er zur Verwendung ausgewählt, bei Schritt **220**. Andernfalls, wenn der Übertragungskanal nicht die Kriterien erfüllt, wird er verworfen und nicht zur Datenübertragung verwendet.

[0083] Eine Bestimmung wird dann gemacht, ob alle verfügbaren Übertragungskanäle ausgewertet wurden, bei Schritt **222**. Wenn nicht kehrt der Prozess zu Schritt **216** zurück und ein anderer verfübarer Übertragungskanal wird zur Auswertung identifiziert. Andernfalls fährt der Prozess zu Schritt **224** fort.

[0084] Bei Schritt **224** wird der Normalisierungsfaktor $\tilde{\beta}$ [oder β], welcher verwendet wird, um die gesamte Sendeleistung über die ausgewählten Übertragungskanäle zu verteilen, basierend auf den Kanalgewinnen [oder den empfangenen SNRs] der ausgewählten Kanäle bestimmt, bei Schritt **224**. Dies kann wie in Gleichung (10) [oder Gleichung (15)] erreicht werden. Ein Gewicht $\tilde{W}(j, k)$ wird als nächstes für jeden ausgewählten Übertragungskanal berechnet, bei Schritt **226**, basierend auf dem Normalisierungsfaktor und dem Gewinn [oder dem SNR] des Kanals. Das Gewicht kann berechnet werden, wie in Gleichung (8) [oder Gleichung (16)] gezeigt ist. Die gewichtete Sendeleistung für jeden ausgewählten Übertragungskanal würde dann wie in Gleichung (9) [oder Gleichung (17)] gezeigt ist, sein. Der Prozess wird dann beendet.

[0085] In der obigen Beschreibung ist die gesamte verfügbare Sendeleistung für jede Gruppe (ungleichmäßig) zu den ausgewählten Übertragungskanälen in der Gruppe basierend auf ihren jeweiligen Gewichten derart zugewiesen, dass die empfangenen SNRs für diese Kanäle ungefähr ähnlich sind (es kann nur eine Gruppe von Übertragungskanälen geben). In einigen anderen Ausführungsbeispielen kann die gesamte verfügbare Sendeleistung gleichmäßig über die ausgewählten Übertragungskanäle zugewiesen sein, in diesem Fall sind die Gewichte für die ausgewählten Übertragungskanäle gleich. Dies kann zum Beispiel implementiert sein, wenn das gemeinsame Codier- und Modulationsschema für eine Gruppe basierend auf den durchschnittlichen SNRs für die ausgewählten Übertragungskanäle in der Gruppe ausgewählt wird. Der gewünschte Pegel von Performance kann zum Beispiel durch Verschachteln der Daten über alle ausgewählten Übertragungskanäle in der Gruppe oder über ein anderes Verarbeitungsschema erreicht werden.

Schwellenwertauswahl

[0086] Der Schwellenwert, α , welcher verwendet wird, um Übertragungskanäle zur Verwendung von Datenübertragung auszuwählen, kann basierend auf verschiedenen Kriterien eingestellt werden. In einem Ausführungsbeispiel wird der Schwellenwert eingestellt, um den Durchsatz zu optimieren.

[0087] Anfänglich werden ein Vektor von Setzpunkten (das heißt $Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$) und ein Vektor von Coderaten (das heißt $R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$) definiert. Die Coderaten schließen die Effekte des Codier- und Modulationsschemas ein, und sind repräsentativ für die Anzahl von Informationsbits pro Modulationssymbol. Jeder Vektor weist N_z Elemente korrespondierend zu der Anzahl von verfügbaren Coderaten auf, welche diejenigen sein können, welche zur Verwendung im System verfügbar sind. Alternativ können N_z Setzpunkte basierend auf den Betriebunkten definiert werden, welche durch das System unterstützt werden. Jeder Setzpunkt korrespondiert zu einem bestimmten empfangenen SNR, welches benötigt wird, um einen bestimmten Grad von Performance zu erreichen. Der Setzpunkt hängt typischerweise von der Übertragungsbitrate (das heißt die Anzahl von Informationsbits pro Modulationssymbol) ab, welche wiederum von der Coderate und dem Modulationsschema, welches für die Datenübertragung verwendet wird, abhängt. Wie oben stehend erwähnt wird ein gemeinsames Modulationsschema für alle ausgewählten Übertragungskanäle verwendet. In diesem Fall steht die Übertragungsbitrate und somit der Setzpunkt direkt mit der Coderate in Beziehung.

[0088] Jede Coderate r_n , wobei $1 \leq n \leq N_z$ ist, ist mit dem jeweiligen Setzpunkt z_n assoziiert, welcher das minimale empfangene SNR ist, welches benötigt wird, um bei der Coderate für den benötigten Grad von Performance betrieben zu werden. Der benötigte Setzpunkt z_n kann basierend auf Computersimulation, mathematischer Ableitung und/oder empirischen Messungen bestimmt werden, wie im Stand der Technik bekannt ist. Die Elemente in den zwei Vektoren R und Z können auch derart angeordnet werden, dass $\{z_1 > z_2 > \dots > z_{N_z}\}$ und $\{r_1 > r_2 > \dots > r_{N_z}\}$ ist, wobei z_1 der größte Setzpunkt und r_1 die höchste unterstützte Coderate sind.

[0089] Die Kanalgewinne für alle verfügbaren Übertragungskanäle werden verwendet, um Leistungsgewinne zu berechnen, welche dann geordnet und in einer Liste $H(\lambda)$ in der Reihenfolge von abfallenden Leistungsgewinnen platziert werden, wobei $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$ ist, derart dass $H(1) = \max\{|H(j, k)|^2\}$, ..., und $H(N_T N_F) = \min\{|H(j, k)|^2\}$.

[0090] Eine Sequenz $\tilde{b}(\lambda)$ von möglichen Normalisierungsfaktoren wird auch wie folgt definiert:

$$\tilde{b}(\lambda) = \frac{1}{\sum_{j=1}^N |H(j, k)|^{-2}} \quad , 1 \leq \lambda \leq N_T N_F . \quad \text{Eq (27)}$$

[0091] Jedes Element der Sequenz $\tilde{b}(\lambda)$ kann als ein Normalisierungsfaktor verwendet werden, wenn die λ besten Übertragungskanäle zur Verwendung ausgewählt werden.

[0092] Für jede Coderate r_n (wobei $1 \leq n \leq N_z$ ist) wird der größere Wert von λ , $\lambda_{n, \max}$ derart bestimmt, dass das empfangene SNR für jeden der λ besten Übertragungskanäle größer ist oder gleich zu dem Setzpunkt z_n , welcher mit der Coderate r_n assoziiert ist. Dieser Zustand kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\frac{\tilde{b}(\lambda) P_\alpha}{\sigma^2} \geq z_n , \quad \text{Eq (28)}$$

wobei σ^2 die empfangene Rauschleistung in einem einzigen Übertragungskanal ist. Der größte Wert von λ , $\lambda_{n,\max}$ kann durch Auswerten von jedem möglichen Wert von λ beginnend mit 1 und beendend, wenn Gleichung (28) nicht länger gültig ist, identifiziert werden. Für jeden Wert von λ kann das verfügbare SNR für die λ besten Übertragungskanäle ausgewählt werden, wie durch das linke Argument von Gleichung (28) gezeigt ist. Das erreichbare SNR wird dann mit dem SNR, z_n , welches für die Coderate r_n benötigt wird, verglichen.

[0093] Somit wird für jede Coderate r_n jeder Wert von λ (für $\lambda = 1, 2, \dots, \lambda_{n,\max}$) ausgewertet, um zu Bestimmen, ob das empfangene SNR für jeden der λ besten Übertragungskanäle den assoziierten Setzpunkt z_n erreichen kann, wenn die gesamte Sendeleistung (ungleichmäßig) über die λ Kanäle verteilt ist. Der größte Wert von λ , $\lambda_{n,\max}$, welcher diese Bedingung erfüllt, ist die größte Anzahl von Übertragungskanälen, welche für die Coderate r_n ausgewählt werden kann, während der benötigte Setzpunkt z_n erreicht wird.

[0094] Der Schwellenwert α_n , welcher mit der Coderate r_n assoziiert ist, kann dann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\alpha_n = \frac{H(\lambda_{n,\max})}{L_{ave}}. \quad \text{Eq (29)}$$

[0095] Der Schwellenwert λ_n optimiert den Durchsatz für die Coderate r_n , welcher den Setzpunkt z_n benötigt. Weil eine gemeinsame Coderate für alle ausgewählten Übertragungskanäle verwendet wird kann der maximal erreichbare Durchsatz T_n als der Durchsatz für jeden Kanal (welcher r_n ist) mal der Anzahl von ausgewählten Kanälen $\lambda_{n,\max}$ berechnet werden. Der maximale erreichbare Durchsatz T_n für den Setzpunkt z_n kann dann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$T_n = \lambda_{n,\max} r_n, \quad \text{Eq (30)}$$

wobei die Einheit für T_n Informationsbits pro Modulationssymbol ist.

[0096] Der optimale Durchsatz für den Vektor von Setzpunkten kann dann folgendermaßen gegeben werden:

$$T_{\text{opt}} = \max\{T_n\}. \quad \text{Eq (31)}$$

[0097] Wenn die Coderate sich erhöht können mehr Informationsbits pro Modulationssymbol übertragen werden. Jedoch erhöht sich auch das benötigte SNR, welches mehr Sendeleistung für jeden ausgewählten Übertragungskanal für eine gegebene Rauschvarianz σ^2 benötigt. Weil die gesamte Sendeleistung beschränkt ist, können weniger Übertragungskanäle dazu in der Lage sein, dass höhere benötigte SNR zu erreichen. Somit kann der maximale erreichbare Durchsatz für jede Coderate in dem Vektor R berechnet werden, und die spezifische Coderate, welche den höchsten Durchsatz vorsieht, kann als die optimale Coderate für die spezifischen Kanalbedingungen, welche ausgewertet werden, erachtet werden. Der optimale Schwellenwert α_{opt} ist dann gleich zu dem Schwellenwert α_n korrespondierend zu der spezifischen Coderate r_n , welche zu T_{opt} führt.

[0098] In der obigen Beschreibung wird der optimale Schwellenwert α_{opt} basierend auf den Kanalgewinnen für alle Übertragungskanäle bestimmt. Wenn die empfangenen SNRs verfügbar sind anstelle der Kanalgewinne, dann können die empfangenen SNRs in eine Liste $\gamma(\lambda)$ in der Ordnung von abfallenden SNRs geordnet und platziert werden, wobei $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$ ist, derart, dass das erste Element in der Liste $\gamma(1) = \max\{\gamma(j, k)\}, \dots$, und das letzte Element in der Liste $\gamma(N_T N_F) = \min\{\gamma(j, k)\}$ ist. Eine Sequenz $\beta(\lambda)$ kann dann folgendermaßen bestimmt werden:

$$\beta(\lambda) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\lambda} \gamma(i)^{-1}}. \quad \text{Eq (32)}$$

[0099] Für jede Coderate r_n (wobei $1 \leq n \leq N_Z$ ist) ist der größte Wert von λ , $\lambda_{n,\max}$ derart bestimmt, dass das empfangene SNR für jeden der λ ausgewählten Übertragungskanäle größer oder gleich dem assoziierten Setzpunkt z_n ist. Der Zustand kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\beta(\lambda) N_T N_F \geq z_n. \quad \text{Eq (33)}$$

[0100] Wenn der größte Wert von λ , $\lambda_{n,\max}$ für die Coderate r_n bestimmt wird, kann der Schwellenwert α_n , welcher mit der Coderate assoziiert ist, folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\alpha_n = \frac{\gamma(\lambda_{n,\max})}{\gamma_{\text{ave}}} . \quad \text{Eq (34)}$$

[0101] Der optimale Schwellenwert α_{opt} , und der optimale Durchsatz T_{opt} können auch wie oben beschrieben bestimmt werden.

[0102] Für die obige Beschreibung wird der Schwellenwert ausgewählt, um den Durchsatz für die verfügbaren Übertragungskanäle zu optimieren. Der Schwellenwert kann auch ausgewählt werden, um andere Performance Kriterien oder Metriken zu optimieren, und dies ist innerhalb des Umfangs der Erfindung.

[0103] [Fig. 2B](#) ist ein Flussdiagramm eines Prozesses **240**, um einen Schwellenwert α zu bestimmen, welcher verwendet wird, um Übertragungskanäle zur Datenübertragung auszuwählen, gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung. Der Prozess **240** kann verwendet werden, wenn Kanalgewinne, empfangene SNRs, oder irgendwelche andere Charakteristika für die Übertragungskanäle verfügbar sind. Zur Klarheit ist der Prozess **240** unten stehend für den Fall beschrieben, in welchem die Kanalgewinne verfügbar sind, und der Fall, in welchem die empfangenen SNRs verfügbar sind, ist in Klammern gezeigt.

[0104] Anfänglich ist ein Vektor von Setzpunkten ($Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$) definiert und ein Vektor von Coderaten ($R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$), welcher die assoziierten Setzpunkte unterstützt, wird bestimmt, bei Schritt **250**. Die Kanalgewinne $H(j, k)$ [oder die empfangenen SNRs $\gamma(j, k)$] für alle verfügbaren Übertragungskanäle werden abgefragt und von dem Besten zu dem Schlechtesten geordnet, bei Schritt **252**. Die Sequenz $\tilde{b}(\lambda)$ [oder $\beta(\lambda)$] oder mögliche Normalisierungsfaktoren werden dann basierend auf den Kanalgewinnen bestimmt, wie in Gleichung (27) gezeigt ist [oder basierend auf den empfangenen SNRs, wie in Gleichung (32) gezeigt ist] bei Schritt **254**.

[0105] Jede verfügbare Coderate wird dann über eine Schleife ausgewertet. In dem ersten Schritt der Schleife wird eine (noch nicht ausgewertete) Coderate r_n zur Auswertung identifiziert, bei Schritt **256**. Für den ersten Durchgang durch die Schleife kann die identifizierte Coderate die erste Coderate r_1 in dem Vektor R sein. Für die identifizierte Coderate r_n wird der größte Wert von λ , $\lambda_{n,\max}$ derart bestimmt, dass das empfangene SNR für jeden der λ besten Übertragungskanäle größer ist oder gleich zu dem Setzpunkt z_n , welcher mit der Coderate r_n assoziiert ist, welche ausgewertet wird, bei Schritt **258**. Dies kann durch Berechnen und Erfüllen der Bedingung, welche in Gleichung (28) [oder Gleichung (33)] gezeigt ist, durchgeführt werden. Der Schwellenwert α_n , welcher mit dem Setzpunkt z_n assoziiert ist, wird dann basierend auf dem Kanalgewinn [oder dem empfangenen SNR] des Kanals $\lambda_{n,\max}$ bestimmt, wie in Gleichung (29) [oder Gleichung (34)] gezeigt ist, bei Schritt **260**. Ein maximal erreichbarer Durchsatz T_n für den Setzpunkt z_n kann auch bestimmt werden, wie in Gleichung (30) bei Schritt **262** gezeigt ist.

[0106] Eine Bestimmung wird dann gemacht, ob alle N_z Coderaten ausgewertet wurden oder nicht, bei Schritt **264**. Wenn nicht kehrt der Prozess zu Schritt **256** zurück, und eine andere Coderate wird zur Auswertung identifiziert. Andernfalls können der optimale Durchsatz T_{opt} und der optimale Schwellenwert α_{opt} bestimmt werden, wie in Gleichung (31) gezeigt ist, bei Schritt **266**. Der Prozess bricht dann ab.

[0107] In der obigen Beschreibung wird ein Schwellenwert für alle verfügbaren Übertragungskanäle in dem Kommunikationssystem bestimmt, weil die selektive Kanalinversion auf allen Kanälen durchgeführt wird. In den Ausführungsbeispielen, in welchen die Übertragungskanäle separiert sind in eine Anzahl von Gruppen, kann ein Schwellenwert für jede Gruppe bestimmt und verwendet werden. Der Schwellenwert für jede Gruppe kann eingestellt werden basierend auf verschiedenen Kriterien, wie zum Optimieren des Durchsatzes für die Übertragungskanäle, welche in der Gruppe enthalten sind.

[0108] Um den Schwellenwert für jede Gruppe zu bestimmen können auch die Ableitungen, welche oben stehend beschrieben sind, verwendet werden. Jedoch schließt die Liste $H_j(\lambda)$ [oder $\gamma_j(\lambda)$] für jede Gruppe nur die Leistungsgewinne [oder empfangene SNRs] für die Übertragungskanäle, welche in der Gruppe enthalten sind, ein. Auch würde die Sequenz $\tilde{b}_j(\lambda)$ [oder $\beta_j(\lambda)$] die möglichen Normalisierungsfaktoren enthalten, welche basierend auf den Kanalgewinnen [oder empfangenen SNRs] der Übertragungskanäle in der Gruppe definiert wurden. Der Schwellenwert $\alpha_{j,n}$, welcher mit der Coderate r_n für die Gruppe j assoziiert ist, kann dann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\alpha_{j,n} = \frac{H_j(\lambda_{n,\max})}{L_{ave,j}} \text{ or } \frac{\gamma_j(\lambda_{n,\max})}{\gamma_{ave,j}} . \quad \text{Eq (35)}$$

[0109] Der optimale Schwellenwert $\alpha_{opt,j}$ für die Gruppe j ist gleich zu dem Schwellenwert $\alpha_{j,n}$ korrespondierend zu der spezifischen Coderate r_n , welche zu dem optimalen Durchsatz $T_{opt,j}$ für die Gruppe j führt.

[0110] Jede Gruppe von Übertragungskanälen kann mit einem jeweiligen Schwellenwert assoziiert sein. Alternativ kann eine Anzahl von Gruppen den gleichen Schwellenwert teilen. Dies kann wünschenswert sein, wenn zum Beispiel das gleiche Codier- und Modulationsschema für eine Anzahl von Sendeantennen verwendet werden soll und die verfügbare Sendeleistung kann zwischen den Sendeantennen aufgeteilt sein.

[0111] In der obigen Beschreibung wird der Schwellenwert basierend auf (ungleichmäßiger) Verteilung der gesamten verfügbaren Sendeleistung über die ausgewählten Übertragungskanäle abgeleitet, um ähnliche empfangene SNRs für diese Kanäle zu erreichen. In einigen anderen Ausführungsbeispielen kann der Schwellenwert basierend auf einigen anderen Zuständen und/oder Metriken abgeleitet werden. Zum Beispiel kann der Schwellenwert basierend auf gleicher Zuweisung der gesamten verfügbaren Sendeleistung über die ausgewählten Übertragungskanäle (das heißt gleiche Gewichte für die ausgewählten Übertragungskanäle) abgeleitet werden. In diesem Fall kann der Schwellenwert ausgewählt werden, um den Durchsatz zu Maximieren, welcher erreicht wird, basierend auf dieser gleichen Sendeleistungszuweisung. Als ein anderes Beispiel kann der Schwellenwert einfach ein bestimmtes (festes) Ziel SNR sein.

Mehrkanalkommunikationssystem

[0112] [Fig. 3](#) ist ein Diagramm eines MIMO Kommunikationssystems **300**, welches dazu in der Lage ist, verschiedene Aspekte und Ausführungsbeispiele der Erfindung zu implementieren. Das System **300** weist ein erstes System **310** (zum Beispiel Basisstation **104** in [Fig. 1](#)) in Kommunikation mit einem zweiten System **350** (zum Beispiel Terminal **106**) auf. Das System **300** kann betrieben werden, um eine Kombination von Antenne, Frequenz, und temporärer Diversität zu verwenden, um die spektrale Effizienz zu erhöhen, die Performance zu verbessern, und die Flexibilität zu erhöhen.

[0113] Bei dem System **310** liefert eine Datenquelle **312** Daten (das heißt Informationsbits) zu einem Sende (TX) Datenprozessor **314**, welcher (1) die Daten gemäß einem bestimmten Codierschema codiert, (2) die codierten Daten basierend auf einem bestimmten Verschachtelungsschema verschachtelt (das heißt umordnet), (3) die verschachtelten Bits in Modulationssymbole für eine oder mehrere Übertragungskanäle, welche zur Verwendung zur Datenübertragung ausgewählt sind, abbildet, und (4) die Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal gewichtet. Die Codierung erhöht die Zuverlässigkeit der Datenübertragung. Das Verschachteln liefert Zeitdiversität für die Codebits, erlaubt, dass die Daten basierend auf einem durchschnittlichen SNR für die ausgewählten Übertragungskanäle übertragen werden, bekämpft Schwund, und entfernt ferner die Korrelation zwischen codierten Bits, welche verwendet werden, um jedes Modulationssymbol zu bilden. Das Verschachteln kann ferner Frequenzdiversität vorsehen, wenn die codierten Bits über mehrere Frequenzsubkanäle übertragen werden. Das Gewichten steuert effektiv die Sendeleistung für jeden ausgewählten Übertragungskanal, um ein gewünschtes SNR bei dem Empfängersystem zu erhalten. In einem Aspekt können das Codieren, Symbolabbilden, und Gewichten durchgeführt werden, basierend auf Steuerungssignalen, welche durch ein Steuerelement **334** geliefert werden.

[0114] Ein TX Kanalprozessor **320** empfängt und demultiplexiert die gewichteten Modulationssymbole von dem TX Datenprozessor **314** und liefert einen Strom von gewichteten Modulationssymbolen für jeden ausgewählten Übertragungskanal, ein gewichtetes Modulationssymbol pro Zeitschlitz. Der TX Kanalprozessor **320** kann ferner die gewichteten Modulationssymbole für die ausgewählten Übertragungskanäle vorbereiten, wenn vollständige CSI verfügbar ist.

[0115] Wenn OFDM nicht verwendet wird, liefert der TX Kanalprozessor **320** einen Strom von gewichteten Modulationssymbolen für jede Antenne, welche zur Datenübertragung verwendet wird. Und wenn OFDM verwendet wird, liefert der TX Kanalprozessor **320** einen Strom von gewichteten Modulationssymbolvektoren für jede Antenne, welche zur Datenübertragung verwendet wird. Und wenn vollständige CSI Verarbeitung durchgeführt wird, liefert der TX Kanalprozessor **320** einen Strom von vorbereiteten Modulationssymbolen oder vorbereiteten Modulationssymbolvektoren für jede Antenne, welche zur Datenübertragung verwendet wird. Jeder Strom wird dann durch einen jeweiligen Modulator (MOD) **322** empfangen und über eine assoziierte Antenne **324** gesendet.

[0116] Bei dem Empfängersystem 350 empfängt eine Anzahl von Empfangsantennen 352 die übertragenen Signale und liefert die empfangenen Signale zu jeweiligen Demodulatoren (DEMOD) 354. Jeder Demodulator 354 führt Verarbeitung komplementär zu derjenigen, welche bei dem Modulator 322 durchgeführt wird, durch. Die Modulationssymbole von allen Demodulatoren 354 werden zu einem jeweiligen (RX) Kanal-/Datenprozessor 356 geliefert und verarbeitet, um die übertragenen Datenströme wiederherzustellen. Der RX Kanal-/Datenprozessor 356 führt Verarbeitung komplementär zu derjenigen durch, welche bei dem TX Datenprozessor 314 und dem TX Kanalprozessor 320 durchgeführt wurde, und liefert decodierte Daten zu der Datensenke 360. Die Verarbeitung durch das Empfängersystem 350 wird in weiterer Detailliertheit unten stehend beschrieben werden.

MIMO Sendersysteme

[0117] [Fig. 4A](#) ist ein Blockdiagramm eines MIMO Sendersystems 310a, welches dazu in der Lage ist, Daten gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung zu verarbeiten. Das Sendersystem 310a ist ein Ausführungsbeispiel des Senderteils des Systems 310 in [Fig. 3](#). Das System 310a weist Folgendes auf: (1) einen TX Datenprozessor 314a, welcher Informationsbits empfängt und verarbeitet, um gewichtete Modulationssymbole zu liefern, und (2) einen TX Kanalprozessor 320a, welcher die Modulationssymbole für die ausgewählten Übertragungskanäle demultiplexiert.

[0118] In dem in [Fig. 4a](#) gezeigten Ausführungsbeispiel weist der TX Datenprozessor 314a einen Codierer 412, einen Kanalverschachtler 414, einen Punktierer 416, ein Symbolabbildungselement 418, und ein Symbolgewichtungselement 420 auf. Der Codierer 412 empfängt die gesammelten Informationsbits, welche gesendet werden sollen, und codiert die empfangenen Bits gemäß einem bestimmten Codierschema, um codierte Bits zu liefern. Der Kanalverschachtler 414 verschachtelt die codierten Bits basierend auf einem bestimmten Verschachtelungsschema, um Diversität vorzusehen. Der Punktierer 416 punktiert (das heißt löscht) Nullen und mehr der verschachtelten codierten Bits, um die gewünschte Anzahl von codierten Bits zu liefern. Das Symbolabbildungselement 418 bildet die unpunktierten Bits in Modulationssymbole für die ausgewählten Übertragungskanäle ab. Und das Symbolgewichtungselement 420 gewichtet die Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal, um gewichtete Modulationssymbole zu liefern. Das Gewicht, welches für den ausgewählten Übertragungskanal verwendet wird, kann basierend auf dem erreichten SNR des Kanals bestimmt werden, wie oben stehend beschrieben wurde.

[0119] Pilotdaten (zum Beispiel Daten von bekanntem Muster) können codiert und multiplexiert werden mit den verarbeiteten Informationsbits. Die verarbeiteten Pilotdaten können gesendet werden (zum Beispiel in einer Zeit multiplexierten (TDM = time division multiplex) Art und Weise) in einem Subsatz oder in allen der ausgewählten Übertragungskanäle, oder in einem Subsatz oder allen der zu Verfügung stehenden Übertragungskanäle. Die Pilotdaten können verwendet werden bei dem Empfänger, um Kanalabschätzung durchzuführen wie unten stehend beschrieben wird.

[0120] Wie in [Fig. 4A](#) gezeigt ist können das Daten-Codieren, Verschachteln und Punktieren erreicht werden basierend auf einem oder mehreren Codiersteuerungssignalen, welche die spezifischen Codier-, Verschachtelungs- und Punktierschemata, welche verwendet werden sollen, identifizieren. Das Symbolabbilden kann basierend auf einem Modulationssteuerungssignal erreicht werden, welches das spezifische Modulationsschema, welches verwendet werden soll, identifiziert. Und das Symbolgewichten kann basierend auf Gewichten erreicht werden, welche für die ausgewählten Übertragungskanäle geliefert werden.

[0121] In einem Codier- und Modulationsschema wird das Codieren durch Verwendung eines festen Basis-codes und Einstellen des Punktuerens zum Erreichen der gewünschten Coderate erreicht, wie durch das SNR der ausgewählten Übertragungskanäle unterstützt wird. Der Basiscode kann ein Turbo-Code, ein Faltungscode, ein verknüpfter Code, oder irgendein anderer Code sein. Der Basiscode kann auch an einer bestimmten Rate sein (zum Beispiel ein Rate-1/3-Code). Für dieses Schema kann das Punktieren nach dem Kanalverschachteln durchgeführt werden, um die gewünschte Coderate für die ausgewählten Übertragungskanäle zu erreichen.

[0122] Das Symbolabbildungselement 416 kann konstruiert sein, um Sätze von unpunktierten Bits zu gruppieren, um nicht binäre Symbole zu bilden, und um nicht binäres Symbol in einen Punkt in einer Signalkonstellation korrespondierend zu dem Modulationsschema, welches zur Verwendung für die ausgewählten Übertragungskanäle ausgewählt wurde, abzubilden. Das Modulationsschema kann QPSK, M-PSK, M-QAM, oder irgendein anderes Schema sein. Jeder abgebildete Signalpunkt korrespondiert zu einem Modulationssymbol.

[0123] Das Codieren, Verschachteln, Punktieren und Symbolabbilden bei dem Sendersystem **310a** kann durchgeführt werden basierend auf mehreren Schemata. Ein spezifisches Schema ist in der vorhergehend benannten U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/776,075 beschrieben.

[0124] Die Anzahl von Informationsbits, welche für jedes Modulationssymbol für einen bestimmten Pegel von Performance (zum Beispiel ein Prozent Paketfehlerrate oder PER) übertragen werden kann, ist abhängig von dem empfangenen SNR. Somit kann das Codier- und Modulationsschema für die ausgewählten Übertragungs-kanäle basierend auf den Charakteristika der Kanäle (zum Beispiel die Kanalgewinne, empfangene SNRs, oder irgendeine andere Information) bestimmt werden. Das Kanalverschachteln kann auch basierend auf dem Codier-Steuerungssignal eingestellt werden.

[0125] Tabelle 1 listet verschiedene Kombinationen von Codierraten und Modulationsschemata auf, welche für eine Anzahl von empfangenen SNR Bereichen verwendet werden können. Die unterstützte Bitrate für jeden Übertragungskanal kann erreicht werden unter Verwendung von irgendeiner Anzahl von möglichen Kombinationen von Codierraten und Modulationsschemata. Zum Beispiel kann ein Informationsbit pro Modulations-symbol erreicht werden unter Verwendung von (1) einer Codierrate von 1/2 und QPSK Modulation, (2) einer Codierrate von 1/3 und 8-PSK Modulation, (3) einer Codierrate von 1/4 und 16-QAM, oder irgendeiner anderen Kombination von Codierrate und Modulationsschema. In Tabelle 1 werden QPSK, 16-QAM und 64-QAM für die ausgewählten SNR Bereiche verwendet. Andere Modulationsschemata wie 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM usw. können auch verwendet werden und sind innerhalb des Umfangs der Erfindung.

Tabelle 1

Empfangener SNR Bereich	# von Informations-bits/Symbol	Modulationssymbol	# von codierten Bits/Symbol	Codierrate
1,5–4,4	1	QPSK	2	1/2
4,4–6,4	1,5	QPSK	2	3/4
6,4–8,35	2	16-QAM	4	1/2
8,35–10,4	2,5	16-QAM	4	5/8
10,4–12,3	3	16-QAM	4	3/4
12,3–14,15	3,5	64-QAM	6	7/12
14,15–15,55	4	64-QAM	6	2/3
15,55–17,35	4,5	64-QAM	6	3/4
> 17,35	5	64-QAM	6	5/6

[0126] Die gewichteten Modulationssymbole von dem TX Datenprozessor **314a** werden zu dem TX Kanalprozessor **320a** geliefert, welcher ein Ausführungsbeispiel des TX Kanalprozessors **320** in [Fig. 3](#) ist. Innerhalb des TX-Kanalprozessors **320a** empfängt ein Demultiplexierer **424** und demultiplexiert die gewichteten Modulationssymbole in eine Anzahl von Modulationssymbolströmen, ein Strom für jeden Übertragungskanal, welcher ausgewählt ist, um die Modulationssymbole zu übertragen. Jeder Modulationssymbolstrom ist für einen jeweiligen Modulator **322** vorgesehen. Wenn OFDM verwendet wird werden die gewichteten Modulationssymbole bei jedem Zeitschlitz für alle ausgewählten Frequenzsubkanäle für jede Sendeantenne in einen gewichteten Modulationssymbolvektor kombiniert. Jeder Modulator **322** konvertiert die gewichteten Modulationssymbole (für ein System ohne OFDM) oder den gewichteten Modulationssymbolvektoren (für ein System mit OFDM) in ein Analogsignal, und verstärkt, filtert, quadraturmoduliert, und heraufkonvertiert das Signal ferner, um ein moduliertes Signal zu generieren, welches zur Übertragung über die drahtlose Verbindung geeignet ist.

[0127] [Fig. 4B](#) ist ein Blockdiagramm eines MIMO Sendersystems **310b**, welches dazu in der Lage ist, Daten gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel der Erfindung zu verarbeiten. Das Sendersystem **310b** ist ein anderes Ausführungsbeispiel des Senderteils des Systems **310** in [Fig. 3](#) und weist einen TX Datenprozessor **314b** und einen TX Kanalprozessor **320b** auf.

[0128] In dem in [Fig. 4B](#) gezeigten Ausführungsbeispiel weist der Datenprozessor **314b** einen Codierer **412**, einen Kanalverschachtler **414**, ein Symbolabbildungselement **418**, und ein Symbolgewichtungselement **420** auf. Der Codierer **412** empfängt und codiert die aggregierten Informationsbits gemäß einem bestimmten Codierschema, um codierte Bits zu liefern. Das Codieren kann erreicht werden basierend auf einem bestim-

ten Code und einer Coderate, welche durch das Steuerelement **334** ausgewählt wurde, wie durch die Codiersteuerungssignale identifiziert wurden. Der Kanalverschachtler **414** verschachtelt die codierten Bits, und das Symbolabbildungselement **418** bildet die verschachtelten Bits auf Modulationssymbole für die ausgewählten Übertragungskanäle ab. Das Symbolgewichtungselement **420** gewichtet die Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal basierend auf einem jeweiligen Gewicht, um gewichtete Modulationssymbole zu liefern.

[0129] In dem in [Fig. 4B](#) gezeigten Ausführungsbeispiel ist das Sendersystem **310b** dazu in der Lage, die gewichteten Modulationssymbole basierend auf voller CSI vorzubereiten. Innerhalb des TX Kanalprozessors **320b** demultiplexiert ein Kanal MIMO Prozessor **422** die gewichteten Modulationssymbole in eine Anzahl von (bis zu N_C) gewichteten Modulationssymbolströmen, ein Strom für jeden räumlichen Subkanal (das heißt Eigenmode), verwendet um die Modulationssymbole zu übertragen. Für vollständige CSI Verarbeitung bereitet der Kanal MIMO Prozessor **422** die (bis zu N_C) gewichteten Modulationssymbole bei jedem Zeitschlitz vor, um N_T vorbereitete Modulationssymbole wie folgt zu generieren:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \Lambda & e_{1N_C} \\ e_{21}, & e_{22}, & & e_{2N_C} \\ M & & O & M \\ e_{N_T 1}, & e_{N_T 2}, & \Lambda & e_{N_T N_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_C} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (36)}$$

wobei b_1, b_2, \dots, b_{N_C} jeweils die gewichteten Modulationssymbole für die räumlichen Subkanäle 1, 2, ... N_C sind; e_{ij} sind Elemente einer Eigenvektormatrix E , betreffend den Übertragungscharakteristika von den Sendeanennen zu den Empfangsantennen; und

x_1, x_2, \dots, x_{N_T} sind die vorbereiteten bzw. vorkonditionierten Modulationssymbole, welcher folgendermaßen ausgedrückt werden können:

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{1N_C}.$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{2N_C}, \text{ und}$$

$$x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T 1} + b_2 \cdot e_{N_T 2} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{N_T N_C}.$$

[0130] Die Eigenvektormatrix E kann durch den Sender berechnet werden oder wird zu dem Sender durch den Empfänger geliefert. Die Elemente der Matrix E werden auch bei der Bestimmung der effektiven Kanalgewinne $H(j, k)$ in Betracht gezogen.

[0131] Für vollständige CSI Verarbeitung repräsentiert jedes vorbereitete bzw. prekonditionierte Modulationssymbol x_i für eine bestimmte Sendeantenne eine Linearkombination der gewichteten Modulationssymbole für bis zu N_C räumliche Subkanäle. Für jeden Zeitschlitz werden die (bis zu) N_T vorbereiteten Modulationssymbole, welche für den MIMO Prozessor **422** generiert wurden, durch den Demultiplexierer **424** demultiplexiert und zu (bis zu) N_T Modulatoren **322** geliefert. Jeder Modulator **322** konvertiert die vorbereiteten Modulationssymbole (für ein System ohne OFDM) oder die vorbereiteten Modulationssymbolvektoren (für ein System mit OFDM) in ein moduliertes Signal, welches geeignet ist zur Übertragung über die drahtlose Verbindung.

[0132] [Fig. 4C](#) ist ein Blockdiagramm eines MIMO Sendersystems **310c**, welches OFDM verwendet und dazu in der Lage ist, Daten gemäß noch einem anderen Ausführungsbeispiel der Erfindung zu verarbeiten. Das Sendersystem **310c** ist ein anderes Ausführungsbeispiel des Senderteils des Systems **310** in [Fig. 3](#) und weist einen TX Datenprozessor **314c** und einen TX Kanalprozessor **320c** auf (TX = Transmit bzw. Sende-). Der TX Datenprozessor **314c** kann betrieben werden, um jede Gruppe von Übertragungskanälen basierend auf einem bestimmten Codier- und Modulationsschema, welches für die Gruppe ausgewählt wurde, zu codieren und zu modulieren. Jede Gruppe kann zu einer Sendeantenne korrespondieren und die Übertragungskanäle in jeder Gruppe können zu den Frequenzsubkanälen der Sendeantenne korrespondieren.

[0133] In dem in [Fig. 4C](#) gezeigten Ausführungsbeispiel weist der TX Datenprozessor **314c** eine Anzahl von räumlichen Subkanaldatenprozessoren **410a** bis **410t** auf, ein Datenprozessor **410** für jede Gruppe von Übertragungskanälen, welche unabhängig voneinander codiert und moduliert werden sollen. Jeder Datenprozes-

sor **410** weist einen Codierer **412**, einen Kanalverschachtler **414**, ein Symbolabbildungselement **418** und ein Symbolgewichtungselement **420** auf. Diese Elemente des Datenprozessors **410** werden betrieben, um die Informationsbits für eine Gruppe zu codieren, welche durch den Datenprozessor verarbeitet wird, die codierten Bits zu verschachteln, die verschachtelten Bits abzubilden, um Modulationssymbole zu generieren, und die Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal innerhalb der Gruppe zu gewichten. Wie in [Fig. 4C](#) gezeigt ist können das Codieren und die Modulationssteuerung und die Gewichte spezifisch für jede Gruppe vorgesehen werden.

[0134] Die gewichteten Modulationssymbole für jeden Datenprozessor **410** werden zu einem jeweiligen Kombinierer **434** innerhalb des TX Kanalprozessors **320c** geliefert, welcher die gewichteten Modulationssymbole für eine bestimmte Sendeantenne kombiniert. Wenn jede Gruppe die ausgewählten Frequenzsubkanäle für eine bestimmte Sendeantenne beinhaltet, dann kombiniert der Kombinierer **434** die gewichteten Modulationssymbole für die ausgewählten Frequenzsubkanäle, um einen Modulationssymbolvektor für jeden Übertragungskanal zu bilden, welcher dann zu einem jeweiligen Modulator **322** geliefert wird. Die Verarbeitung durch jeden Modulator **322**, zum Generieren eines Modulationssignals, wird unten stehend beschrieben.

[0135] [Fig. 4D](#) ist ein Blockdiagramm eines MIMO Sendersystems **310d**, welches auch OFDM verwendet und dazu in der Lage ist, Daten gemäß einem noch anderen Ausführungsbeispiel der Erfindung zu verarbeiten. In diesem Ausführungsbeispiel können die Übertragungskanäle für jeden Frequenzsubkanal unabhängig voneinander verarbeitet werden. Innerhalb eines TX Datenprozessors **314c** werden die Informationsbits, welche übertragen werden sollen, durch einen Demultiplexierer **428** in eine Anzahl von (bis zu N_L) Frequenzsubkanaldatenströmen demultiplexiert, ein Strom für jeden der Frequenzsubkanäle, welcher zur Datenübertragung verwendet werden soll. Jeder Frequenzsubkanaldatenstrom wird zu einem jeweiligen Frequenzsubkanaldata-Prozessor **430** geliefert.

[0136] Jeder Datenprozessor **430** verarbeitet Daten für einen jeweiligen Frequenzsubkanal des OFDM Systems. Jeder Datenprozessor **430** kann ähnlich zu dem TX Datenprozessor **314a** in [Fig. 4a](#), TX Datenprozessor **314b**, welcher in [Fig. 4B](#) gezeigt ist, oder mit irgendeinem anderen Design implementiert sein. In einem Ausführungsbeispiel demultiplexiert der Datenprozessor **430** den Frequenzsubkanaldatenstrom in eine Anzahl von Datensubströmen, ein Datensubstrom für jeden räumlichen Subkanal, welcher ausgewählt ist zur Verwendung für den Frequenzsubkanal. Jeder Datensubstrom wird dann codiert, verschachtelt, Symbol abgebildet und gewichtet, um gewichtete Modulationssymbole für den Datensubstrom zu liefern. Die Codierung und Modulation für jeden Frequenzsubkanaldatenstrom oder jeden Datensubstrom kann basierend auf der Codierung und den Modulationssteuerungssignalen eingestellt werden, und die Gewichtung kann basierend auf den Gewichten durchgeführt werden. Jeder Datenprozessor **430** liefert somit bis zu N_C gedichtete Modulationssymbolströme für bis zu N_C räumliche Subkanäle, welche für den Frequenzsubkanal ausgewählt wurden.

[0137] Für ein MIMO System, welches OFDM verwendet, können die Modulationssymbole auf mehreren Frequenzsubkanälen und von mehreren Sendeantennen übertragen werden. Innerhalb eines MIMO Prozessors **320d** werden die N_C Modulationssymbolströme für jeden Datenprozessor **430** zu einem jeweiligen Subkanalraumprozessor **432** geliefert, welcher die empfangenen Modulationssymbole basierend auf der Kanalsteuerung und/oder der verfügbaren CSI verarbeitet. Jeder Raumprozessor **432** kann einfach einen Demultiplexierer implementieren (wie derjenige, der in [Fig. 4A](#) gezeigt ist), wenn vollständige CSI Verarbeitung nicht durchgeführt wird, oder kann einen Kanal MIMO Prozessor gefolgt von einem Demultiplexierer (wie derjenige welcher in [Fig. 4B](#) gezeigt ist) implementieren, wenn vollständige CSI Verarbeitung durchgeführt wird. Für ein MIMO System, welches OFDM verwendet, kann die vollständige bzw. Voll-CSI-Verarbeitung (das heißt Vorbereitung) auf jedem Frequenzsubkanal durchgeführt werden.

[0138] Jeder Subkanalraumprozessor **432** demultiplexiert die bis zu N_C Modulationssymbole für jeden Zeitschlitz in bis zu N_T Modulationssymbolen für die Sendeantennen, welche zur Verwendung für diesen Frequenzsubkanal ausgewählt werden. Für jede Sendeantenne empfängt ein Kombinierer **434** die Modulationssymbole für bis zu N_L Frequenzsubkanäle, welche zur Verwendung für diese Sendeantenne ausgewählt wurden, kombiniert die Symbole für jeden Zeitschlitz in einem Modulationssymbolvektor V , und liefert den Modulationssymbolvektor zu der nächsten Verarbeitungsstufe (das heißt ein jeweiliger Modulator **322**).

[0139] Der MIMO Prozessor **320d** empfängt somit und verarbeitet die Modulationssymbole, um bis zu N_T Modulationssymbolvektoren, V_1 bis V_{N_T} zu liefern, ein Modulationssymbolvektor für jede Sendeantenne, welche zur Verwendung zur Datenübertragung ausgewählt wurde. Jeder Modulationssymbolvektor V deckt einen einzigen Zeitschlitz ab, und jedes Element des Modulationssymbolvektors V ist mit einem spezifischen Fre-

quenzsubkanal assoziiert, welcher einen einzigartigen Subträger hat, auf welchem das Modulationssymbol übermittelt wird.

[0140] [Fig. 4D](#) zeigt ein Ausführungsbeispiel des Modulators **322** für OFDM. Die Modulationssymbolvektoren V_1 bis V_{N_t} von dem MIMO Prozessor **320c** werden zu Modulatoren **322a** bis **322t** jeweils geliefert. In dem in [Fig. 4D](#) gezeigten Ausführungsbeispiel weist jeder Modulator **322** eine Inverse Fast Fourier Formation (IFFT) **440**, einen zyklischen Prefix- bzw. Vorspanngenerator **442**, und einen Heraufkonvertierer **444** auf.

[0141] IFFT **440** konvertiert jeden empfangenen Modulationssymbolvektor in seine Zeitdomänenrepräsentierung (welche als ein OFDM Symbol bezeichnet wird), unter Verwendung von IFFT. IFFT **440** kann ausgebildet sein, um die IFFT auf irgendeiner Anzahl von Frequenzsubkanälen (zum Beispiel 8, 16, 32, usw.) durchzuführen. In einem Ausführungsbeispiel wiederholt für jeden Modulationssymbolvektor, welcher in ein OFDM Symbol konvertiert wurde, der zyklische Vorspanngenerator **442** einen Teil der Zeitdomänenrepräsentierung des OFDM Symbols, um ein „Übertragungssymbol“ für eine spezifische Sendeantenne auszubilden. Der zyklische Vorspann stellt sicher, dass das Übertragungssymbol seine orthogonalen Eigenschaften in der Anwesenheit von Mehrpfadverzögerungsspreizen behält, wodurch die Performance gegenüber schädlichen Pfadeffekten verbessert wird. Die Implementierung des IFFT **440** und des zyklischen Vorspanngenerators **442** ist im Stand der Technik bekannt und hierin nicht detailliert beschrieben.

[0142] Die Zeitdomänenrepräsentierungen von jedem zyklischen Vorspanngenerator **442** (das heißt die Übertragungssymbole für jede Antenne) werden dann verarbeitet (zum Beispiel in ein analoges Signal konvertiert, moduliert, verstärkt und gefiltert), durch den Heraufkonvertierer **444**, um ein moduliertes Signal zu generieren, welches dann von einer jeweiligen Antenne **324** gesendet wird.

[0143] Die OFDM Modulation wird in weiterer Detailliertheit in einem Paper beschrieben, welches in „Multi-carrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come“, von John A. C. Bingham, IEEE Communications Magazine, Mai 1990 beschrieben ist.

[0144] [Fig. 4A](#) bis [Fig. 4D](#) zeigen vier Ausbildungen eines MIMO Senders, welcher dazu in der Lage ist, verschiedene Aspekte und Ausführungsbeispiele der Erfindung zu implementieren. Die Erfindung kann auch in einem OFDM System praktiziert werden, welches nicht MIMO verwendet. In diesem Fall korrespondieren die verfügbaren Übertragungskanäle zu den Frequenzsubkanälen des OFDM Systems. Mehrere andere Senderdesigns. sind auch dazu in der Lage, verschiedene erfundungsgemäße Techniken, welche hierin beschrieben sind, zu implementieren, und diese Designs sind auch innerhalb des Umfangs der Erfindung. Einige dieser Senderdesigns sind in weiterer Detailliertheit in den folgenden Patentanmeldungen beschrieben, welche alle dem Bevollmächtigten der vorliegenden Erfindung zugeordnet sind:

- U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/776,075, wie oben beschrieben;
- U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/532,492, benannt „HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION“, eingereicht am 22. März 2000;
- U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/826,481, „METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM“, eingereicht am 23. März 2001;
- U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/854,235 benannt „METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING DATA IN A MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) COMMUNICATION SYSTEM UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION“, eingereicht am 11. Mai 2001;

[0145] Diese Patentanmeldungen beschreiben auch MIMO Verarbeitung und CSI Verarbeitung in weiterer Detailliertheit.

[0146] Im Allgemeinen codiert das Sendersystem **310** und moduliert Daten für alle ausgewählten Übertragungskanäle (oder alle ausgewählten Übertragungskanäle innerhalb jeder Gruppe) basierend auf einem bestimmten gemeinsamen Codier- und Modulationsschema. Die Modulationssymbole werden weiter gewichtet durch Gewichte, welche zu den ausgewählten Übertragungskanälen derart zugewiesen sind, dass der gewünschte Pegel von Performance bei dem Empfänger erreicht wird. Die hierin beschriebenen Techniken sind für mehrere parallele Übertragungskanäle anwendbar, welche durch MIMO, OFDM oder irgendein anderes Kommunikationsschema (zum Beispiel ein CDMA Schema), welches dazu in der Lage ist, mehrere parallele Übertragungskanäle zu unterstützen, anwendbar.

[0147] [Fig. 4C](#) zeigt ein Ausführungsbeispiel, in welchem die Daten für jede Sendeantenne separat codiert und moduliert werden können, basierend auf einem Codier- und Modulationsschema, welches für diese Sendeantenne ausgewählt wurde. Analog zeigt [Fig. 4D](#) ein Ausführungsbeispiel, in welchem die Daten für jeden Frequenzsubkanal separat codiert und moduliert werden können, basierend auf einem Codier- und Modulationsschema, welches für diesen Frequenzsubkanal ausgewählt wurde. Im Allgemeinen können alle verfügbaren Übertragungskanäle (zum Beispiel alle räumlichen Subkanäle von allen Frequenzsubkanälen) in irgend eine Anzahl von Gruppen von jedem Typ aufgeteilt werden, und jede Gruppe kann eine Vielzahl von Übertragungskanälen aufweisen. Zum Beispiel kann jede Gruppe räumliche Subkanäle, Frequenzsubkanäle, oder Subkanäle in beiden Domänen aufweisen.

MIMO Empfängersysteme

[0148] [Fig. 5](#) ist ein Blockdiagramm eines MIMO Empfängersystems **350a**, welches dazu in der Lage ist, Daten gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung zu empfangen. Das Empfängersystem **350a** ist ein spezifisches Ausführungsbeispiel des Empfängersystems **350** in [Fig. 3](#) und implementiert die Sukzessives Löschen Empfängerverarbeitungstechnik, um die übertragenen Signale zu empfangen und wieder herzustellen. Die übertragenen Signale von (bis zu) N_T Sendeantennen werden durch jede von N_R Antennen **352a** bis **352r** empfangen und zu einem jeweiligen Demodulator (DEMOD) **354** weitergeleitet (welcher auch als ein Front-End-Prozessor bezeichnet wird).

[0149] Jeder Demodulator **354** bereitet ein jeweiliges Sendesignal vor (zum Beispiel filtert und verstärkt es), konvertiert das vorbereitete Signal auf eine Zwischenfrequenz oder ein Basisband herunter, und digitalisiert und konvertiert das Signal herunter, um Sampels zu liefern. Jeder Demodulator **354** kann ferner die Sampels mit einem empfangenen Pilot demodulieren, um einen Strom von empfangenen Modulationssymbolen zu generieren, welcher zu einem RX Kanal-/Datenprozessor **356a** geliefert wird.

[0150] Wenn OFDM für die Datenübertragung verwendet wird führt jeder Demodulator **354** ferner Verarbeitung komplementär zu derjenigen aus, welche durch den Demodulator **322** ausgeführt wird, welcher in [Fig. 4D](#) gezeigt ist. In diesem Fall weist jeder Demodulator **354** einen FFT Prozessor (nicht gezeigt) auf, welcher transformierte Repräsentationen der Sampels generiert und einen Strom von Modulationssymbolvektoren liefert. Jeder Vektor weist bis zu N_L Modulationssymbole für bis zu N_L Frequenzsubkanäle auf, welche zur Verwendung ausgewählt wurden, und ein Vektor wird für jeden Zeitschlitz geliefert. Für ein Übertragungsverarbeitungsschema, in welchem jeder Frequenzsubkanal unabhängig verarbeitet wird (zum Beispiel wie in [Fig. 4D](#) gezeigt ist) werden die Modulationssymbolvektorströme von den FFT Prozessoren von allen N_R Demodulatoren zu einem Demultiplexierer (in [Fig. 5](#) nicht gezeigt) geliefert, welcher den Modulationsvektorstrom von jedem FFT Prozessor in bis zu N_L Modulationssymbolströme korrespondierend zu der Anzahl von Frequenzsubkanälen, welche für die Datenübertragung verwendet werden, „kanalisiert“. Der Demultiplexierer liefert dann jeden der bis zu N_L Modulationssymbolströme zu einem jeweiligen RX MIMO/Datenprozessor **356a**.

[0151] Für ein MIMO System, welches nicht OFDM verwendet, kann ein RX MIMO/Datenprozessor **356a** verwendet werden, um die N_R Modulationssymbolströme von den N_R empfangenen Antennen zu verarbeiten. Und für ein MIMO System, welches OFDM verwendet, kann ein RX MIMO/Datenprozessor **356a** verwendet werden, um den Satz von N_R Modulationssymbolströmen von den N_R empfangenen Antennen für jeden der bis zu N_L Frequenzsubkanäle zu verarbeiten, welche für die Datenübertragung verwendet werden. Alternativ kann ein einziger RX Kanal-/Datenprozessor **356a** verwendet werden, um den Satz von Modulationssymbolströmen, welcher mit jedem Frequenzsubkanal assoziiert ist, zu verarbeiten.

[0152] In dem in [Fig. 5](#) gezeigten Ausführungsbeispiel weist der Kanal-/Datenprozessor **356a**, (welcher ein Ausführungsbeispiel des RX Kanal-/Datenprozessors **356** in [Fig. 3](#) ist) eine Anzahl von sukzessiven (das heißt kaskadierten) Empfängerverarbeitungsstufen **510** auf, eine Stufe für jeden der übertragenen Datenströme, welche durch das Empfängersystem **350a** aufgezeichnet werden. In einem Sendeverarbeitungsschema wird selektive Kanalinversion auf alle verfügbaren Übertragungskanäle angewandt. In diesem Fall können die ausgewählten Übertragungskanäle verwendet werden, um einen oder mehrere Datenströme zu übertragen, welcher jeweils unabhängig mit dem gemeinsamen Codierschema codiert sein kann. In einem anderen Sendeverarbeitungsschema wird selektive Kanalinversion separat auf jede Sendeantenne angewandt. In diesem Fall können die ausgewählten Übertragungskanäle für jede Sendeantenne verwendet werden, um einen oder mehrere Datenströme zu übertragen, wobei jeder unabhängig mit dem Codierschema codiert sein kann, welches für die Sendeantenne ausgewählt wurde. Im Allgemeinen, wenn ein Datenstrom unabhängig codiert und übertragen wird auf jedem räumlichen Subkanal, dann kann die Sukzessives Löschen Empfängerverarbeitungstechnik verwendet werden, um die übertragenen Datenströme wieder herzustellen. Zur Klarheit ist der RX Ka-

nal-/Datenprozessor **356a** für ein Ausführungsbeispiel beschrieben, in welchem ein Datenstrom unabhängig codiert ist und auf jedem räumlichen Subkanal für einen gegebenen Frequenzsubkanal, welcher durch den Datenprozessor **356a** verarbeitet wird, übertragen.

[0153] Jede Empfängerverarbeitungsstufe **510** (außer die letzte Stufe **510n**) weist einen Kanal MIMO/Datenprozessor **520** auf, welcher mit einem Interferenzlöschelement **530** verbunden ist, und die letzte Stufe **510n** weist nur einen Kanal MIMO/Datenprozessor **520n** auf. Für die erste Empfängerverarbeitungsstufe **510a** empfängt der MIMO Datenprozessor **520** und verarbeitet die N_R Modulationssymbolströme von den Demodulatoren **354a** bis **354r**, um einen decodierten Datenstrom für den ersten Übertragungskanal (oder das erste übertragenen Signal) zu liefern. Und für jede der zweiten bis letzten Stufen **510b** bis **510n**, empfängt der Kanal MIMO/Datenprozessor **520** für diese Stufe die N_R modifizierten Symbolströme von dem Interferenzlöschelement **520** in der vorhergehenden Stufe und verarbeitet diese, um einen decodierten Datenstrom für den Übertragungskanal, welcher durch diese Stufe verarbeitet wird, abzuleiten. Jeder Kanal MIMO/Datenprozessor **520** liefert ferner CSI (zum Beispiel das empfangene SNR) für den assoziierten Übertragungskanal.

[0154] Für die erste Empfängerverarbeitungsstufe **510a** empfängt das Interferenzlöschelement **530a** die N_R Modulationssymbolströme von allen N_R Demodulatoren **354**. Und für jede der zweiten bis zweitletzten Stufen, empfängt das Interferenzlöschelement **530** die N_R modifizierten Symbolströme von dem Interferenzlöschelement in der vorhergehenden Stufe. Jedes Interferenzlöschelement **530** empfängt auch den decodierten Datenstrom von dem Kanal MIMO/Datenprozessor **520** innerhalb der gleichen Stufe, und führt die Verarbeitung (zum Beispiel Codierung, Verschachteln, Modulation, Kanalantwort, usw.) aus, um N_R erneut modulierte Symbolströme abzuleiten, welche Abschätzungen der Interferenzkomponenten der empfangenen Modulationssymbolströme aufgrund dieses decodierten Datenstroms sind. Die erneut modulierten Symbolströme werden dann von den empfangenen Modulationssymbolströmen subtrahiert, um N_R modifizierte Symbolströme abzuleiten, welche alle außer den subtrahierten (das heißt gelöschten) Interferenzkomponenten enthalten. Die N_R modifizierten Symbolströme werden dann zu der nächsten Stufe geliefert.

[0155] In [Fig. 5](#) ist ein Steuerelement **540** gezeigt, welches mit dem RX Kanal-/Datenprozessor **356a** verbunden ist, und verwendet werden kann, um verschiedene Schritte in der Sukzessives Löschen Empfängerverarbeitung, welche durch den Prozessor **356a** durchgeführt wird, zu richten.

[0156] [Fig. 5](#) zeigt eine Empfängerstruktur, welche in einer unmittelbaren Art und Weise verwendet werden kann, wenn jeder Datenstrom über eine jeweilige Sendeantenne (das heißt ein Datenstrom korrespondierend zu jedem übertragenen Signal) übertragen wird. In diesem Fall kann jede Empfängerverarbeitungsstufe **510** betrieben werden, um eines der übertragenen Signale, welche für das Empfängersystem **350a** bestimmt sind, wiederherzustellen, und den decodierten Datenstrom korrespondierend zu dem wiederhergestellten übertragenen Signal zu liefern.

[0157] Für einige andere Übertragungsverarbeitungsschemata kann ein Datenstrom über mehrere Sendeantennen, Frequenzsubkanäle, und/oder Zeitintervalle übertragen werden, um räumliche Frequenz, und Zeitdiversität jeweils vorzusehen. Für diese Schemata leitet die Empfängerverarbeitung ursprünglich einen empfangenen Modulationssymbolstrom für das Signal, welches auf jeder Sendeantenne gesendet wird von jedem Frequenzsubkanal ab. Modulationssymbole für mehrere Sendeantennen, Frequenzsubkanäle, und/oder Zeitintervalle können dann in einer komplementären Art und Weise kombiniert werden, wie das Demultiplexieren, welches bei dem Sendersystem durchgeführt wird. Der Strom von kombinierten Modulationssymbolen wird dann verarbeitet, um den korrespondierenden decodierten Datenstrom zu liefern.

[0158] [Fig. 6A](#) ist ein Blockdiagramm eines Ausführungsbeispiels des Kanal MIMO/Datenprozessors **520x**, welcher ein Ausführungsbeispiel des Kanal MIMO/Datenprozessors **520** in [Fig. 5](#) ist. In diesem Ausführungsbeispiel weist der Kanal MIMO/Datenprozessor **520x** einen räumlich/Raum-Zeit Prozessor (spatial/space-time Prozessor) **610**, einen CSI Prozessor **612**, einen Auswähler **614**, ein Demodulationselement **618**, einen Entschachter **618**, und einen Decodierer **620** auf.

[0159] Der räumlich/Raum-Zeit Prozessor **610** führt lineare räumliche Verarbeitung an den N_R empfangenen Signalen für einen nicht dispersiven MIMO Kanal (das heißt mit flachem Schwund) oder Raum-Zeit Verarbeitung auf den N_R empfangenen Signalen für einen dispersiven MIMO Kanal (das heißt mit Frequenz selektivem Schwund) aus. Die räumliche Verarbeitung kann erreicht werden unter Verwendung von linearen räumlichen Verarbeitungstechniken wie eine Kanalkorrelationsmatrixinversion (CCMI = channel correlation matrix inversion) Technik, eine minimale mittlerer quadratischer Fehler (MMSE = minimum mean square error) Technik, oder andere. Diese Techniken können verwendet werden, um die unerwünschten Signale heraus zu löschen,

oder um das empfangene SNR von jedem der bildenden Signale in der Anwesenheit von Rausch und Interferenz von den anderen Signalen zu maximieren. Die Raum-Zeit Verarbeitung kann erreicht werden unter Verwendung von linearen Raum-Zeit Verarbeitungstechniken wie ein MMSE linearer Equalizer (MMSE-LE), ein Entscheidungsrückkopplungsequalizer (DFE = decision feedback equalizer), ein maximale Wahrscheinlichkeit Sequenzschätzer (MLSE = maximum-likelihood sequence estimator), und andere. Die CCMI, MMSE, MMSE-LE und DFE Techniken sind in weiterer Detailliertheit in der vorstehend erwähnten U. S. Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/854,235 beschrieben. Die DFE und MLSE Techniken sind auch in weiterer Detailliertheit durch S. L. Ariyavistakul et al., beschrieben, in einer Veröffentlichung, welche „Optimum Space-Time Processors with Dispersive Interference: Unified Analysis and Required Filter Span“ benannt ist, IEEE Trans. On Communication, Vol. 7, Nummer 7, Juli 1999.

[0160] Der CSI Prozessor **612** bestimmt die CSI für jeden der Übertragungskanäle, welche zur Datenübertragung verwendet werden. Zum Beispiel kann der CSI Prozessor **612** eine Rausch pro Varianz Matrix basierend auf den abgeleiteten Pilotenabschätzungen und dann das SNR des k-ten Übertragungskanals, berechnen, welches verwendet wird, für den Datenstrom, welcher decodiert werden soll. Das SNR kann ähnlich zu konventionellen Pilot unterstützten Einzel- und Mehrträgersystemen abgeschätzt werden, wie im Stand der Technik bekannt ist. Das SNR für alle Übertragungskanäle, welche zur Datenübertragung verwendet werden, kann die CSI aufweisen, welche zurück zu dem Sendersystem berichtet wird. Der CSI Prozessor **612** kann ferner zu dem Auswähler **640** ein Steuerungssignal liefern, welches den bestimmten Datenstrom, welcher durch diese Empfängerverarbeitungsstufe wieder hergestellt werden soll, identifiziert.

[0161] Der Auswähler **614** empfängt eine Anzahl von Symbolströmen von dem räumlich/Raum-Zeit Prozessor **610** und extrahiert den Symbolstrom korrespondierend zu dem Datenstrom, welcher decodiert werden soll, wie durch das Steuerungssignal von dem CSI Prozessor **612** angezeigt ist. Der extrahierte Strom von Modulationssymbolen wird dann zu einem Demodulationselement **614** geliefert.

[0162] Für das in [Fig. 6A](#) gezeigte Ausführungsbeispiel, in welchem der Datenstrom für jeden Übertragungskanal unabhängig codiert und moduliert wird, basierend auf dem gemeinsamen Codier- und Modulationsschema, werden die wiederhergestellten Modulationssymbole für den ausgewählten Übertragungskanal gemäß einem Demodulationsschema demoduliert (zum Beispiel M-PSK, M-QAM), welches komplementär ist zu dem gemeinsamen Modulationsschema, welches für den Übertragungskanal verwendet wird. Die Demodulationsdaten von dem Demodulationselement **616** werden dann entschachtelt durch einen Entschachtler **618** in einer komplementären Art und Weise zu derjenigen, welche durch den Kanalverschachtler **614** durchgeführt wird, und die entschachtelten Daten werden dann ferner durch einen Decodierer **620** in einer komplementären Art und Weise zu derjenigen, welche durch den Codierer **612** durchgeführt wird, decodiert. Zum Beispiel kann ein Turbodecodierer oder ein Viterbidecodierer als Decodierer **620** verwendet werden, wenn Turbo- oder Faltungscodierung jeweils bei dem Sendersystem durchgeführt wird. Der decodierte Datenstrom von dem Decoder **612** repräsentiert eine Abschätzung des gesendeten Datenstroms, welcher wiederhergestellt wird.

[0163] [Fig. 6B](#) ist ein Blockdiagramm eines Interferenzlöschelements **530x**, welcher ein Ausführungsbeispiel des Interferenzlöschelements **530** in [Fig. 5](#) ist. Innerhalb des Interferenzlöschelements **530x** wird der decodierte Datenstrom von dem Kanal MIMO/Datenprozessor **520** innerhalb der gleichen Stufe erneut codiert, verschachtelt, und erneut moduliert durch einen Kanaldatenprozessor **628**, um erneut modulierte Symbole, welche Abschätzung der Modulationssymbole bei dem Sendersystem vor der MIMO Verarbeitung und Kanalstörung bzw. -verzerrung sind, zu liefern. Der Kanaldatenprozessor **628** führt die gleiche Verarbeitung (zum Beispiel Codierung, Verschachteln, und Modulation) wie diejenige, welche bei dem Sendersystem bei dem Datenstrom durchgeführt wird, durch. Die erneut modulierten Symbole werden dann zu einem Kanalsimulator **630** geliefert, welcher die Symbole verarbeitet, mit der abgeschätzten Kanalantwort, um eine Abschätzung \hat{r}^k zu liefern, der Interferenz aufgrund des decodierten Datenstroms. Die Kanalantwortabschätzung kann basierend auf dem Pilot und/oder Daten basieren, welche durch das Sendersystem übertragen wurden, und gemäß der Technik, welche in der vorstehend erwähnten U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/854,235 beschrieben wurde.

[0164] Die N_R Elemente in dem Interferenzvektor \hat{r}^k korrespondierend zu der Komponente des empfangenen Signals bei jeder der N_R Empfangsantennen aufgrund des Symbolstroms, welcher auf der k-ten Sendeantenne übertragen wurde. Jedes Element des Vektors repräsentiert eine abgeschätzte Komponente aufgrund des decodierten Datenstroms in dem korrespondierenden empfangenen Modulationssymbolstrom. Diese Komponenten sind Interferenz zu den verbleibenden (noch nicht detektierten) übertragenen Signalen in den N_R empfangenen Modulationssymbolströmen (das heißt der Vektor r^k), und werden subtrahiert (das heißt gelöscht) von dem empfangenen Signalvektor r^k durch einen Summierer **632**, um einen modifizierten Vektor \hat{r}^{k+1} zu lie-

fern, bei welchem die Komponenten von dem decodierten Datenstrom entfernt sind. Der modifizierte Vektor \underline{l}^{k+1} wird als der Eingabevektor zu der nächsten Empfängerverarbeitungsstufe geliefert, wie in [Fig. 5](#) gezeigt ist.

[0165] Verschiedene Aspekte der Sukzessives Löschen Empfängerverarbeitung werden in weiterer Detailiertheit in der vorstehend erwähnten U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/854,235 beschrieben.

[0166] [Fig. 7](#) ist ein Blockdiagramm eines MIMO Empfängersystems **350b**, welches dazu in der Lage ist, Daten gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel der Erfindung zu empfangen. Die übertragenen Signale von (bis zu) N_T Sendeantennen werden durch jede der N_R Antennen **352a** bis **352r** empfangen und zu einem jeweiligen Demodulator **354** weitergeleitet. Jeder Demodulator **354** vorbereitet bzw. konditioniert, verarbeitet und digitalisiert ein jeweiliges empfangenes Signal, um Sampels zu liefern, welche zu einem RX MIMO/Datenprozessor **356b** geliefert werden.

[0167] Innerhalb des RX MIMO/Datenprozessors **356b** werden die Sampels für jede Empfangsantenne zu einem jeweiligen FFT Prozessor **710** geliefert, welcher transformierte Repräsentationen der empfangenen Sampels generiert und einen jeweiligen Strom von Modulationssymbolvektoren liefert. Die Ströme des Modulationssymbolvektors von den FFT Prozessoren **710a** bis **710r** werden dann zu einem Prozessor **720** geliefert. Der Prozessor **720** kanalisiert den Strom von Modulationssymbolvektoren von jedem FFT Prozessor **710** in eine Anzahl von bis zu N_L Subkanalsymbolströmen. Der Prozessor **720** kann ferner eine räumliche Verarbeitung oder Raum-Zeit Verarbeitung an den Subkanalsymbolströmen durchführen, um nachverarbeitete modulierte Symbole zu liefern.

[0168] Für jeden Datenstrom, welcher über mehrere Frequenzsubkanäle und/oder mehrere räumliche Subkanäle übertragen wurde, kombiniert der Prozessor **720** ferner die Modulationssymbole für alle Frequenz- und räumlichen Subkanäle, welche zur Übertragung des Datenstroms verwendet werden, in einem nachverarbeiteten Modulationssymbolstrom, welcher dann zu einem Datenstromprozessor **730** geliefert wird. Jeder Datenstromprozessor **730** führt Demodulation, Entschachteln, und Decodierung komplementär zu denjenigen durch, welche an den Datenstrom bei der Sendereinheit durchgeführt werden, und liefert einen jeweiligen decodierten Datenstrom.

[0169] Empfängersysteme, welche die Sukzessives Löschen Empfängerverarbeitungstechnik verwenden, und solche, welche nicht die Sukzessives Löschen Empfängerverarbeitungstechnik verwenden, können verwendet werden, um die übertragenen Datenströme zu empfangen, verarbeiten und wiederherzustellen. Einige Empfängersysteme, welche dazu in der Lage sind, Signale, welche über mehrere Übertragungskanäle empfangen wurden, zu verarbeiten, sind in der vorher erwähnten U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/776,075 und 09/826,481, und der U. S. Patentanmeldung mit Seriennummer 09/532,492, benannt „HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION“, angemeldet am 30. März 2000, dem Bevollmächtigten der vorliegenden Erfindung zugeordnet, beschrieben.

Erhalten von CSI für das Sendersystem

[0170] Zur Einfachheit wurden verschiedene Aspekte und Ausführungsbeispiele der Erfindung beschrieben, wobei die CSI SNR enthält. Im Allgemeinen kann die CSI irgendeinen Typ von Information enthalten, welcher anzeigen ist für die Charakteristika der Kommunikationsverbindung. Verschiedene Typen von Information können als CSI geliefert werden, einige Beispiele davon sind unten stehend beschrieben.

[0171] In einem Ausführungsbeispiel enthält das CSI SNR, welches als das Verhältnis der Signalleistung zu dem Rauschen zuzüglich Interferenzleistung abgeleitet wird. Das SNR wird typischerweise abgeschätzt und geliefert für jeden Übertragungskanal, welcher zur Datenübertragung verwendet wird (zum Beispiel jeder Übertragungsdatenstrom), obwohl ein aggregiertes SNR auch für eine Anzahl von Übertragungskanälen vorgesehen werden kann. Die SNR Abschätzung kann auf einen Wert quantisiert werden, welcher eine bestimmte Anzahl von Bits hat. In einem Ausführungsbeispiel wird die SNR Abschätzung auf einen SNR Index abgebildet, zum Beispiel unter Verwendung einer Nachschautabelle.

[0172] In einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI Leistungssteuerungsinformation für jeden räumlichen Subkanal von jedem Frequenzsubkanal. Die Leistungssteuerungsinformation kann ein einziges Bit für jeden Übertragungskanal enthalten, um eine Anforderung für entweder mehr Leistung oder weniger Leistung zu indizieren, oder sie kann mehrere Bits enthalten, um das Ausmaß der angeforderten Veränderung des Leistungspegels zu indizieren. In diesem Ausführungsbeispiel kann das Sendersystem sich die Leistungssteue-

rungsinformation zu Nutze machen, welche von den Empfängersystemen zurückgegeben wird, um zu bestimmen, welche Übertragungskanäle auszuwählen sind, und welche Leistung für jeden Übertragungskanal verwendet werden soll.

[0173] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI Signalleistungen Interferenz zuzüglich Rauschleistung. Diese zwei Komponenten können separat abgeleitet und geliefert werden, für jeden Übertragungskanal, welcher zur Datenübertragung verwendet wird.

[0174] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI Signalleistung, Interferenzleistung, und Rauschleistung. Diese drei Komponenten können abgeleitet werden und geliefert für jeden Übertragungskanal, welcher zur Datenübertragung verwendet wird.

[0175] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI Signal-zu-Rauschverhältnis zuzüglich einer Liste von Interferenzleistungen für jeden beobachtbaren Interferenztherm. Diese Information kann abgeleitet und geliefert werden für jeden Übertragungskanal, welcher zur Datenübertragung verwendet wird.

[0176] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI Signalkomponenten einer Matrixform (zum Beispiel $N_T \times N_R$ komplexe Einträge für alle Sende-Empfangs-Antennenpaare) und die Rausch plus Interferenzkomponenten in Matrixform (zum Beispiel $N_T \times N_R$ komplexe Einträge). Das Sendersystem kann dann korrekterweise die Signalkomponenten und die Rausch plus Interferenzkomponenten kombinieren, für die geeigneten Sende-Empfangs-Antennenpaare, um die Qualität für jeden Übertragungskanal abzuleiten, welcher zur Datenübertragung verwendet wird (zum Beispiel das nachverarbeitete SNR für jeden übertragenen Datenstrom, wie er durch die Empfangssysteme empfangen wird).

[0177] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI einen Datenratenindikator für jeden Übertragungsdatenstrom. Die Qualität eines Übertragungskanal, welcher zur Datenübertragung verwendet werden soll, kann anfänglich bestimmt werden (zum Beispiel basierend auf dem SNR, welches für den Übertragungskanal abgeschätzt wurde), und eine Datenrate korrespondierend zu der bestimmten Kanalqualität kann dann identifiziert werden (zum Beispiel basierend auf einer Nachschautabelle). Die identifizierte Datenrate ist anzeigend für die maximale Datenrate, welche auf dem Übertragungskanal für den angeforderten Grad von Performance übertragen werden kann. Die Datenrate wird dann auf einen Datenratenindikator (DRI = data rate indicator) abgebildet und durch diesen repräsentiert, welcher effektiv codiert sein kann. Wenn zum Beispiel (bis zu) sieben mögliche Datenraten durch das Übertragungssystem für jede Sendeantenne unterstützt werden, dann kann ein Drei-Bitwert verwendet werden, um den DRI zu repräsentieren, wobei zum Beispiel eine Null eine Datenrate von Null anzeigen kann (das heißt verwendet die Sendeantenne nicht), und 1 bis 7 kann verwendet werden, um sieben mögliche Datenraten anzuzeigen. In einer typischen Implementierung werden die Qualitätsmessungen (zum Beispiel SNR Abschätzungen) direkt auf den DRI basierend auf zum Beispiel einer Nachschautabelle abgebildet.

[0178] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI einen Indikator des bestimmten Verarbeitungsschemas, welches bei dem Sendersystem für jeden Übertragungsdatenstrom verwendet werden soll. In diesem Ausführungsbeispiel kann der Indikator ein bestimmtes Codierschema identifizieren und das bestimmte Modulationsschema, welches verwendet werden soll, für den Übertragungsdatenstrom derart, dass der gewünschte Pegel von Performance erreicht wird.

[0179] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI einen differenziellen Indikator für einen bestimmten Messwert von Qualität für einen Übertragungskanal. Ursprünglich wird das SNR oder der DRI oder irgendein anderer Qualitätsmesswert für den Übertragungskanal bestimmt und berichtet als ein Referenzmesswert. Danach fährt das überwachen der Qualität des Übertragungskanals fort, und Interferenz zwischen dem letzten berichteten Messwert und dem derzeitigen Messwert wird bestimmt. Die Differenz kann dann auf ein oder mehr Bits quantisiert werden, und die quantisierte Differenz wird auf einen differenziellen Indikator abgebildet und durch diesen repräsentiert, welcher dann berichtet wird. Der differenzielle Indikator kann anzeigen, den letzten Messwert um eine bestimmte Schrittgröße zu erhöhen oder zu verringern (oder um den letzten berichteten Messwert zu erhalten). Zum Beispiel kann der differenzielle Indikator anzeigen, dass (1) das empfangene SNR für einen bestimmten Übertragungskanal sich erhöht oder verringert hat, um eine bestimmte Schrittgröße, oder (2) die Datenrate sollte um eine bestimmte Menge angepasst werden, oder irgendeine andere Veränderung. Die Referenzmessung kann periodisch übertragen werden, um sicher zu stellen, dass Fehler in den differenziellen Indikatoren und/oder fehlerhafter Empfang von diesen Indikatoren sich nicht akkumulieren.

[0180] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI die Kanalverstärkung von jedem verfügbaren Übertragungskanal, wie bei dem Empfängersystem basierend auf Signalen, welche durch das Senderystem gesendet wurden, abgeschätzt wurde.

[0181] Andere Formen von CSI können auch verwendet werden und sind innerhalb des Umfangs der Erfindung. Im Allgemeinen weist die CSI ausreichende Information in irgendeiner Form auf, welche verwendet werden kann, um (1) einen Satz von Übertragungskanälen auszuwählen, welcher zu einem optimalen oder fast optimalen Durchsatz führt, (2) einen Gewichtungsfaktor für jeden ausgewählten Übertragungskanal zu bestimmen, welcher zu gleichen oder fast gleichen empfangenen SNRs führt, und (3) eine optimale oder fast optimale Coderate für die ausgewählten Übertragungskanäle abzuleiten.

[0182] Die CSI kann abgeleitet werden basierend auf den Signalen, welche von dem Sendersystem gesendet wurden und bei den Empfängersystemen gesendet wurden. In einem Ausführungsbeispiel wird die CSI basierend auf einer Pilotreferenz abgeleitet, welche in den gesendeten Signalen enthalten ist. Alternativ, oder zusätzlich, kann die CSI abgeleitet werden basierend auf den Daten, welche in den gesendeten Signalen enthalten sind. Obwohl Daten auf nur den ausgewählten Übertragungskanälen übertragen werden können, können Pilotdaten auf nicht ausgewählten übertragen werden, um den Empfängersystemen zu erlauben, die Kanalcharakteristika abzuschätzen.

[0183] In noch einem anderen Ausführungsbeispiel enthält die CSI ein oder mehrere Signale, welche von den Empfängersystemen zu dem Sendersystem übertragen werden. In anderen Systemen kann ein Graph von Korrelation zwischen dem Uplink und dem Downlink existieren (zum Beispiel Zeitmultiplex-duplexierte (TDD) Systeme, bei welchen Uplink und Downlink das gleiche Frequenzband in einer Zeit multiplexierten Art und Weise teilen). In diesen Systemen kann die Qualität des Uplinks abgeschätzt werden (mit einem erforderlichen Grad von Genauigkeit) basierend auf der Qualität des Downlinks, und umgekehrt, welcher abgeschätzt werden kann basierend auf Signalen (zum Beispiel Pilotsignalen), welche von den Empfängersystemen übertragen wurden. Die Pilotsignale würden dann ein Mittel repräsentieren, für welche das Sendersystem CSI wie bei den Empfängersystemen beobachtet abschätzen kann. Für diesen Typ von CSI ist kein Berichten von Kanalcharakteristika notwendig.

[0184] Die Signalqualität kann bei dem Sendersystem basierend auf verschiedenen Techniken abgeschätzt werden. Einige dieser Techniken sind in den folgenden Patenten beschrieben, welche dem Bevollmächtigten der vorliegenden Erfindung zugeordnet sind.

- U.S. Patent Nummer 5,799,005, benannt „SYSTEM AND METHOD FOR DETERMINING RECEIVED PILOT POWER AND PATH LOSS IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM“, erteilt am 25. August 1998,
- U.S. Patent Nummer 5,903,554, benannt „METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING LINK QUALITY IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM“, erteilt am 11. Mai 1999,
- U.S. Patente mit Nummern 5,056,109 und 5,265,119, beide benannt „METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM“, jeweils erteilt am 8. Oktober 1991 und am 23. November 1993, und
- U.S. Patent Nummer 6,097,972 benannt „METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING POWER CONTROL SIGNALS IN CDMA MOBILE TELEPHONE SYSTEM“, erteilt am 1. August 2000.

[0185] Verfahren zum Abschätzen eines einzigen Übertragungskanals basierend auf einem Piloten-Signal oder einer Datenübertragung können auch in einer Anzahl von Veröffentlichungen gefunden werden, welche im Stand der Technik verfügbar sind. Ein solches Kanalabschätzungsverfahren ist durch F. Ling in einer Veröffentlichung, welche „Optimal Reception, Performance Bound and Cutoff-Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications“, IEEE Transaction On Communication, Oktober 1999, beschrieben.

[0186] Verschiedene Typen von Information für CSI und verschiedene CSI Berichtsmechanismen sind auch in der US Patentanmeldung mit Seriennummer 08/963,386, benannt „METHOD AND APPARATUS FOR HIGH RATE PACKET DATA TRANSMISSION“, angemeldet am 3. November 1997, dem Bevollmächtigten der vorliegenden Erfindung zugeordnet, und in „TIA/EIA/IS-856 cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification“, beschrieben.

[0187] Die CSI kann zurück zu dem Sender unter Verwendung von verschiedenen CSI Übertragungsschemata berichtet werden. Zum Beispiel kann die CSI vollständig, differenziell, oder in einer Kombination davon gesendet werden. In einem Ausführungsbeispiel wird die CSI periodisch berichtet, und differentielle Aktualisierungen werden gesendet, basierend auf der vorhergehend übertragenen CSI. In einem anderen Ausfüh-

rungsbeispiel wird die CSI nur gesendet, wenn es eine Veränderung gibt (zum Beispiel wenn die Veränderung einen bestimmten Schwellenwert übersteigt), was die effektive Rate auf dem Rückkopplungskanal verringern kann. Als ein Beispiel können die SNRs zurückgesendet werden (zum Beispiel differenziell), nur wenn sie sich verändern. Für ein OFDM System (mit oder ohne MIMO) kann die Korrelation in der Frequenzdomäne ausgenutzt werden, um eine Verringerung in der Menge von CSI, welche rückgekoppelt wird, zu erlauben. Als ein Beispiel für ein OFDM System, wenn das SNR korrespondierend zu einem bestimmten räumlichen Subkanal für M Frequenzsubkanäle die Gleiche ist, können das SNR und die ersten und letzten Frequenzsubkanäle, für welche diese Bedingung wahr ist, berichtet werden. Andere Kompressions- und Rückkopplungskanalfehlerwiederherstellungstechniken zum Reduzieren der Menge von Daten, welche zurückgekoppelt werden für CSI können auch verwendet werden, und sind innerhalb des Umfangs der Erfindung.

[0188] Unter Rückbezugnahme auf [Fig. 3](#) wird die CSI (zum Beispiel das empfangene SNR), bestimmt durch den RX Kanal/Datenprozessor **356** (RX = Receive- bzw. Empfangs-), zu einem TX Datenprozessor **362** geliefert, welcher die CSI verarbeitet und verarbeitete Daten zu einem oder mehreren Modulatoren **354** liefert. Modulatoren **354** bereiten ferner die verarbeiteten Daten vor und übertragen die CSI zurück zu dem Sendersystem **310** über einen Rückkanal.

[0189] Bei dem System **310** wird das übertragene Rückkopplungssignal durch Antennen **324** empfangen, durch Demodulatoren **322** demoduliert, und zu einem RX Datenprozessor **332** geliefert. Der RX Datenprozessor **332** führt Verarbeitung komplementär zu derjenigen aus, welche durch den TX Datenprozessor **362** durchgeführt wird, und stellt die berichtete CSI wieder her, welche dann zu einem Steuerelement **334** geliefert wird.

[0190] Das Steuerelement **334** verwendet die berichtete CSI, um eine Anzahl von Funktionen einschließlich (1) Auswählen des Satzes von N_S besten verfügbaren Übertragungskanälen zur Datenübertragung, (2) Bestimmen des Codier- und Modulationsschemas, welches zur Datenübertragung auf den ausgewählten Übertragungskanälen verwendet werden soll, und (3) Bestimmen der Gewichte, welche für die ausgewählten Übertragungskanäle verwendet werden sollen, durch. Das Steuerelement **334** kann die Übertragungskanäle auswählen, um hohen Durchsatz zu erreichen, oder basierend auf irgendeinem anderen Performance Kriterium oder einer Metrik, und kann ferner den Schwellenwert bestimmen, welcher verwendet wird, um die Übertragungskanäle auszuwählen, wie oben stehend beschrieben wurde.

[0191] Die Charakteristika (zum Beispiel Kanalgewinne oder empfangene SNRs) der Übertragungskanäle, welche zur Datenübertragung verfügbar sind, können basierend auf verschiedenen Techniken wie oben stehend beschrieben bestimmt werden, und zu dem Sendersystem geliefert werden. Das Sendersystem kann dann die Information verwenden, um den Satz von N_S besten Übertragungskanälen auszuwählen, die Daten geeignet codieren und modulieren, und ferner die Modulationssymbole zu gewichten.

[0192] Die hierin beschriebenen Techniken können verwendet werden zur Datenübertragung auf dem Downlink von einer Basisstation zu einem oder mehreren Terminals, und können auch für die Datenübertragung auf dem Uplink von jedem der einen oder mehreren Terminals zu einer Basisstation verwendet werden. Für den Downlink kann das Sendersystem **310** in [Fig. 3](#) und [Fig. 4A](#) bis [Fig. 4D](#) einen Teil einer Basisstation repräsentieren und das Empfängersystem **350** in [Fig. 3](#), [Fig. 5](#) und [Fig. 6](#) kann einen Teil eines Terminals repräsentieren. Und für den Uplink kann das Sendersystem **310** in [Fig. 3](#) und [Fig. 4A](#) bis [Fig. 4D](#) einen Teil eines Terminals repräsentieren, und das Empfängersystem **350** in [Fig. 3](#), [Fig. 5](#) und [Fig. 6](#) kann einen Teil einer Basisstation repräsentieren. Die Elemente der Sender- und Empfängersysteme können mit einem oder mehreren digitalen Signalprozessoren (DSP = digital signal processor), anwendungsspezifischen integrierten Schaltkreisen (ASIC = application specific integrated circuit), Prozessoren, Mikroprozessoren, Steuerelementen, Mikrocontrollern, Feld programmierbaren Gate arrays (FPGA = field programmable gate array), programmierbaren Logikeinrichtungen, oder anderen elektronischen Einheiten, oder irgendeiner Kombination davon implementiert werden. Einige der Funktionen und Verarbeitungen, welche hierin beschrieben werden, können auch mit Software implementiert werden, welche auf einem Prozessor ausgeführt wird. Bestimmte Aspekte der Erfindung können auch mit einer Kombination von Software und Hardware implementiert werden. Zum Beispiel können Berechnungen zum Bestimmen des Schwellenwerts, α , und zum Auswählen der Übertragungskanäle basierend auf Programmcodes, welche auf einem Prozessor ausgeführt werden (Controller **334** in [Fig. 3](#)) durchgeführt werden.

[0193] Überschriften sind hierin eingefügt zur Referenz, und um dabei zu helfen, bestimmte Abschnitte zu lokalisieren. Diese Überschriften beabsichtigen nicht, den Umfang des darunter beschriebenen Konzepts einzuschränken, und diese Konzepte können Anwendbarkeit in anderen Abschnitten durchgängig in der gesamten Spezifikation haben. Die vorhergehende Beschreibung und die offebarten Ausführungsbeispiele werden

geliefert, um jedem Fachmann zu ermöglichen, die vorliegende Erfindung auszuführen oder zu benutzen. Verschiedene Modifikationen zu diesen Ausführungsbeispielen werden dem Fachmann offensichtlich sein, und die allgemeinen Prinzipien, welche hierin definiert wurden, können auf andere Ausführungsbeispiele ohne Abweichung von dem Umfang der Erfindung angewandt werden. Somit ist es nicht beabsichtigt, die vorliegende Erfindung auf die hierin gezeigten Ausführungsbeispiele einzuschränken, sondern ihr soll der weiteste Umfang, welche mit den hierin offenbarten neuen Prinzipien und neuen Merkmalen konsistent ist, zugestanden werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Verarbeitung von Daten für eine Übertragung bzw. Senden über mehrere bzw. Mehrfach-Übertragungskanäle in einem Mehrkanal-Nachrichtensystem (**100**), wobei Folgendes vorgesehen ist:
Bestimmen der Eigenschaften oder Charakteristika einer Vielzahl von für die Datenübertragung (**222**) verfügbaren Übertragungskanälen;
Aufteilen der Vielzahl von Übertragungskanälen in eine oder mehreren Gruppen von Übertragungskanälen, **dadurch gekennzeichnet**, dass für jede Gruppe von Übertragungskanälen Folgendes vorgesehen ist:
Auswählen (**214, 216, 220**) einer Vielzahl von verfügbaren Übertragungskanälen in der Gruppe basierend auf den bestimmten Charakteristika und einer Schwelle und
Codieren und Modulieren von Daten (**256–266**) für alle ausgewählten Übertragungskanäle in der Gruppe, basierend auf einem bestimmten Codier- und Modulationsschema ausgewählt aus der Gruppe aus einer Vielzahl von verfügbaren Codier- und Modulationsschemata, um Modulationssymbole vorzusehen.
2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei ferner für jede Gruppe von Sende- bzw. Übertragungskanälen Folgendes vorgesehen ist:
Gewichten (**226**) der Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal in der Gruppe, basierend auf einer entsprechenden Gewichtung, die für einen Übertragungs- bzw. Sendeleistungspegel eine Anzeige bildet, und zwar für den ausgewählten Übertragungskanal und abgeleitet basierend teilweise auf den bestimmten Charakteristika des ausgewählten Übertragungskanals.
3. Verfahren nach Anspruch 1, wobei das Mehrkanal-Kommunikationssystem (**100**) ein orthogonales Frequenzteilungsmodulationssystem (OFDM = orthogonal frequency division modulation) ist und wobei die Vielzahl der verfügbaren Übertragungskanäle einer Vielzahl von Frequenz-Subkanälen entspricht.
4. Verfahren nach Anspruch 1, wobei das Mehrkanal-Kommunikationssystem (**100**) ein Mehrfacheingangs-/ Mehrfachausgangs-, MIMO (multiple-input, multiple-output) Kommunikationssystem ist, und wobei die Vielzahl der verfügbaren Übertragungskanäle einer Vielzahl von räumlichen Subkanälen eines MIMO-Kanals entspricht.
5. Verfahren nach Anspruch 4, wobei das MIMO-Kommunikationssystem OFDM verwendet, und wobei die Vielzahl von verfügbaren Übertragungskanälen einer Vielzahl von räumlichen Subkanälen einer Vielzahl von Frequenz-Subkanälen entspricht.
6. Verfahren nach Anspruch 5, wobei jede Gruppe einer entsprechenden Übertragungs- bzw. Sendeantenne entspricht und wobei die Vielzahl von Übertragungskanälen in jeder Gruppe einer Vielzahl von Frequenz-Subkanälen für die entsprechende Sendeantenne entspricht.
7. Verfahren nach Anspruch 1, wobei jede Gruppe mit einer entsprechenden Schwelle assoziiert ist, und zwar verwendet zur Auswahl der verfügbaren Übertragungskanäle in der Verwendungsgruppe.
8. Verfahren nach Anspruch 2, wobei die Gewichtungen der ausgewählten Übertragungskanäle in jeder Gruppe hergeleitet werden, um die Gesamt sendeleistung verfügbar für die Gruppe unter allen ausgewählten Übertragungskanälen in der Gruppe aufzuteilen, um die gleiche bzw. ähnliche Empfangssignalqualität zu erreichen.
9. Verfahren nach Anspruch 8, wobei die Empfangssignalqualität durch ein Signal-zu-Rausch-plus-Interferenz-Verhältnis, SNR (signal-to-noise-plus-interference ratio) geschätzt wird.
10. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die bestimmten Charakteristika für die verfügbaren Übertragungskanäle Kanalverstärkungen sind.

11. Verfahren nach Anspruch 10, wobei für jede Gruppe Übertragungskanäle ausgewählt werden, die Leistungsverstärkungen größer als oder gleich einer bestimmten Leistungsverstärkungsschwelle besitzen, und wobei die Leistungsverstärkungen basierend auf den Kanalverstärkungen bestimmt werden.
12. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die bestimmten Charakteristika für die verfügbaren Übertragungs-kanäle Empfangssignal-zu-Rausch-plus-Interferenz-Verhältnisse, SNR's (signal-to-noise-plus-interference ratios) sind.
13. Verfahren nach Anspruch 12, wobei für jede Gruppe Sende- bzw. Empfangskanäle mit SNR's größer als oder gleich einer bestimmten SNR-Schwelle ausgewählt werden.
14. Verfahren nach Anspruch 2, wobei die Gewichtung für jeden ausgewählten Übertragungs- oder Sen-dekanal ferner abgeleitet wird, basierend auf der Gesamt sendeleistung verfügbar für die Gruppe, zu der der Übertragungskanal gehört.
15. Verfahren nach Anspruch 2, wobei die Gewichtung für jeden ausgewählten Übertragungskanal ferner abgeleitet wird, basierend auf einem Normalisationsfaktor, der bestimmt wird, basierend auf den Charakteris-tika der ausgewählten Sende- oder Übertragungskanäle.
16. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Schwelle für jede Gruppe ausgewählt wird, um einen hohen Durchsatz für die ausgewählte Übertragungskanäle in der Gruppe vorzusehen.
17. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Schwelle für jede Gruppe ausgewählt wird, um einen höchstmög-lichen Durchsatz für die verfügbaren Übertragungskanäle in der Gruppe vorzusehen.
18. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Schwelle für jede Gruppe abgeleitet wird, basierend auf einem speziellen empfangenen Ziel SNR (Signal-zu-Rausch-Verhältnis) für alle ausgewählten Übertragungskanäle in der Gruppe.
19. Verfahren nach Anspruch 2, wobei ferner Folgendes vorgesehen ist:
Übertragen bzw. Senden der gewichteten Modulationssymbole auf den ausgewählten Übertragungskanälen.
20. Verfahren zur Verarbeitung von Daten für die Übertragung oder das Senden über mehrere bzw. Mehr-fach-Übertragungs- bzw. Sendekanäle in einem Mehrkanal-Kommunikationssystem, wobei Folgendes vorge-sehen ist:
Bestimmen der Charakteristika einer Vielzahl von Übertragungskanälen, die für die Datenübertragung verfü-gbar sind;
Auswählen einer Vielzahl von verfügbaren Übertragungskanälen basierend auf den bestimmten Charakteristi-ka und einer Metrik, wobei die ausgewählten Kanäle einer Gruppe von Kanälen definieren; und gekennzeichnet durch Codieren und Modulieren von Daten für alle ausgewählten Übertragungskanäle, basierend auf einem gemeinsamen Codier- und Modulierschema ausgewählt für die Gruppe aus einer Vielzahl von verfügbaren Codier- und Modulationsschemata um Modulationssymbole vorzusehen.
21. Verfahren nach Anspruch 20, wobei ferner Folgendes vorgesehen ist:
Gewichten der Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungs- bzw. Sendekanal, basierend auf einer entsprechenden Gewichtung, die eine Anzeige vorsieht, für einen Sende- oder Übertragungsleistungs-pegel für den ausgewählten Übertragungskanal.
22. Verfahren nach Anspruch 21, wobei die Gewichtungen für die ausgewählten Übertragungskanäle gleich sind.
23. Verfahren nach Anspruch 21, wobei die Gewichtungen für die ausgewählten Übertragungskanäle un-gleich sind.
24. Verfahren nach Anspruch 21, wobei die Gewichtungen für die ausgewählten Übertragungskanäle abge-leitet werden, basierend teilweise auf den bestimmten Charakteristika des ausgewählten Übertragungs- oder Sendekanals.
25. Verfahren nach Anspruch 24, wobei die Gewichtungen der ausgewählten Übertragungen ferner abgelei-tet werden zur Verteilung der gesamten verfügbaren Sendeleistung unter allen ausgewählten Übertragungs-

kanälen, um eine ähnliche Empfangsqualität für Modulationssymbole zu erreichen, die über die ausgewählten Übertragungskanäle übertragen werden.

26. Verfahren nach Anspruch 20, wobei die Metrik sich auf den Durchsatz bezieht und wobei der eine oder die mehreren Übertragungskanäle ausgewählt werden, basierend auf dem für die ausgewählten Übertragungskanäle erreichbaren Durchsatz.

27. Verfahren zur Übertragung von Daten über mehrere bzw. Mehrfach-Übertragungskanäle in einem Mehrfachkanal-Kommunikationssystem, wobei Folgendes vorgesehen ist:

Bestimmen (222) von Charakteristika für jeden einer Vielzahl von Übertragungskanälen, verfügbar für die Verwendung zur Datenübertragung;

Trennen oder Segregieren der Vielzahl von verfügbaren Übertragungskanälen in eine oder mehrere Gruppen, wobei jede Gruppe eine Vielzahl von Übertragungskanälen aufweist, gekennzeichnet durch:

Codieren und Modulieren von Daten (256–266) für ausgewählte Kanäle der verfügbaren Übertragungskanäle in jeder Gruppe basierend auf einem gemeinsamen Codier- und Modulationsschema ausgewählt für die Gruppe aus einer Vielzahl von verfügbaren Codier- und Modulationsschemata, um Modulationssymbole vorzusehen; Gewichtung der Modulationssymbole für jeden ausgewählten Übertragungskanal in jeder Gruppe basierend auf einer entsprechenden Gewichtung, die eine Anzeige bildet für einen Übertragungs- oder Sendeleistungspegel für den ausgewählten Übertragungskanal und abgeleitet basierend teilweise auf den bestimmten Charakteristika des ausgewählten Übertragungskanals;

Übertragen der gewichteten Modulationssymbole auf den gewählten Übertragungskanälen.

28. Verfahren nach Anspruch 27, wobei das Mehrkanal-Kommunikationssystem (100) ein Mehrfacheingangs-Mehrfachausgangs, MIMO (multiple-input, multiple-output) ist, das orthogonale Frequenz-Divisionsmodulation, OFDM (= orthogonal frequency divisional modulation) verwendet.

29. Verfahren nach Anspruch 28, wobei jede Gruppe einer entsprechenden Übertragungs- oder Sendeantenne entspricht, und wobei die Vielzahl von Übertragungskanälen in jeder Gruppe einer Vielzahl von Frequenz-Subkanälen für die entsprechende Übertragungs- oder Sendeantenne entspricht.

30. Verfahren nach Anspruch 27, wobei ferner Folgendes vorgesehen ist:

Auswahl von einem oder mehreren verfügbaren Übertragungskanäle in jeder Gruppe zur Verwendung zur Datenübertragung, basierend auf den bestimmten Charakteristika der Übertragungskanäle und einer Schwelle.

31. Verfahren nach Anspruch 30, wobei jede Gruppe mit einer entsprechenden Schwelle assoziiert ist.

32. Verfahren zur Bestimmung einer Schwelle, verwendet zur Auswahl von Übertragungskanälen zur Verwendung zur Datenübertragung in einem Mehrkanal-Kommunikationssystem, wobei Folgendes vorgesehen ist:

Definieren eines Satzes von Coderaten, wobei jede Coderate auswählbar ist zur Codierung von Daten vor der Übertragung;

Definieren (250) eines Satzes von Einstellpunkten, wobei jeder Einstellpunkt einer entsprechenden Coderate entspricht und eine Anzeige bildet für ein Ziel-Signal-zu-Rausch-plus-Interferenz-Verhältnis, SNRs (signal-to-noise-plus-interference ratio), und zwar erforderlich für einen bestimmten Performance-Pegel bei der entsprechenden Codierrate;

Bestimmen (258) an einem Prozessor in dem Mehrkanal-Kommunikationssystem einer bestimmten Anzahl von Übertragungskanälen unterstützt durch jede Codierrate und in der Lage, den der Codierrate entsprechenden Einstellpunkt zu erreichen;

Bestimmen (262) an dem Prozessor einer Performance-Metrik für jede Coderate basierend teilweise auf der Anzahl der unterstützten oder erhaltenen Übertragungskanäle; und

Ableiten (266) der Schwelle, basierend auf den Performance-Metriken für die Codierraten in dem Satz, und wobei die Übertragungskanäle ausgewählt werden zur Verwendung zur Datenübertragung, basierend auf der Schwelle.

33. Verfahren nach Anspruch 32, wobei die Anzahl der Übertragungskanäle gestützt durch jede Codierrate bestimmt wird durch Verteilen der insgesamt verfügbaren Übertragungs- bzw. Sendeleistung unter den unterstützten Übertragungskanälen derart, dass der, der Codierrate entsprechende, Einstellpunkt für jeden unterstützten Übertragungskanal erreicht wird.

34. Verfahren nach Anspruch 32, wobei die Performance-Metrik für jede Codierrate ein Gesamtdurchsatz ist, der durch die unterstützten Übertragungskanäle erreichbar ist.

35. Eine Sende- bzw. Übertragungseinheit eines Mehrkanal-Kommunikationssystems (**100**), wobei Folgendes vorgesehen ist:

ein Controller (**334**), konfiguriert zum Empfang von Kanalzustandsinformation CSI (channel state information), die eine Anzeige bildet für die Charakteristika einer Vielzahl von Übertragungskanälen verfügbar für die Datenübertragung,

um die verfügbaren Übertragungskanäle in eine Vielzahl von Gruppen zu segregieren oder zu unterteilen und um eine Vielzahl von verfügbaren Übertragungskanälen in jeder Gruppe auszuwählen, und zwar zur Verwendung für die Datenübertragung, basierend auf den Kanalcharakteristika und einer Schwelle; und gekennzeichnet durch

einen Datenübertragungsprozessor (**314**), gekoppelt mit dem Controller (**334**) und konfiguriert zum Empfang, zum Codieren und zum Modulieren von Daten für jede Gruppe, basierend auf einem bestimmten oder speziellen Codierungs- und Modulationsschema, um Modulationssymbole vorzusehen, und um die Modulationssymbole zu gewichten, und zwar für jeden ausgewählten Übertragungskanal, basierend auf einer entsprechenden Gewichtung, wobei jede Gewichtung eine Anzeige bildet für einen Sende- bzw. Übertragungsleistungspegel für den entsprechenden ausgewählten Übertragungskanal, und abgeleitet ist basierend teilweise auf den Charakteristika des ausgewählten Übertragungskanals.

36. Übertragungseinheit nach Anspruch 35, wobei der Controller (**334**) ferner konfiguriert ist zur Auswahl eines speziellen Codier- und Modulationsschemas für jede Gruppe basierend auf den Charakteristika der verfügbaren Übertragungskanäle und um ein oder mehrere Steuersignale vorzusehen, die eine Anzeige bilden für die Codierung- und die Modulationsschemata und zwar für die ausgewählten Gruppen.

37. Übertragungseinheit nach Anspruch 35, wobei der Controller (**334**) ferner konfiguriert ist zur Bestimmung einer bestimmten Schwelle für jede Gruppe, basierend auf den Charakteristika der verfügbaren Übertragungs-kanäle.

38. Übertragungseinheit nach Anspruch 41, wobei ferner Folgendes vorgesehen ist:

Ein Übertragungskanalprozessor (**320**), gekoppelt mit dem Übertragungsdatenprozessor (**314**) und konfiguriert zum Empfang und zum Demultiplexen der gewichteten Modulationssymbole für die ausgewählten Übertragungs-kanäle, und zwar in eine Vielzahl von Strömen, wobei ein Strom für jede Antenne zur Übertragung der Modulationssymbole verwendet wird.

39. Übertragungseinheit nach Anspruch 35, wobei die CSI (d. h. die Kanal-Zustandsinformation) Signal-zu-Rausch-plus-Interferenz-Verhältnis-(SNR)-Schätzungen für die verfügbaren Übertragungs-kanäle aufweist.

40. Übertragungseinheit nach Anspruch 35, wobei die CSI Kanalverstärkungsschätzungen für die verfügbaren Übertragungs-kanäle aufweist.

41. Verfahren nach Anspruch 20, wobei

das Mehrfachkanal-Kommunikationssystem (**100**) ein orthogonales Frequenz-Teilungsmodulationssystem, (OFDM-System, d. h. orthogonal frequency division modulation system) ist;

die Vielzahl der Übertragungs-kanäle eine Vielzahl von Frequenz-Subkanälen des OFDM-Systems aufweist;

der ausgewählte eine verfügbare Übertragungs-kanal oder die ausgewählten mehreren verfügbaren Übertragungs-kanäle eine Gruppe von den erwähnten Frequenz-Subkanälen aufweisen; und

die Codierung und Modulation an der Gruppe der erwähnten Frequenz-Subkanäle aufweist.

42. Verfahren nach Anspruch 41, wobei ferner Folgendes vorgesehen ist:

gewichtete der Modulationssymbole für jeden Subkanal der Gruppe von Frequenz-Subkanälen, basierend auf einer entsprechenden Gewichtung, die eine Anzeige vorsieht für einen Sendeleistungspegel für den Subkanal.

43. Verfahren nach Anspruch 41, wobei die Vielzahl der Frequenz-Subkanäle eine Vielzahl von Gruppen von Frequenz-Subkanälen aufweist, wobei jede Gruppe mit einer entsprechenden Metrik assoziiert ist, die verwendet wird, um die Subkanäle in der Gruppe zur Verwendung auszuwählen.

Es folgen 10 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

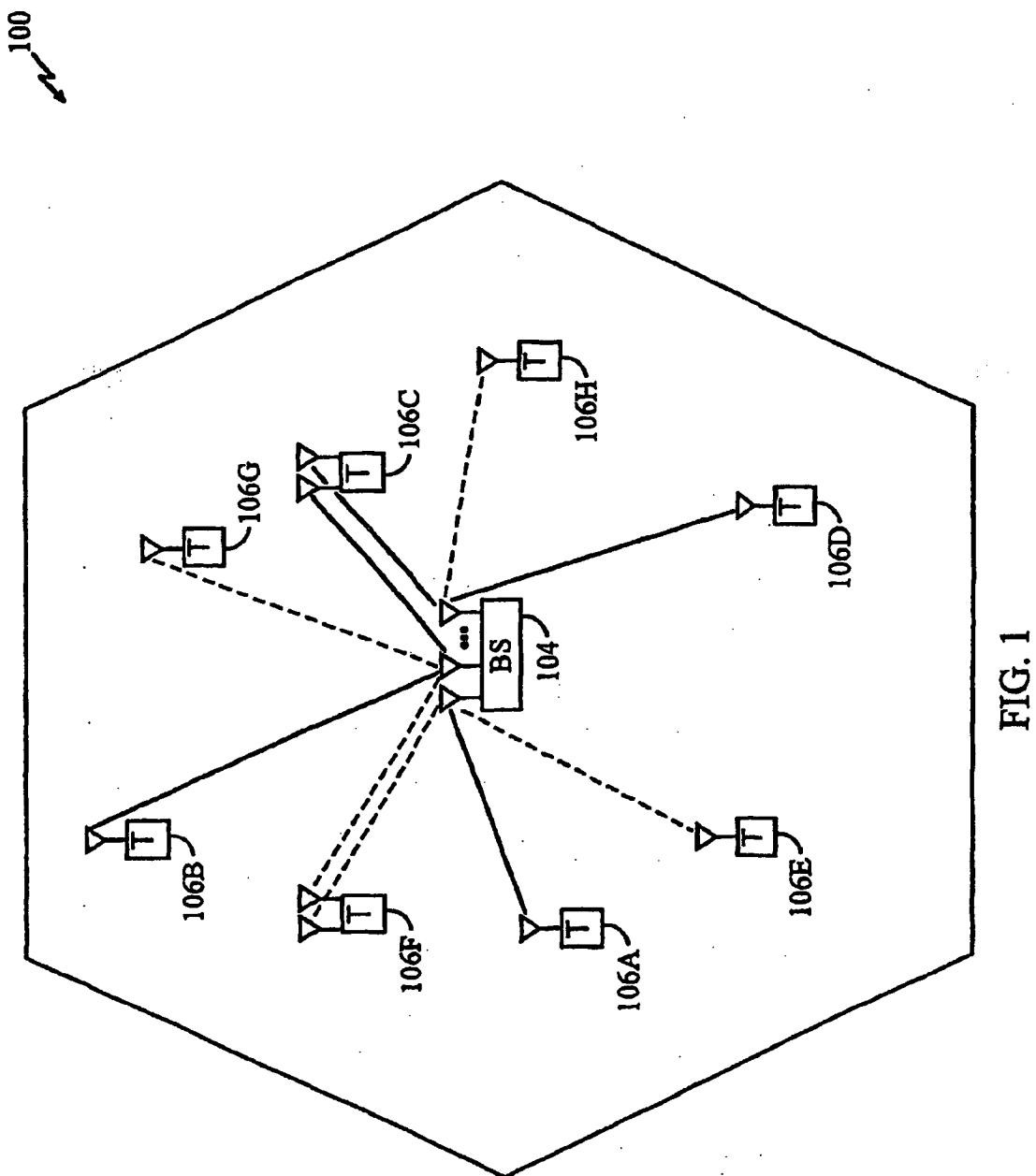


FIG. 1

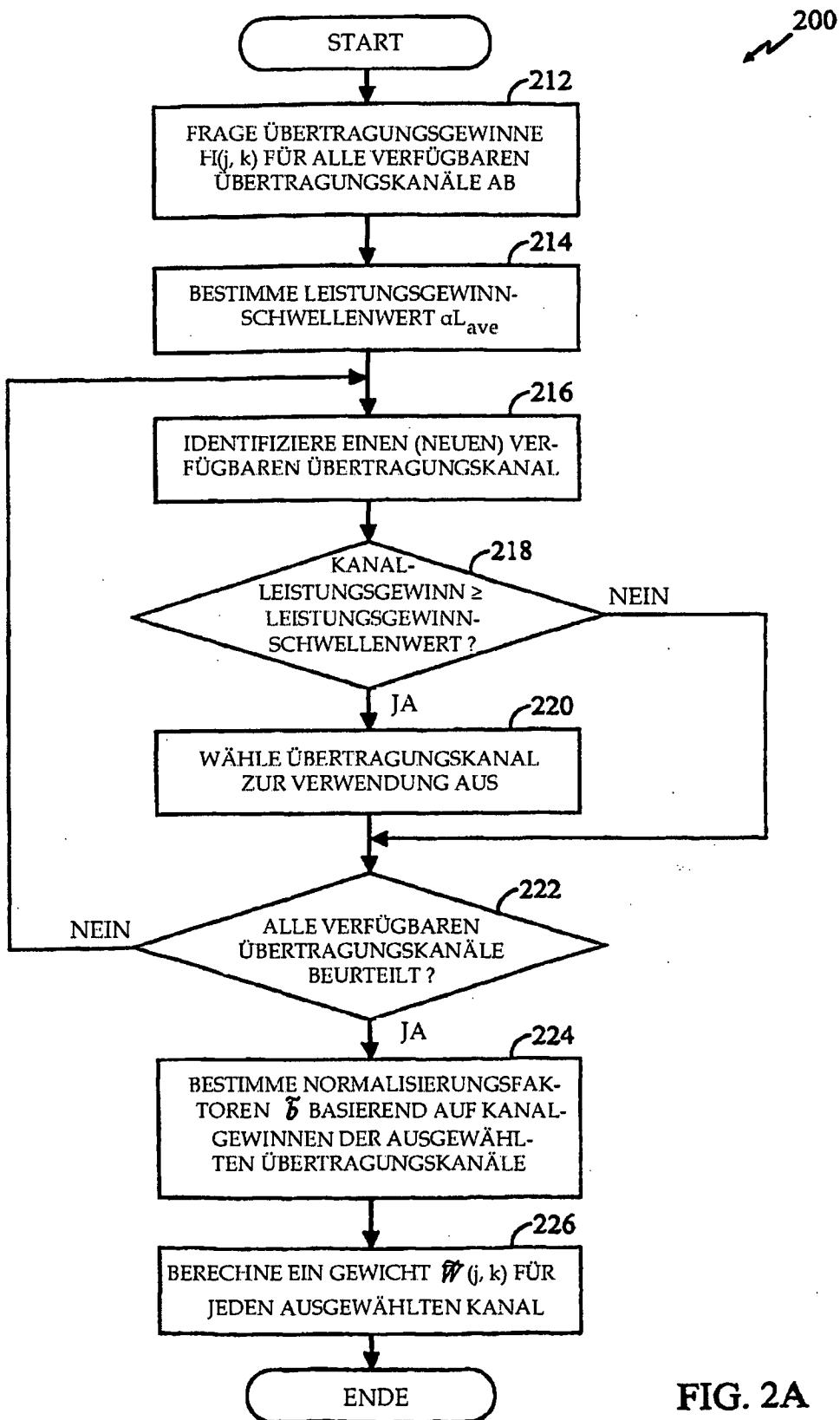
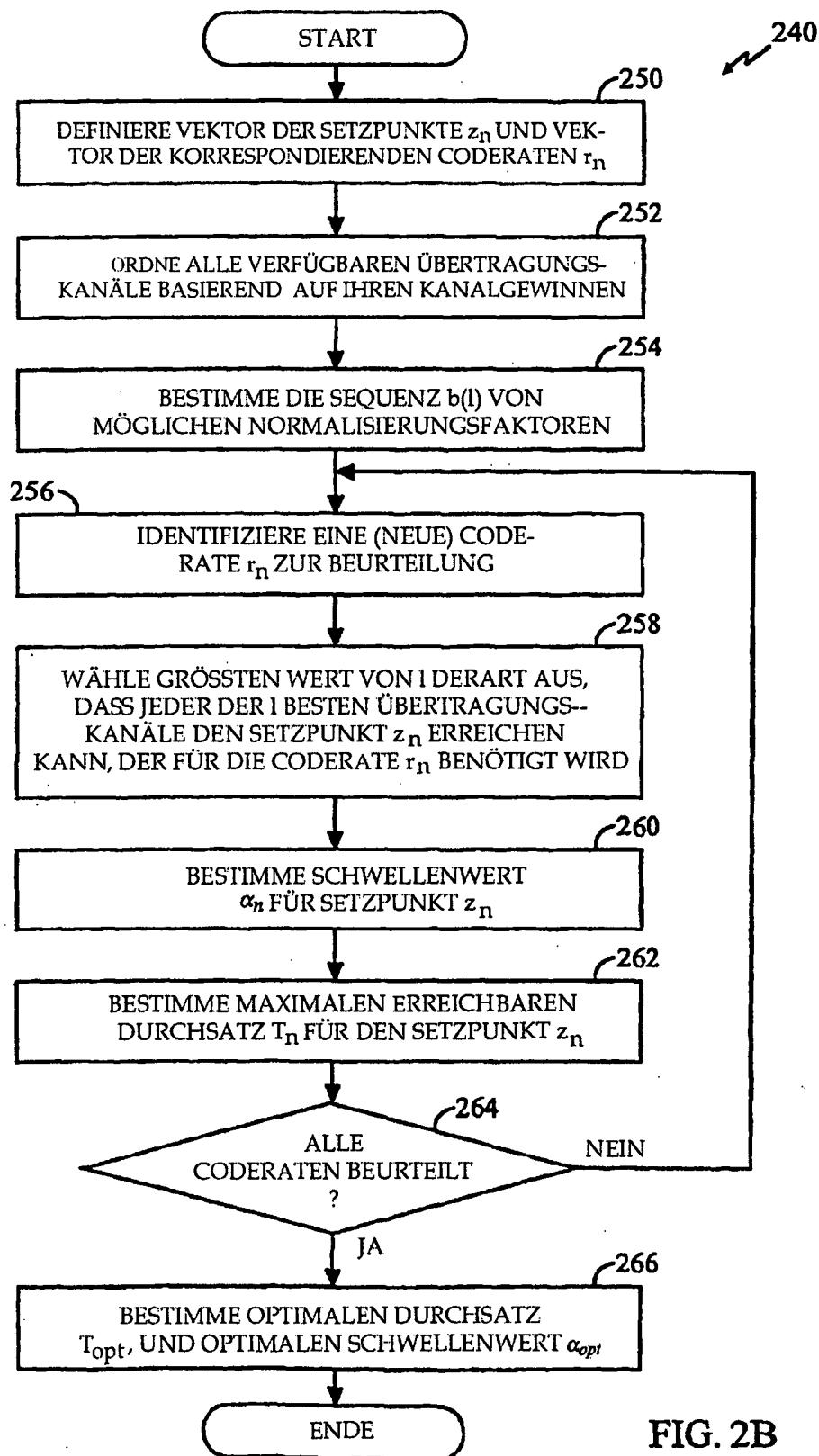


FIG. 2A



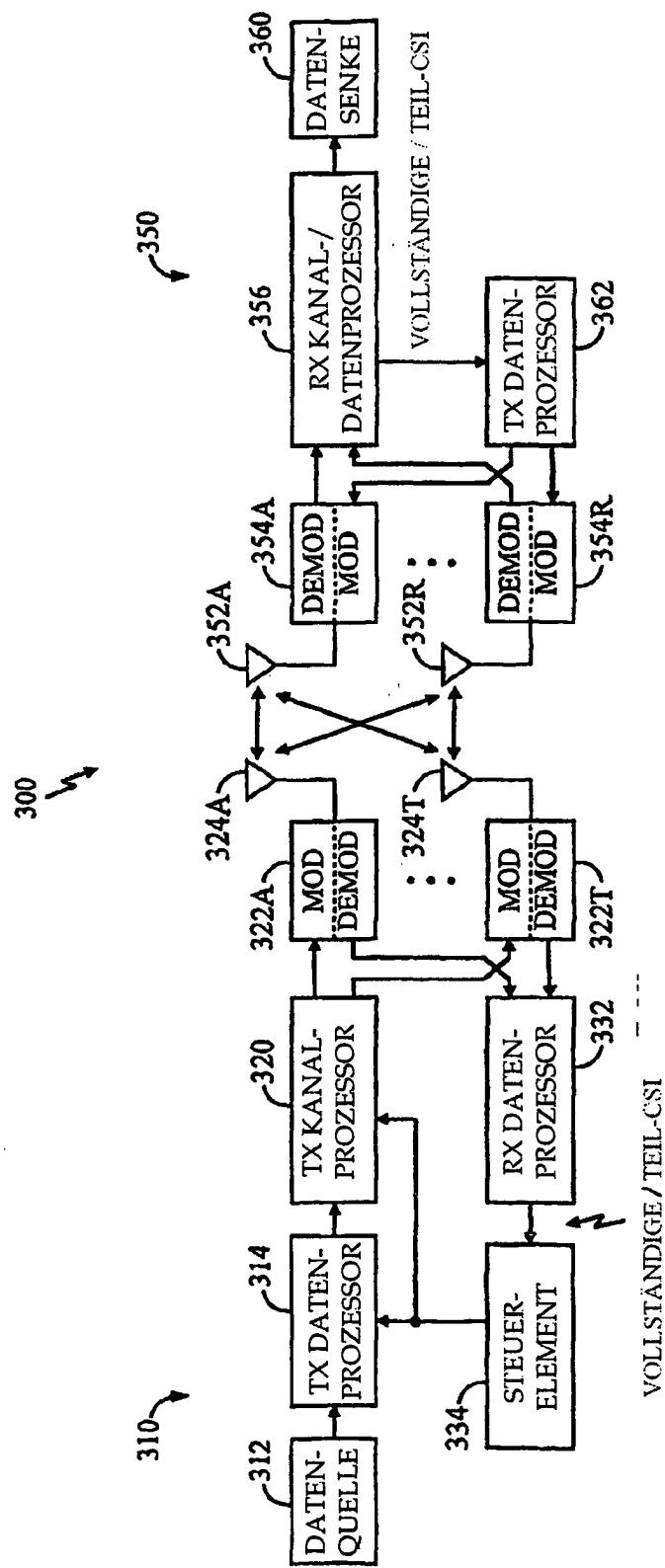


FIG. 3

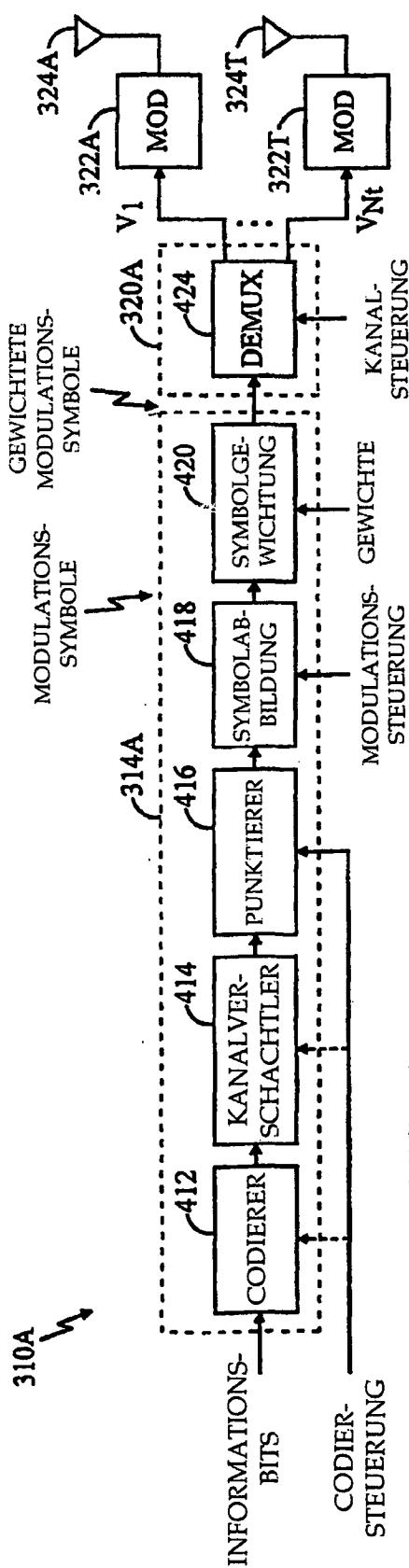


FIG. 4A

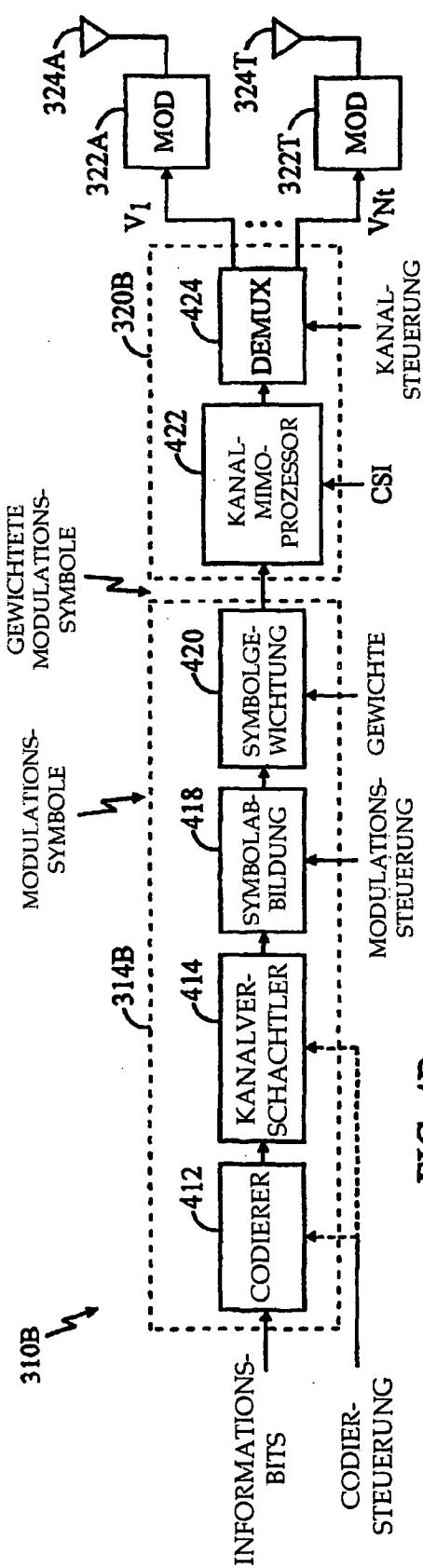


FIG. 4B

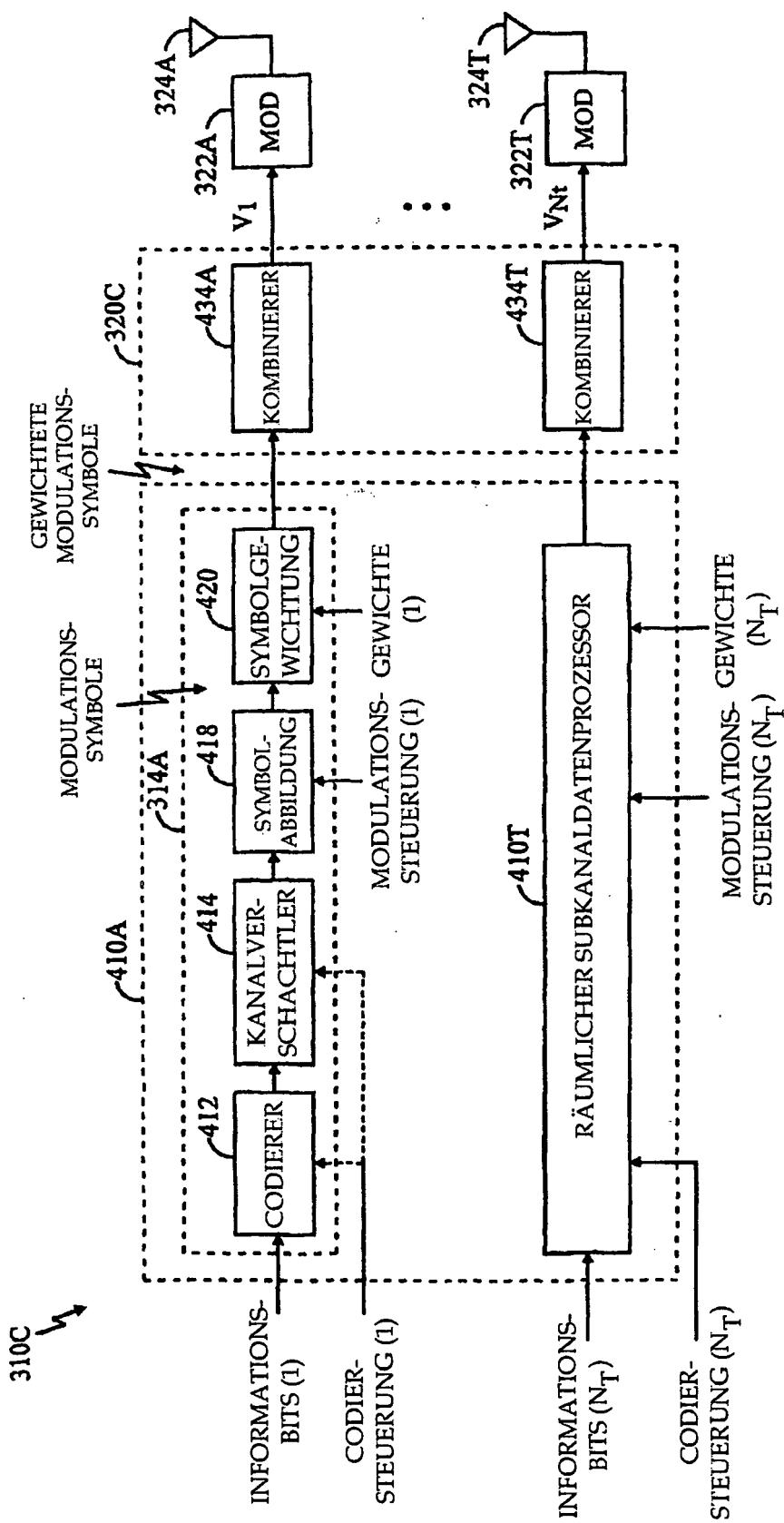


FIG. 4C

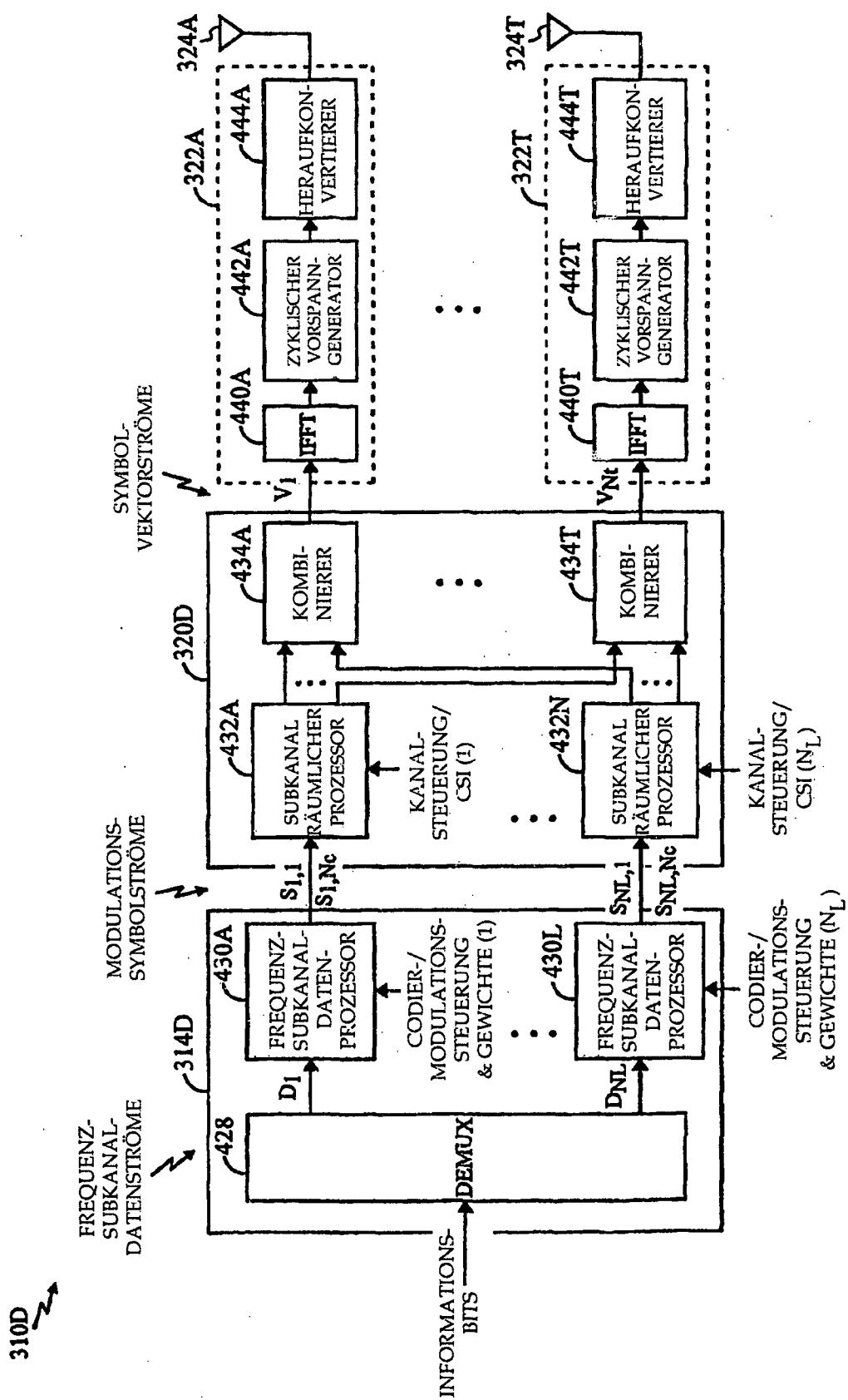


FIG. 4D

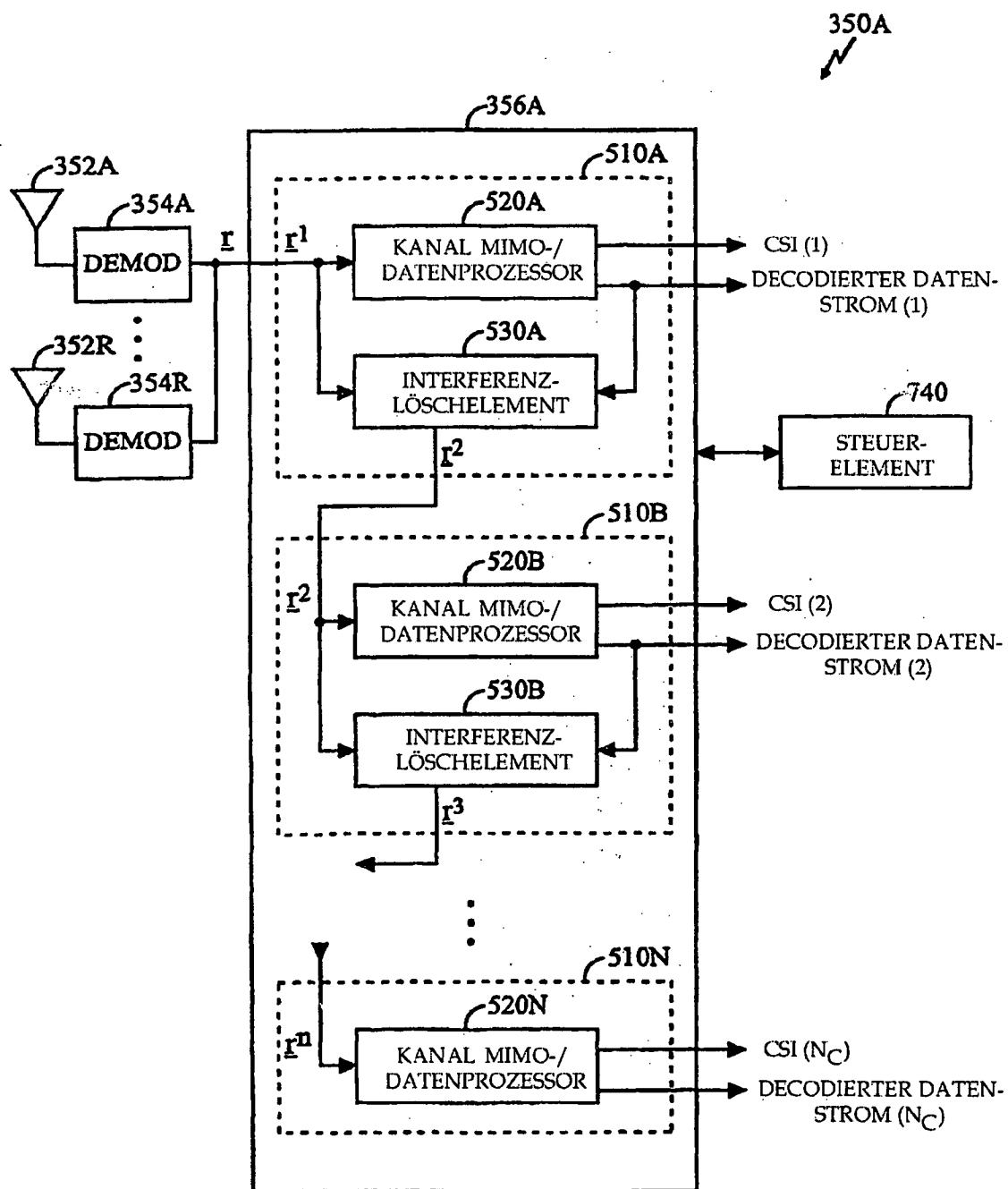


FIG. 5

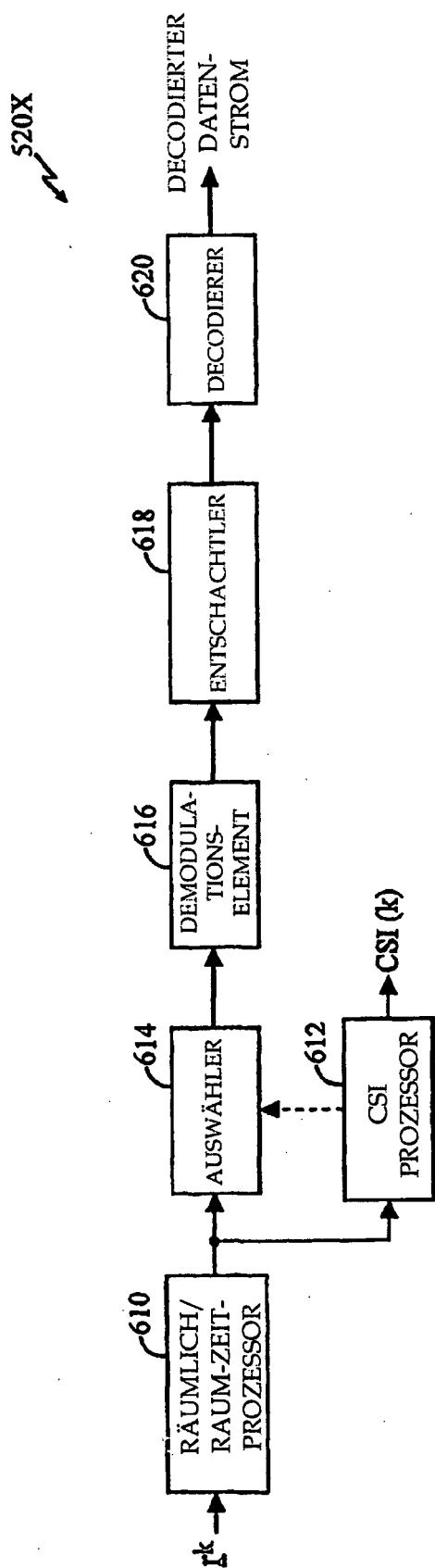


FIG. 6A

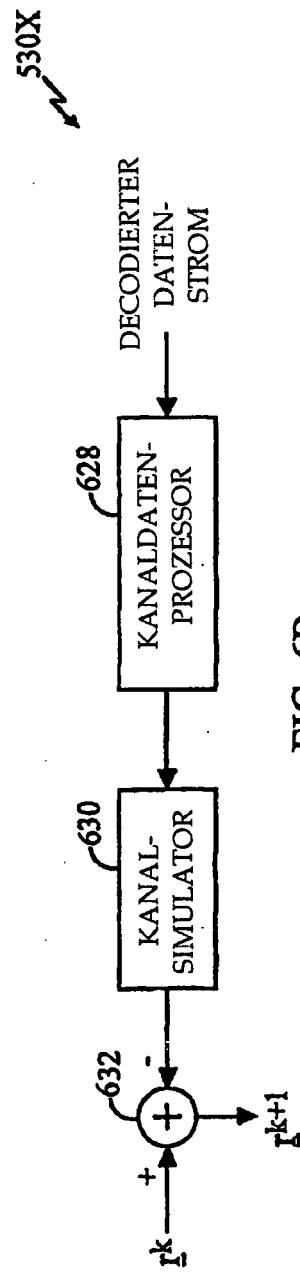


FIG. 6B

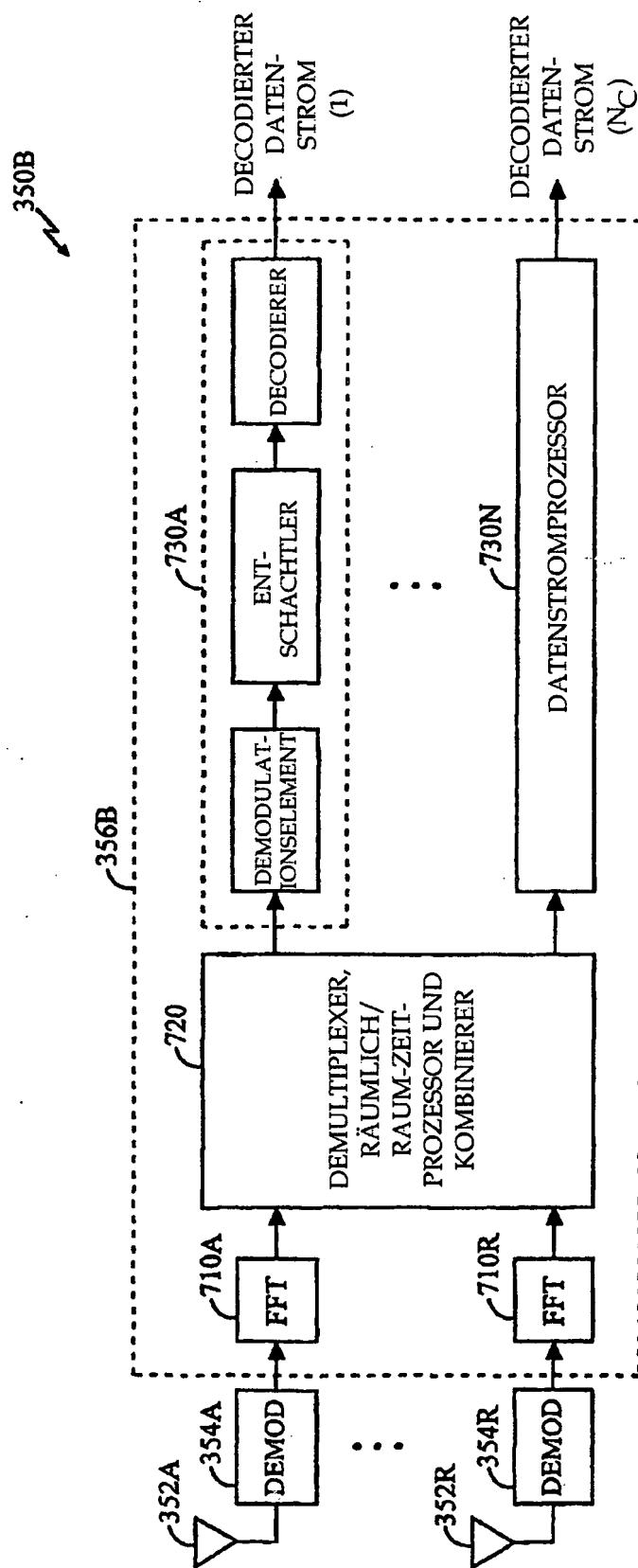


FIG. 7