

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-531976

(P2004-531976A)

(43) 公表日 平成16年10月14日(2004. 10. 14)

(51) Int. Cl.⁷

H04J 15/00

H04B 7/04

H04J 11/00

F I

H04J 15/00

H04B 7/04

H04J 11/00

テーマコード (参考)

5K022

5K059

Z

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 118 頁)

(21) 出願番号 特願2003-506117 (P2003-506117)
 (86) (22) 出願日 平成14年6月13日 (2002. 6. 13)
 (85) 翻訳文提出日 平成15年12月15日 (2003. 12. 15)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2002/018961
 (87) 国際公開番号 W02002/103926
 (87) 国際公開日 平成14年12月27日 (2002. 12. 27)
 (31) 優先権主張番号 09/881, 610
 (32) 優先日 平成13年6月14日 (2001. 6. 14)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 595020643
 クアルコム・インコーポレイテッド
 QUALCOMM INCORPORATED
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
 121-1714、サン・ディエゴ、モア
 ハウス・ドライブ 5775
 (74) 代理人 100058479
 弁理士 鈴江 武彦
 (74) 代理人 100091351
 弁理士 河野 哲
 (74) 代理人 100088683
 弁理士 中村 誠
 (74) 代理人 100109830
 弁理士 福原 淑弘

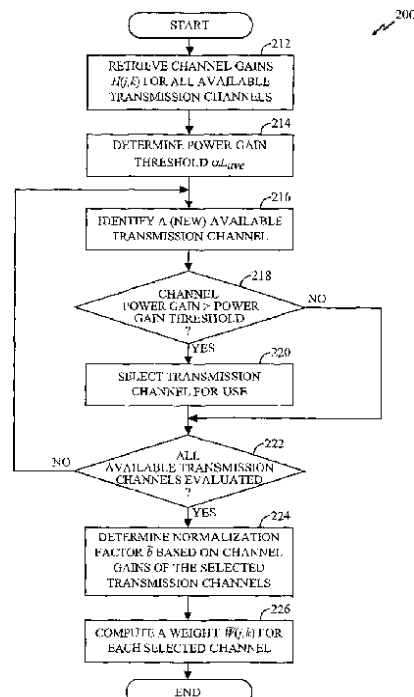
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 選択チャンネル反転を使用するマルチチャンネル通信システムにおける送信用のデータを処理するための方法および装置

(57) 【要約】

【課題】 選択チャンネル反転を使用するマルチチャンネル通信システムにおいて送信用のデータを処理する。

【解決手段】 使用可能な送信チャンネルが n 以上のグループに分割され、データ送信のため各グループのチャンネルが選択される。各グループのデータは特定の符号化/変調スキームに基づいて符号化及び変調されて変調シンボルを提供し、選択チャンネル毎の変調シンボルは割り当てられた重みに基づいて重み付けされる。重み付けは、選択チャンネルを「反転」するため、同じ受信SNRを得る。この反転によって、特定閾値以上のSNRを有する各グループの「良好な」チャンネルのみが選択され、グループの全使用可能な送信出力はグループの良好なチャンネルに分配される。各グループの良好なチャンネルのみを使用し、かつ各選択チャンネルの受信SNRを必要SNRに一致させることにより、性能の向上を得る。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

マルチチャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルでの送信用データ进行处理するための方法であって、
データ送信に使用可能な複数の送信チャネルの特徴を決定することと、
前記複数の送信チャネルを 1 つ以上の送信チャネルグループに分割することと、
送信チャネルグループごとに、
前記グループ内の 1 つ以上の使用可能な送信チャネルを前記決定された特徴と閾値とに基づいて選択することと、
変調シンボルを提供するために、前記グループ内の全ての選択された送信チャネルに対するデータを特定の符号化 / 変調スキームに基づいて符号化および変調することと
を備えている方法。 10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の方法において、
送信チャネルグループごとに、
前記選択された送信チャネルの送信出力レベルを表し、かつ前記選択された送信チャネルの前記決定された特徴に部分的に基づいて導き出されたそれぞれの重みに基づいて、前記グループ内の各選択された送信チャネルごとに変調シンボルを重み付けすることをさらに備えている方法。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の方法において、
前記マルチチャネル通信システムは直交周波数分割変調システムであり、前記複数の使用可能な送信チャネルは複数の周波数サブチャネルに対応している方法。 20

【請求項 4】

請求項 1 に記載の方法において、
前記マルチチャネル通信システムは多入力多出力通信システムであり、前記複数の使用可能な送信チャネルは多入力多出力チャネルの複数の空間サブチャネルに対応している方法。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の方法において、
前記多入力多出通信システムは直交周波数分割変調を利用し、前記複数の使用可能な送信チャネルは複数の周波数サブチャネルの複数の空間サブチャネルに対応している方法。 30

【請求項 6】

請求項 5 に記載の方法において、
各グループがそれぞれの送信アンテナに対応しており、各グループ内の前記複数の送信チャネルが前記対応する送信アンテナに対する複数の周波数サブチャネルに対応している方法。

【請求項 7】

請求項 1 に記載の方法において、
各グループが、前記グループ内の前記使用可能な送信チャネルを使用するために選択するのに用いられるそれぞれの閾値と関連している方法。 40

【請求項 8】

請求項 1 に記載の方法において、
グループごとの前記データは、前記グループに対して選択されたそれぞれの符号化 / 変調スキームによって符号化および変調される方法。

【請求項 9】

請求項 2 に記載の方法において、
各グループ内の前記選択された送信チャネルに対する前記重みは、前記グループに使用可能な全送信出力を前記グループ内の全ての選択された送信チャネルに分配して同様の受信信号品質を達成するために導き出される方法。 50

【請求項 10】

請求項 9 に記載の方法において、
前記受信信号品質は信号対雑音及び干渉比によって推定される方法。

【請求項 11】

請求項 1 に記載の方法において、
前記使用可能な送信チャネルに対する前記決定された特徴はチャネル利得である方法。

【請求項 12】

請求項 11 に記載の方法において、
グループごとに、特定の出力利得閾値以上の出力利得を有する送信チャネルが選択され、
前記出力利得は前記チャネル利得に基づいて決定される方法。

10

【請求項 13】

請求項 1 に記載の方法において、
前記使用可能な送信チャネルに対する前記決定された特徴は受信された信号対雑音及び干渉比である方法。

【請求項 14】

請求項 13 に記載の方法において、
グループごとに、特定の信号対雑音及び干渉比閾値以上の信号対雑音及び干渉比を有する送信チャネルが選択される方法。

【請求項 15】

請求項 2 に記載の方法において、
各選択された送信チャネルごとの前記重みはさらに、前記送信チャネルが属する前記グループに使用可能な全送信出力に基づいて導き出される方法。

20

【請求項 16】

請求項 2 に記載の方法において、
各選択された送信チャネルごとの前記重みはさらに、前記選択された送信チャネルの前記特徴に基づいて決定された正規化係数に基づいて導き出される方法。

【請求項 17】

請求項 1 に記載の方法において、
グループごとの前記閾値は、前記グループ内の前記選択された送信チャネルに対して高スループットを提供するように選択される方法。

30

【請求項 18】

請求項 1 に記載の方法において、
グループごとの前記閾値は、前記グループ内の前記使用可能な送信チャネルに対して可能な限り高いスループットを提供するように選択される方法。

【請求項 19】

請求項 1 に記載の方法において、
グループごとの前記閾値は、前記グループ内の全ての選択された送信チャネルに対する特定の目標受信信号対雑音及び干渉比に基づいて導き出される方法。

【請求項 20】

請求項 2 に記載の方法において、
前記重み付け変調シンボルを前記選択された送信チャネルで送信することをさらに備えている方法。

40

【請求項 21】

マルチチャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルでの送信用データを処理するための方法であって、
データ送信に使用可能な複数の送信チャネルの特徴を決定することと、
1 つ以上の使用可能な送信チャネルを前記決定された特徴とメトリクスとに基づいて選択することと、
符号化データを提供するために、全ての選択された送信チャネルに対するデータを特定の符号化スキームに基づいて符号化することと、

50

変調シンボルを提供するために、全ての選択された送信チャネルに対する前記符号化データを特定の変調スキームに基づいて変調することとを備えている方法。

【請求項 2 2】

請求項 2 1 に記載の方法において、各選択された送信チャネルごとの変調シンボルを、前記選択された送信チャネルの送信出力レベルを示すそれぞれの重みに基づいて重み付けすることをさらに備えている方法。

【請求項 2 3】

請求項 2 2 に記載の方法において、前記選択された送信チャネルに対する前記重みは等しい方法。

10

【請求項 2 4】

請求項 2 2 に記載の方法において、前記選択された送信チャネルに対する前記重みは等しくない方法。

【請求項 2 5】

請求項 2 2 に記載の方法において、前記選択された送信チャネルに対する前記重みは、前記選択された送信チャネルの前記決定された特徴に部分的に基づいて導き出される方法。

【請求項 2 6】

請求項 2 5 に記載の方法において、前記選択された送信に対する前記重みはさらに、全使用可能な送信出力を全ての選択された送信チャネルに分配して、前記選択された送信チャネルを介して送信される変調シンボルに対して同様の受信品質を達成するために導き出される方法。

20

【請求項 2 7】

請求項 2 1 に記載の方法において、前記メトリクスはスループットに関し、前記 1 つ以上の送信チャネルは前記選択された送信チャネルに達成可能な前記スループットに基づいて選択される方法。

【請求項 2 8】

マルチチャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルでデータを送信するための方法であって、

30

データ送信に使用可能な複数の送信チャネルの各々の特徴を決定することと、
前記複数の使用可能な送信チャネルを 1 つ以上のグループに分割することと、
変調シンボルを提供するために、各グループ内の前記使用可能な送信チャネルのうちの選択されたチャネルに対するデータを符号化および変調することと、
各グループ内の各選択された送信チャネルに対する変調シンボルを、前記選択された送信チャネルの送信出力レベルを示し、かつ前記選択された送信チャネルの前記決定された特徴に部分的に基づいて導き出されるそれぞれの重みに基づいて重み付けすることと、
前記重み付け変調シンボルを前記選択された送信チャネルで送信することとを備えている方法。

【請求項 2 9】

請求項 2 8 に記載の方法において、前記マルチチャネル通信システムは、直交周波数分割変調を利用する多入力多出力である方法。

40

【請求項 3 0】

請求項 2 9 に記載の方法において、各グループがそれぞれの送信アンテナに対応しており、各グループ内の前記複数の送信チャネルは、前記対応する送信アンテナに対する複数の周波数サブチャネルに対応している方法。

【請求項 3 1】

請求項 2 8 に記載の方法において、各グループ内の前記選択された送信チャネルに対する前記データは共通の符号化スキーム

50

に基づいて符号化される方法。

【請求項 3 2】

請求項 3 1 に記載の方法において、
前記共通の符号化スキームは複数の可能な符号化スキームの中から選択される方法。

【請求項 3 3】

請求項 2 8 に記載の方法において、
各グループ内の前記選択された送信チャネルの前記変調シンボルは共通の変調スキームに基づいて導き出される方法。

【請求項 3 4】

請求項 3 3 に記載の方法において、
前記共通の変調スキームは複数の可能な変調スキームの中から選択される方法。

10

【請求項 3 5】

請求項 2 8 に記載の方法において、
各グループ内の前記選択された送信チャネルに対する前記データは、前記グループに対して選択された共通の符号化 / 変調スキームに基づいて符号化および変調される方法。

【請求項 3 6】

請求項 2 8 に記載の方法において、
データ送信用の、各グループ内の 1 つ以上の前記使用可能な送信チャネルを、前記送信チャネルの前記決定された特徴と閾値とに基づいて選択することをさらに備えている方法。

【請求項 3 7】

各グループがそれぞれの閾値と関連している請求項 3 6 に記載の方法。

20

【請求項 3 8】

マルチチャネル通信システムにおいて、データ送信用の送信チャネルを選択するために使用される閾値を決定するための方法であって、

1 セットのコードレートを定義することであって、各コードレートが送信前にデータを符号化するために選択可能であることと、

1 セットのセットポイントを定義することであって、各セットポイントがそれぞれのコードレートに対応しており、かつ前記対応するコードレートにおける特定レベルの性能に必要な目標信号対雑音及び干渉比を示していることと、

各コードレートによってサポートされ、かつ前記コードレートに対応する前記セットポイントを達成可能な特定数の送信チャネルを決定することと、

30

各コードレートに対する性能メトリクスを、サポートされる送信チャネル数に部分的に基づいて決定することと、

前記閾値を、前記セット内の前記コードレートに対する前記性能メトリクスに基づいて導き出すことであって、送信チャネルが前記閾値に基づいてデータ送信用に選択されることと

を備えている方法。

【請求項 3 9】

請求項 3 8 に記載の方法において、

各コードレートによってサポートされる送信チャネル数は、前記コードレートに対応する前記セットポイントが、サポートされる送信チャネルごとに達成されるように、全使用可能な送信出力を前記サポートされる送信チャネルに分配することによって決定される方法

40

。

【請求項 4 0】

コードレートごとの前記性能メトリクスは、前記サポートされる送信チャネルによって達成可能な全スループットである請求項 3 8 に記載の方法。

【請求項 4 1】

マルチチャネル通信システムにおける送信ユニットであって、

データ送信に使用可能な複数の送信チャネルの特徴を示すチャネル状態情報を受信し、前記使用可能な送信チャネルを複数のグループに分割し、データ送信用の、各グループ内の

50

1つ以上の使用可能な送信チャネルを前記チャネル特徴と閾値とに基づいて選択するように構成されたコントローラと、
前記コントローラに接続され、かつグループごとのデータを特定の符号化/変調スキームに基づいて受信、符号化、および変調して変調シンボルを提供し、また選択された送信チャネルごとの変調シンボルをそれぞれの重みに基づいて重み付けするように構成された送信データプロセッサであって、各重みが前記対応する選択された送信チャネルに対する送信出力レベルを示しており、かつ前記選択された送信チャネルの前記特徴に部分的に基づいて導き出される送信データプロセッサと
を備えている送信ユニット。

【請求項42】

10

請求項41に記載の送信機において、

前記コントローラはさらに、グループごとの特定の符号化/変調スキームを前記使用可能な送信チャネルの前記特徴に基づいて選択し、かつ前記グループに対して選択された前記符号化/変調スキームを示す1つ以上のコントロール信号を提供するように構成される送信機。

【請求項43】

前記コントローラはさらに、グループごとの特定の閾値を前記使用可能な送信チャネルの前記特徴に基づいて決定するように構成される請求項41に記載の送信機。

【請求項44】

20

請求項41に記載の送信機において、

前記送信データプロセッサに接続され、かつ前記選択された送信チャネルに対する前記重み付け変調シンボルを受信し、各アンテナにつき1つのストリームが前記変調シンボルを送信するために使用される複数のストリームに多重化するように構成された送信チャネルプロセッサをさらに備えている送信機。

【請求項45】

前記チャネル状態情報が、前記使用可能な送信チャネルに対して信号対雑音及び干渉比推定を備えている請求項41に記載の送信機。

【請求項46】

前記チャネル状態情報が、前記使用可能な送信チャネルに対してチャネル利得推定を備えている請求項41に記載の方法。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は一般的にデータ通信に関し、より具体的には、選択チャネル反転を使用する無線通信システムにおける送信用のデータを処理するための新規かつ改良された方法および装置に関する。

【背景技術】

【0002】

マルチチャネル通信システムがしばしば展開されて、音声やデータなどの種々のタイプの通信のより高い送信能力を提供する。このようなマルチチャネルシステムは、多入力多出力(MIMO)通信システム、直交周波数分割多重変調(OFDM)システム、OFDMを利用するMIMOシステム、または他のタイプのシステムであってもよい。MIMOシステムは複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いて空間ダイバーシティを展開し、各々がデータを送信するために使用可能な、多数の空間サブチャネルをサポートする。OFDMシステムは動作周波数帯域を、各々が、データが変調されるそれぞれのサブキャリアと関連している、多数の周波数サブチャネル(または周波数バイナリ)に効果的に分割する。従って、マルチチャネル通信システムは、各々が、MIMOシステムの空間サブチャネル、OFDMシステムの周波数サブチャネル、あるいはOFDMを利用するMIMOシステムの周波数サブチャネルの空間サブチャネルに対応していてもよい、多数の「送信」チャネルをサポートする。

40

50

【 0 0 0 3 】

マルチチャネル通信システムの送信チャネルは一般的に、（例えば異なるフェージングおよびマルチパス効果による）異なるリンク条件を経験し、異なる信号対雑音ノ干渉比（S N R）を得てもよい。従って、特定のレベルの性能に対する送信チャネルによってサポートされる送信能力（すなわち情報ビットレート）はチャネルによって異なってもよい。さらに、リンク条件は一般的に経時的に変化する。その結果、送信チャネルによってサポートされているビットレートもまた経時的に変化する。

【 0 0 0 4 】

送信チャネルの異なる送信能力およびこれらの能力の経時的変化の性質によって、チャネル上での送信の前にデータを処理することができる効果的な符号化ノ変調スキームを提供することは興味深いことである。さらに、実際のな事柄として、符号化ノ変調スキームは、送信および受信システムの双方で実現および利用するために簡素であるべきである。

【 0 0 0 5 】

従って、異なる能力を有する複数の送信チャネル上での送信用のデータを効果的かつ効率的に処理する技術に対するニーズが当業界に存在する。

【 特 許 文 献 1 】

U.S. Patent Application Serial No. 09/776,075 “ CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM ”, 2001年2月1日出願

【 特 許 文 献 2 】

U.S. Patent Application Serial No. 09/532,492 “ HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION ”, 2000年3月22日出願

【 特 許 文 献 3 】

U.S. Patent Application Serial No. 09/826,481 “ METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM ”, 2001年3月23日出願

【 特 許 文 献 4 】

U.S. Patent Application Serial No. 09/854,235 “ METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING DATA IN A MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) COMMUNICATION SYSTEM UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION ”, 2001年5月11日出願

【 特 許 文 献 5 】

U.S. Patent No. 5,799,005 “ SYSTEM AND METHOD FOR DETERMINING RECEIVED PILOT POWER AND PATH LOSS IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM ”, 1998年8月25日登録

【 特 許 文 献 6 】

U.S. Patent No. 5,903,554 “ METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING LINK QUALITY IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM ”, 1999年5月11日登録

【 特 許 文 献 7 】

U.S. Patent No. 5,056,109 “ METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM ”, 1991年10月8日登録

【 特 許 文 献 8 】

U.S. Patent No. 5,265,119 “ METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM ”, 1993年11月23日登録

【 特 許 文 献 9 】

U.S. Patent No. 6,097,972 “ METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING POWER CONTROL SIGNALS IN CDMA MOBILE TELEPHONE SYSTEM ”, 2000年8月1日登録

【 特 許 文 献 1 0 】

U.S. Patent Application Serial No. 08/963,386 “ METHOD AND APPARATUS FOR HIGH RATE PACKET DATA TRANSMISSION ”, 1997年11月3日出願

【 非 特 許 文 献 1 】

“ Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come, ”
by John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, May 1990

10

20

30

40

50

【非特許文献 2】

“Optimum Space-Time Processors with Dispersive Interface: Unified Analysis and Required Filter Span,” IEEE Trans. on Communication, Vol.7, No. 7, July 1999

【非特許文献 3】

“Optimum Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communication with Applications,” IEEE Transaction on Communication, Oct. 1999

【非特許文献 4】

“TIE/EIA/IS-856 cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification”

【発明の開示】

10

【0006】

本発明の態様は、全使用可能な送信チャネルの中から選択された複数の送信チャネル上での送信用のデータを処理するための技術を提供する。使用可能な送信チャネル（例えば、OFDMを利用するMIMOシステムにおける空間サブチャネルおよび周波数サブチャネル）が、各グループは任意の数の送信チャネルを含んでいる、一つ以上のグループに分割される。一態様において、データ処理は、そのグループに対して選択された共通の符号化／変調スキームに基づいてグループごとにデータを符号化および変調して変調シンボルを提供することと、チャネルに割り当てられた重みに基づいて選択送信チャネルごとに変調シンボルを重み付けすることとを含んでいる。重み付けは各グループの選択送信チャネルを効果的に「反転」するため、これらのチャネルはほぼ同じ受信信号対雑音／干渉比（SNR）を得る。

20

【0007】

選択チャネル反転（SCI）について言及している一実施形態において、特定の（SNRまたは出力利得）閾値以上のSNR（または出力利得）を有する各グループの「良好な」送信チャネルのみがデータ送信のために選択され、「不良」送信チャネルは使用されない。選択チャネル反転によって、各グループの全使用可能な送信出力が良好な送信チャネルに（不均一に）分配され、より一層の効率および性能が達成される。別の実施形態において、各グループの全使用可能な送信チャネルが使用するために選択されて、チャネル反転が該グループの全使用可能なチャネルに対して実行される。

【0008】

30

送信チャネルの各グループは、（1）データ送信のための送信チャネルを選択するために使用されるそれぞれの（SNRまたは出力利得）閾値、および（2）該グループのデータを符号化および変調するために使用されるそれぞれの符号化／変調スキームと関連していてもよい。OFDMを利用するMIMOシステムについては、各グループはそれぞれの送信アンテナに対応していてもよく、また各グループの送信チャネルは対応する送信アンテナに対する周波数サブチャネルであってもよい。

【0009】

チャネル反転技術は、送信システムでの符号化／変調、および受信システムでの復号化／復調を簡略化する。さらに選択チャネル反転技術はまた、（1）グループ内の全使用可能な送信チャネルの中から選択された、各グループの N_s 個の最良送信チャネルのみを使用することと、（2）チャネルが属するグループに対して使用される符号化／変調スキームに必要なSNRに各選択送信チャネルの受信SNRを一致させることとを組み合わせた利点に起因するより良好な性能を提供することができる。

40

【0010】

本発明はさらに、以下により詳細に説明されるように、本発明の種々の態様、実施形態、および特徴を実現する方法、システム、および装置を提供する。

【0011】

本発明の特徴、性質、および利点は、図面と関連して以下になされる詳細な説明からより明らかになるであろう。図面において同一の参照番号は図面全体において対応部分を表している。

50

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

本発明の種々の態様、実施形態、および特徴が、複数の送信チャネルがデータ送信に使用可能であるマルチチャネル通信システムに適用されてよい。このようなマルチチャネル通信システムは、多入力多出力(MIMO)システム、直交周波数分割多重変調(OFDM)システム、OFDMを利用するMIMOシステムなどを含んでいる。マルチチャネル通信システムはまた、符号分割多重アクセス(CDMA)や、時分割多重アクセス(TDMA)や、周波数分割多重アクセス(FDMA)や、他の多重アクセス技術を実現することができる。多重アクセス通信システムは多数の端末(例えばユーザ)との同時通信をサポートすることができる。

10

【0013】

図1は、本発明の種々の態様および実施形態を実現するために設計および操作される多入力多出力(MIMO)通信システム100の図である。MIMOシステム100は、データ送信のために複数の(N_T 個の)送信アンテナと複数の(N_R 個の)受信アンテナを用いている。MIMOシステム100は、多数の端末(T)106と同時に通信する基地局(BS)104を有する多重アクセス通信システムにとって効果的に形成されている。この場合、基地局104は複数のアンテナを用い、アップリンク送信用の多入力(MI)とダウンリンク送信用の多出力(MO)を表している。ダウンリンク(すなわちフォワードリンク)は基地局から端末への送信を表しており、アップリンク(すなわちリバーリンク)は端末から基地局への送信を表している。

20

【0014】

MIMOシステムは、データ送信のために複数の(N_T 個の)送信アンテナと複数の(N_R 個の)受信アンテナを用いている。 N_T 個の送信アンテナと N_R 個の受信アンテナによって形成されたMIMOチャネルは N_C 個の独立チャネルに分解される(ここで $N_C = \min\{N_T, N_R\}$ である)。 N_C 個の独立チャネルの各々はまたMIMOチャネルの空間サブチャネルとも称され、ディメンションに対応する。ある共通のMIMOシステムの実現において、 N_T 個の送信アンテナは単一の送信システムに配置されかつそれに関連しており、 N_R 個の受信アンテナも同様に単一の受信システムに配置されかつそれに関連している。MIMOシステムはまた、多数の端末と同時に通信する基地局を有する多重アクセス通信システムにとって効果的に形成される。この場合、基地局には多数のアンテナが具備されており、各端末には一つ以上のアンテナが具備されていてもよい。

30

【0015】

OFDMシステムは動作周波数帯域を、多数の(N_F 個の)周波数サブチャネル(すなわち周波数バイナリまたはサブ帯域)に効果的に分割する。各タイムスロットにおいて、変調シンボルは N_F 個の周波数サブチャネルの各々上で送信されてもよい。各タイムスロットは、周波数サブチャネルの帯域幅に依拠していてもよい特定の時間間隔に対応している。

【0016】

マルチチャネル通信システムを操作して、多数の送信チャネルを介してデータを送信することができる。OFDMを利用しないMIMOシステムについては、一般的に一つの周波数サブチャネルのみであり、各空間サブチャネルが送信チャネルと称される。OFDMを利用するMIMOシステムについては、各周波数サブチャネルの各空間サブチャネルが送信チャネルと称される。またMIMOを利用しないOFDMシステムについては、周波数サブチャネルごとに一つの空間サブチャネルのみで、各周波数サブチャネルが送信チャネルと称される。

40

【0017】

マルチチャネル通信システムにおける送信チャネルは一般的に、(異なるフェージングおよびマルチパス効果による)異なるリンク条件を経験し、異なる信号対雑音/干渉比(SNR)を得てもよい。従って、送信チャネルの能力はチャネルごとに異なってもよい。この能力は、特定のレベルの性能(例えば特定のビットエラー率(BER)やパケットエラ

50

一率 (P E R)) の送信チャネルで送信されてもよい情報ビットレート (すなわち変調シンボルあたりの情報ビット数) によって定量化されてもよい。リンク条件は一般的に経時的に変化するために、送信チャネルに対するサポート情報ビットレートもまた経時的に変化する。

【 0 0 1 8 】

送信チャネルの能力をより完全に利用するために、リンク条件のチャネル状態情報 (C S I) の記述が (一般的には受信システムにおいて) 決定され、送信システムに提供される。そして送信システムがデータを処理 (例えば符号化、変調、および重み付け) すると、送信チャネルごとの送信情報ビットレートがチャネルの送信能力に一致する。C S I は「完全 C S I」と「部分的 C S I」のいずれに分類されてもよい。完全 C S I は、 $N_T \times N_R$ M I M Oマトリクス (すなわち送信チャネルごとの特徴づけ) において、各送受信アンテナ対間の伝搬パスに対するシステムの帯域幅全体にわたって十分な特徴づけ (例えば振幅および位相) を含んでいる。部分的 C S I は、例えば送信チャネルの S N R を含んでいる。

10

【 0 0 1 9 】

種々の技術を使用して、複数の送信チャネル上での送信の前にデータを処理することができる。一技術において、送信チャネルごとのデータは、チャネルの C S I に基づいてチャネルに対して選択された特定の符号化 / 変調スキームに基づいて符号化および変調されてもよい。送信チャネルごとに別個に符号化および変調することによって、符号化および変調は、チャネルごとに得られる S N R に対して最適化される。このような技術の実現において、固定のベースコードを使用してデータを符号化し、そして送信チャネルごとの符号化ビットがパンクチャされて (すなわち選択的に除去されて)、そのチャネルにサポートされているコードレートを得る。この実現において、送信チャネルごとの変調スキームはまたチャネルのコードレートおよび S N R に基づいて選択される。この符号化 / 変調スキームは、本出願の譲受人に譲渡され、参照してここに組み込まれている、2001年2月1日出願された、特許文献1にさらに詳細に説明されている。この技術については、根本的な実現の複雑さは一般的に、送信チャネルごとに異なるコードレートおよび変調スキームを有していることに関連している。

20

【 0 0 2 0 】

本発明の一態様に従って、技術は、(1) 共通の符号化 / 変調スキームに基づいて全選択送信チャネルに対してデータを処理して変調シンボルを提供し、(2) チャネルの C S I に基づいて選択送信チャネルごとの変調シンボルを重み付けするために提供される。重み付けは選択送信チャネルを効果的に「反転」するため、一般的に S N R は、全選択送信チャネルに対して受信システムにおいてはほぼ同じである。選択チャネル反転 (S C I) に言及している一実施形態において、特定の S N R (または出力利得) 閾値以上の S N R (または出力利得) を有する「良好な」送信チャネルのみがデータ送信のために選択され、「不良」送信チャネルは使用されない。選択チャネル反転によって、全使用可能な送信出力が良好な送信チャネルに分配され、より一層の効率および性能が得られる。別の実施形態において、全使用可能な送信チャネルが使用するために選択され、チャネル反転が全送信チャネルに対して実行される。

30

40

【 0 0 2 1 】

さらに別の実施形態において、使用可能な送信チャネルはグループに分割され、選択チャネル反転がチャネルのグループごとに別個に適用される。例えば、各送信アンテナの周波数サブチャネルは共にグルーピングされ、選択チャネル反転は送信アンテナの各々に対して別個に適用されてもよい。この分割によって、グループごと (例えば送信アンテナごと) の最適化が可能になる。

【 0 0 2 2 】

これらのチャネル反転技術は、完全または部分的 C S I が送信機において使用可能である場合に有利に使用される。これらの技術は、依然として高性能を達成する一方で、上記のチャネル固有の符号化 / 変調技術に関連する複雑さの大部分を改善する。さらに、選択チ

50

ヤネル反転技術はまた、(1)使用可能な送信チャネルのうちの N_s 個の最良送信チャネルのみを使用することと、(2)選択された符号化/変調スキームに必要なSNRに各選択送信チャネルの受信SNRを一致させることを組み合わせた利点に起因するより良好な性能を、チャネル固有の符号化/変調技術に提供することができる。

【0023】

OFDMを利用しかつ完全CSIが使用可能なMIMOシステムについては、送信システムは、各周波数サブチャネルの各送受信アンテナ対間の送信パスの複合利得に関する知識を有することができる。この情報はMIMOチャネルを直交にするために使用されてもよく、各固有モード(すなわち空間サブチャネル)は個々のデータストリームに対して使用されてもよい。

10

【0024】

OFDMを利用しかつ部分的CSIが使用可能なMIMOシステムについては、送信機は送信チャネルに関する限定的な知識を有することができる。個々のデータストリームが使用可能な送信アンテナ上の対応する送信チャネルにおいて送信され、受信システムは特定の線形(空間)または非線形(時空間)処理技術(すなわち等化)を使用して、データストリームを分離することができる。等化によって、各送信チャネル(例えば各送信アンテナおよび/または各周波数サブチャネル)に対応する個々のデータストリームが提供され、これらのデータストリームの各々は関連SNRを有している。

【0025】

送信チャネルのSNRの組が送信システムにおいて使用可能である場合、この情報を使用して、適切な符号化/変調スキームを選択し、各グループの(一つのグループのみでもよい)全使用可能な送信出力を分配することができる。一実施形態において、各グループの使用可能な送信チャネルは受信SNRが大きい順にランク付けされて、全使用可能な送信出力は、該グループの N_s 個の最良送信チャネルに割り当てられ、かつそのために使用される。一実施形態において、特定のSNR閾値以下の受信SNRを有する送信チャネルは使用のために選択されない。SNR閾値が選択されてスループットや他の基準を最適化することができる。各グループの全使用可能な送信出力が、使用するために選択されたグループ内の全送信チャネルに分配されて、送信データストリームが受信システムにおいてほぼ同じ受信SNRを有する。チャネル利得が送信システムにおいて使用可能である場合、同様の処理が実行される。一実施形態において、共通の符号化スキーム(例えば特定のコードレートの特定のターボコード)および共通の変調スキーム(例えば特定のPSKやQAMコンステレーション)が各グループの全選択送信チャネルに使用される。

20

30

【0026】

(送信チャネル反転)

単一の(共通の)符号化/変調スキームが送信システムにおいて使用される場合、単一の(例えば畳込みまたはターボ)符号器およびコードレートを使用して、データ送信のために選択された全送信チャネルに対してデータを符号化することができ、またこれに伴う符号化ビットが、単一の(例えばPSKやQAM)変調スキームを使用して変調シンボルにマッピングされてもよい。そして得られた変調シンボルはすべて、同一の「アルファベット」の見込み変調シンボルから取り出され、同一のコードおよびコードレートで符号化される。これによって、送信機および受信機双方におけるデータ処理が簡略化される。

40

【0027】

しかしながら、マルチチャネル通信システムにおける送信チャネルは一般的に異なるリンク条件を経験し、異なるSNRを得る。この場合、同一量の送信出力が選択送信チャネルごとに使用されると、送信された変調シンボルは、変調シンボルが送信される特定のチャネルに従って異なるSNRで受信される。この結果は、選択送信チャネルの組におけるシンボルエラー率と、帯域幅効率の関連損失とにおける大きな変形例であろう。

【0028】

本発明の一態様に従って、出力コントロールメカニズムを使用して、データ送信のために選択された送信チャネルごとに送信出力レベルを設定または調整し、受信システムにおい

50

て特定の S N R を得る。全選択送信チャネルに対して同じ受信 S N R を得ることによって、単一の符号化 / 変調スキームが全選択送信チャネルに使用され、これによって送信システムにおける符号化 / 変調プロセスと、受信システムにおける相補的な復調 / 復号化プロセスの複雑さを大きく減少させることができる。出力コントロールは、以下により詳細に説明するように、選択送信チャネルを「反転」させ、全使用可能な送信出力を全選択チャネルに適切に分配することによって達成される。

【 0 0 2 9 】

同一量の送信出力が、O F D M を利用する M I M O システムにおける全使用可能な送信チャネルに使用されると、特定のチャネルの受信出力は以下のように表すことができる。

【 数 1 】

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

10

【 0 0 3 0 】

ここで、

$P'_{rx}(j,k)$ は送信チャネル (j,k) (すなわち、 k 番目の周波数サブチャネルの j 番目の空間サブチャネル) の受信出力であり、

P_{tx} は送信機において使用可能な全送信出力であり、

N_T は送信アンテナ数であり、

N_F は周波数サブチャネル数であり、

$H(j,k)$ は送信機から送信チャネル (j,k) の受信機への複合「有効」チャネル利得である。

20

【 0 0 3 1 】

簡潔に言うと、チャネル利得 $H(j,k)$ は送信機および受信機での処理の効果を含んでいる。さらに簡潔に言うと、空間サブチャネル数は送信アンテナ数と等しく、また $N_T \cdot N_F$ は使用可能な送信チャネルの全数を表しているとする。同一量の出力が使用可能な送信チャネルごとに送信されると、全使用可能な送信チャネルの全受信出力 P_{rx_total} は以下のように表すことができる。

【 数 2 】

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

30

【 0 0 3 2 】

式 (1) は、各送信チャネルの受信出力がチャネルの出力利得、すなわち $|H(j,k)|^2$ に依拠していることを示している。全使用可能な送信チャネルに等しい受信出力を得るためには、各チャネルの変調シンボルが重み $W(j,k)$ によって送信機において重み付けされることが可能であり、以下のように表すことができる。

40

【 数 3 】

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

【 0 0 3 3 】

ここで c は、全送信チャネルの受信出力が受信機においてほぼ等しくなるように選択され

50

た係数である。式(3)に示されるように、各送信チャネルの重みはチャネルの利得に反比例する。送信チャネル(j, k)の重み付け送信出力は以下のように表すことができる。

【数4】

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

10

【0034】

ここでbは、全送信出力を使用可能な送信チャネルに分配するために使用される「正規化」係数である。この正規化係数bは以下のように表すことができる。

【数5】

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

20

【0035】

ここで $c^2 = b$ である。式(5)に示されるように、正規化係数bは全使用可能な送信チャネルの相互出力利得の合計として計算される。

【0036】

W(j, k)による送信チャネルごとの変調シンボルの重み付けは送信チャネルを効果的に「反転」させる。このチャネル反転は、式(4)に示されるように、チャネルの出力利得に反比例する送信チャネルごとの送信出力量をもたらし、受信機において特定の受信出力を提供する。従って、全使用可能な送信出力は、そのチャネル利得に基づいて全使用可能な送信チャネルに効果的に(不均一に)分配され、全送信チャネルはほぼ等しい受信出力を有し、以下のように表すことができる：

30

【数6】

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

【0037】

雑音分散が全送信チャネルにおいて同じである場合、等しい受信出力によって、全チャネルの変調シンボルが単一の共通の符号化/変調スキームに基づいて生成されることが可能になり、このことは符号化/変調プロセスを大いに簡略化する。

40

【0038】

全使用可能な送信チャネルがそのチャネル利得に関係なくデータ送信に使用されると、不良送信チャネルに全送信出力の多くが割り当てられてしまう。事実、全送信チャネルに同じ受信出力を得るためには、送信チャネルが不良になるほど、より多くの送信出力がこのチャネルに割り当てられてしまう。一つ以上の送信チャネルが過度に不良になると、これらのチャネルに必要な送信出力量は良好なチャネルから出力を奪う(または枯渇させる)ことになり、システムスループット全体を大きく低下させることになる。

【0039】

(チャネル利得に基づく選択チャネル反転)

一態様において、チャネル反転は選択的に適用され、受信出力が全受信出力に対して特定

50

の閾値 以上である送信チャネルのみがデータ送信のために選択される。受信出力がこの閾値以下である送信チャネルは除去される（すなわち使用されない）。選択送信チャネルごとに、変調シンボルが送信機において重み付けされ、全選択送信チャネルがほぼ同じ出力レベルで受信される。閾値はスループットを最大化するために選択されてもよく、または他の基準に基づいていてもよい。選択チャネル反転スキームは、送信チャネルごとの個々の符号化に一般的に関連している高性能を提供しつつ、全送信チャネルに共通の符号化／変調スキームを使用することに固有の簡略さの多くを保持している。

【 0 0 4 0 】

まず、平均出力利得 L_{ave} が全使用可能な送信チャネルについて計算され、以下のように表すことができる。

10

【数 7】

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

【 0 0 4 1 】

各選択送信チャネルの変調シンボルが重み

\tilde{w}

20

(j , k) によって送信機において重み付けされ、以下のように表すことができる。

【数 8】

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

【 0 0 4 2 】

各選択送信チャネルの重みはそのチャネルの利得に反比例し、全選択送信チャネルがほぼ等しい出力で受信されるように決定される。各送信チャネルの重み付け送信出力は以下のように表すことができる。

30

【数 9】

$$P_{tx}(j,k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b} P_{tx}}{|H(j,k)|^2} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{上記以外の場合} \end{cases} \quad \text{式 (9)}$$

40

【 0 0 4 3 】

ここで α は閾値であり、

【数 10】

\tilde{b}

【 0 0 4 4 】

は全送信出力を選択送信チャネルに分配するために使用される正規化係数である。式 (9) に示されるように、送信チャネルは、その出力利得が出力利得閾値（すなわち $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}$ ）以上の場合の使用のために選択される。正規化係数

50

【数 1 1】

 \tilde{b}

【0 0 4 5】

は選択送信チャネルのみに基づいて計算され、以下のように表すことができる。

【数 1 2】

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

10

【0 0 4 6】

式(7)～(10)は全送信出力をその出力利得に基づいて選択送信チャネルに効果的に分配するため、全選択送信チャネルはほぼ等しい受信出力を有することになり、以下のように表すことができる。

【数 1 3】

$$P_{rx}(j,k) = \begin{cases} \tilde{b} P_{tx} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{上記以外の場合} \end{cases} \quad \text{式 (11)}$$

20

【0 0 4 7】

(チャネル S N R に基づく選択チャネル反転)

多数の通信システムにおいて、受信システムにおける既知の数量はチャネル利得(すなわちパス損失)ではなく送信チャネルの受信 S N R である。このようなシステムにおいて、選択チャネル反転技術は容易に修正されて、チャネル利得ではなく受信 S N R に基づいて動作することができる。

30

【0 0 4 8】

等しい送信出力が全使用可能な送信チャネルに使用され、かつ雑音分散²が全チャネルに一定の場合、送信チャネル(j, k)の受信 S N R、 $\gamma(j, k)$ は以下のように表すことができる。

【数 1 4】

$$\gamma(j,k) = \frac{P_{rx}(j,k)}{\sigma^2} = \frac{P_{tx}}{\sigma^2 N_T N_F} |H(j,k)|^2 \quad \text{式 (12)}$$

40

【0 0 4 9】

使用可能な送信チャネルごとの平均受信 S N R、 γ_{ave} は以下のように表すことができる。

【数 1 5】

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

【0 0 5 0】

50

ここではまた、使用可能な送信チャネルには等しい送信出力であるとする。全使用可能な送信チャネルの受信 S N R、 γ_{total} は以下のように表すことができる。

【数 1 6】

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

【0 0 5 1】

全受信 S N R、 γ_{total} は、全使用可能な送信チャネルに等しく分配されている全送信出力に基づいている。 10

【0 0 5 2】

全送信出力を選択送信チャネルに分配するために使用される正規化係数 β は以下のように表すことができる。

【数 1 7】

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

20

【0 0 5 3】

式 (15) に示されるように、正規化係数 β は全選択送信チャネルの S N R に基づき、かつその逆数の合計として計算される。

【0 0 5 4】

全選択送信チャネルに同じ受信 S N R を得るためには、選択送信チャネル (j, k) ごとくの変調シンボルがチャネルの S N R に関する重みによって重み付けされ、以下のように表すことができる。

【数 1 8】

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

30

【0 0 5 5】

ここで

【数 1 9】

$$\tilde{c}^2 = \beta$$

40

【0 0 5 6】

である。また送信チャネルごとの重み付け送信出力は以下のように表すことができる。

【数 2 0】

$$P_{tx}(j,k) = \begin{cases} \frac{\beta P_{tx}}{\gamma(j,k)} & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{上記以外の場合} \end{cases} \quad \text{式 (17)}$$

50

【 0 0 5 7 】

式 (1 7) に示されるように、受信 S N R が S N R 閾値 (すなわち、 (j , k)
a v e) 以上の送信チャネルのみが使用するために選択される。

【 0 0 5 8 】

全送信出力が全選択送信チャネルに分配されて、受信 S N R が全選択チャネルにほぼ同じである場合、送信チャネルごとの、これに伴う受信 S N R は以下のように表される。

【 数 2 1 】

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \frac{\beta \gamma_{total}}{\gamma_{ave}} & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{上記以外の場合} \end{cases} \quad \text{式(18)} \quad 10$$

【 0 0 5 9 】

式 (1 3) の a v e と式 (1 4) の t o t a l を式 (1 8) に代入すると、以下の式が得られる。

【 数 2 2 】

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \beta N_T N_F & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{上記以外の場合} \end{cases} \quad 20$$

【 0 0 6 0 】

(送信チャネルの分割されたグループに対するチャネル反転)

上記の説明において、チャネル反転は全使用可能な送信チャネルに、または (特定の閾値に基づいて選択された) 使用可能な送信チャネルのサブセットに選択的に適用される。そしてこれによって、共通の符号化 / 変調スキームが、データ送信に使用される全送信チャネルに対して使用されることになる。

【 0 0 6 1 】

選択チャネル反転はまた送信チャネルのグループに個々にかつ独立して適用されてもよい。この場合、通信システムにおける使用可能な送信チャネルはまず多数のグループに分割される。任意の数のグループが形成され、各グループは任意の数のチャネルを含んでいてもよい (すなわち、各グループのチャネルは同数である必要はない) 。

【 0 0 6 2 】

特定量の送信出力はまた、種々のシステムの制約および考慮に基づいてグループごとに使用可能である。完全なチャネル反転技術について、各グループの使用可能な送信出力はグループの全送信チャネルに割り当てられるため、これらのチャネルの受信信号品質はほぼ等しい (すなわち同じ受信 S N R) 。また選択チャネル反転技術については、各グループの使用可能な送信チャネルの全部またはサブセットが、例えばそのグループに対して決定された特定の閾値に基づいて、使用するために選択される。そして各グループの使用可能な送信出力はグループの選択送信チャネルに割り当てられるため、チャネルの受信信号品質はほぼ等しい。

【 0 0 6 3 】

種々の、さらなる柔軟性が、送信チャネルのグループごとに別個にデータを処理することによって提供される。例えば、完全または選択チャネル反転は、チャネルのグループごとに別個に適用されてよい。また選択チャネル反転が適用されるグループについては、一つの閾値が全グループに使用されても、各グループに別個の閾値が割り当てられても、あるいは別個の閾値を割り当てられるグループがある一方で、同一の閾値を共有するグループがあってもよい。異なる符号化 / 変調スキームがまたグループごとに使用されてもよく、

10

20

30

40

50

これはグループ内の送信チャネルによって得られる受信 S N R に基づいて選択されてもよい。

【 0 0 6 4 】

O F D M を利用する M I M O システムについては、M I M O 構築は複数の (N_s 個の) 送信チャネルを空間ドメインに作成し、O F D M 構築は複数の (N_f 個の) 送信チャネルを周波数ドメインに作成する。そしてデータ送信に使用可能な送信チャネルの全数は $N = N_s \cdot N_f$ である。N 個の送信チャネルは種々の方法で多数のグループに分割される。

【 0 0 6 5 】

一実施形態において、送信チャネルは送信アンテナごとに分割される。空間サブチャネル数が送信アンテナ数に等しい場合 (すなわち $N_T = N_s$)、完全または選択チャネル反転が N_T 個の送信アンテナの各々に別個に適用されてもよい。一実施形態において、選択チャネル反転はグループごとに使用され、 N_T 個の送信アンテナに対応する N_T 個のグループは N_T 個のそれぞれの閾値に関連してもよい (各グループまたは送信アンテナにつき一個の閾値である)。そして選択チャネル反転は、適切な受信 S N R を有する各送信アンテナに関連する送信チャネル (または周波数サブチャネル) のサブセットを決定し、これは、周波数サブチャネルごとの受信 S N R と送信アンテナの閾値とを比較することによって得られる。そして、各送信アンテナの使用可能な全送信出力が送信アンテナの選択周波数サブチャネルに割り当てられるため、これらの周波数サブチャネルの受信 S N R はほぼ同じである。

【 0 0 6 6 】

別の実施形態において、使用可能な送信チャネルが周波数サブチャネルごとに分割される。この実施形態において、完全または選択チャネル反転は N_f 個の周波数サブチャネルの各々に別個に適用されてもよい。選択チャネル反転が使用されると、各グループの空間サブチャネルは、周波数サブチャネルに対応するグループの閾値に基づいて、データ送信のために選択されてもよい。

【 0 0 6 7 】

使用可能な送信チャネルのグループ分割によって、グループごと (例えば送信アンテナごと、または周波数サブチャネルごと) の最適化が可能になり、特定の符号化 / 変調スキームを各グループの全選択送信チャネルに使用することができる。例えば、一つ以上の送信アンテナがデータ送信を予定している各端末に割り当てられてもよい。割り当てられた送信アンテナに関連する送信チャネルがグループに置かれ、また選択チャネル反転がこのグループの送信チャネルに対して実行されてもよい。また、単一の符号化 / 変調スキームをこの端末へのデータ送信に使用することができる。

【 0 0 6 8 】

等しい送信出力がグループ j の全使用可能な送信チャネルに使用され、かつ雑音分散 σ^2 が全チャネルに一定である場合、グループ j の送信チャネル k の受信 S N R、 $\gamma_j(k)$ は以下のように表すことができる。

【 数 2 3 】

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

【 0 0 6 9 】

ここで、

$P_{rx,j}(k)$ はグループ j 送信チャネル k の受信出力であり、

$P_{tx,j}$ はグループ j の全使用可能な送信出力であり、

$H_j(k)$ はグループ j の送信チャネル k に対する、送信機から受信機への有効チャネル利得であり、

10

20

30

40

50

N_j はグループ j の送信チャネル数である。グループ j は特定の送信アンテナ j に対応し、この場合 $N_j = N_F$ である。

グループ j の使用可能な送信チャネルごとの平均受信 SNR 、 $\gamma_{ave,j}$ は以下のように表すことができる。

【数 2 4】

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

10

【0070】

式 (20) はグループ j の N_j 個の使用可能な送信チャネルには等しい送信出力とする。グループ j の全使用可能な送信チャネルの受信 SNR 、 $\gamma_{total,j}$ は以下のように表すことができる。

【数 2 5】

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

20

【0071】

ここで

【数 2 6】

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

【0072】

である。グループ j ごとの全受信 SNR 、 $\gamma_{total,j}$ は、グループの全使用可能な送信チャネルに等しく分配される、グループ j ごとの全送信出力 $P_{tx,j}$ に基づいている。

【0073】

グループ j の選択送信チャネルに全送信出力 $P_{tx,j}$ を分配するために使用される正規化係数 β_j は以下のように表すことができる。

【数 2 7】

$$\beta_j = \frac{1}{\sum_{\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}} \gamma_j(k)^{-1}} \quad \text{式 (23)}$$

40

【0074】

式 (23) に示されるように、正規化係数 β_j は、グループ j の全選択送信チャネルの SNR に基づいて計算され、チャネルはグループに対して決定される閾値 $\alpha_j \gamma_{ave,j}$ に基づいている。

【0075】

グループ内の全選択送信チャネルに同じ受信 SNR を得るためには、選択送信チャネルごとの変調シンボルが、チャネルの SNR に関する重みによって重み付けされ、以下のように

50

に表すことができる。

【数 2 8】

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

【0 0 7 6】

ここで、

【数 2 9】

$$\tilde{c}_j^2 = \beta_j$$

【0 0 7 7】

である。送信チャネルごとの重み付け送信出力は以下のように表すことができる。

【数 3 0】

$$P_{ix,j}(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j P_{ix,j}}{\gamma_j(k)} & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0 & , \text{上記以外の場合} \end{cases} \quad \text{式 (25)}$$

【0 0 7 8】

式 (25) に示されるように、受信 S N R が S N R 閾値 (すなわち、 $\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}$) 以上の送信チャネルのみが、使用するために選択される。

【0 0 7 9】

全送信出力がグループ内の全選択送信チャネルに分配されて、受信 S N R が全選択チャネルにほぼ同じである場合、送信チャネルごとの、これに伴う受信 S N R は以下のように表すことができる。

【数 3 1】

$$\tilde{\gamma}_j(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j \gamma_{total,j}}{\gamma_{ave,j}} = \beta_j N_j & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0 & , \text{上記以外の場合} \end{cases} \quad \text{式 (26)}$$

【0 0 8 0】

上記のプロセスは送信チャネルのグループごとに反復されてもよい。各グループは、グループに所望の性能を提供するために導き出される異なる閾値 $\alpha_j \gamma_{ave,j}$ と関連している。送信出力をグループごと (例えば送信アンテナごと) に割り当てる能力はより一層の柔軟性を提供することができ、さらに性能を改良することができる。

【0 0 8 1】

図 2 は、本発明の一実施形態に従った、選択チャネル反転に基づいて各選択送信チャネルに割り当てられる送信出力量を決定するためのプロセス 200 のフロー図である。プロセス 200 は、全使用可能な送信チャネルが考慮されとする (すなわち通信システムにつき一つのグループの送信チャネル)。プロセス 200 は、チャネル利得 $H(j, k)$ 、受

10

20

30

40

50

信 SNR 、 (j, k) 、または他の特徴が送信チャネルに使用可能である場合に使用される。明確には、プロセス 200 は、チャネル利得が使用可能である場合について以下に説明され、受信 SNR が使用可能である場合についてはかっこ内に示す。

【0082】

まず、全使用可能な送信チャネルのチャネル利得 $H(j, k)$ [または受信 SNR 、 (j, k)] が、ステップ 212 で検索される。データ送信のための送信チャネルを選択するために使用される出力利得閾値 L_{ave} [または SNR 閾値、 a_{ve}] もまたステップ 214 で決定される。閾値は、以下により詳細に説明されるように計算される。

【0083】

各使用可能な送信チャネルは評価されて使用可能になる。(まだ評価されていない) 使用可能な送信チャネルがステップ 216 で評価のために識別される。識別された送信チャネルについては、チャネルの出力利得 [または受信 SNR] が出力利得閾値 (すなわち $|H(j, k)|^2 \geq L_{ave}$) [または SNR 閾値 (すなわち $(j, k) \geq a_{ve}$)] 以上であるか否かがステップ 218 で判断される。識別された送信チャネルが基準を満たすと、ステップ 220 で、使用するために選択される。反対に、送信チャネルが基準を満たしていないと、除去されて、データ送信には使用されない。

【0084】

そして、全使用可能な送信チャネルが評価されたか否かが、ステップ 222 で判断される。評価されていない場合、プロセスはステップ 216 に戻り、別の使用可能な送信チャネルが評価のために識別される。そうでない場合、プロセスはステップ 224 に進む。

【0085】

ステップ 224 において、選択送信チャネルに全送信出力を分配するために使用される正規化係数

【数 3 2】

$$\tilde{b}$$

【0086】

[または \tilde{b}] が、選択チャネルのチャネル利得 [または受信 SNR] に基づいて決定される。これは、式 (10) [または式 (15)] に示されるように得られる。次に、ステップ 226 で、重み

【数 3 3】

$$\tilde{W}(j, k)$$

【0087】

が、正規化係数およびチャネル利得 [または SNR] に基づいて選択送信チャネルごとに計算される。重みは式 (8) [または式 (16)] に示されるように計算される。選択送信チャネルごとの重み付け送信出力は式 (9) [または式 (17)] に示されるようになる。そしてプロセスは終了する。

【0088】

上記の説明において、各グループの全使用可能な送信出力が、そのそれぞれの重みに基づいて、グループの選択送信チャネルに (不均一に) 割り当てられるため、これらのチャネルの受信 SNR はほぼ同じである。(送信チャネルのグループは一つだけでもよい。) 他の実施形態において、全使用可能な送信出力は選択送信チャネルに等しく割り当てられてもよく、この場合、選択送信チャネルの重みは等しい。これは、例えば、グループの共通の符号化 / 変調スキームが、グループの選択送信チャネルの平均 SNR に基づいて選択されると得られる。所望のレベルの性能は、例えばデータを、グループの全選択送信チャネ

ルにおいて、または他の処理スキームを介してインタリーブすることによって得ることができる。

【0089】

(閾値選択)

データ送信のための送信チャネルを選択するために使用される閾値 は種々の基準に基づいて設定されてよい。一実施形態において、閾値が設定されてスループットを最適化する。

【0090】

まず、セットポイント (すなわち $Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$) のベクトルと、コードレート (すなわち $R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$) のベクトルが定義される。コードレートは符号化 / 変調スキームの効果を含んでおり、変調シンボルあたりの情報ビット数を表している。各ベクトルは使用可能なコードレート数に対応する N_z 個の要素を含んでおり、それらはシステムにおいて使用可能である。あるいはまた、 N_z 個のセットポイントはシステムによってサポートされる動作ポイントに基づいて定義されてもよい。各セットポイントは、特定のレベルの性能を得るのに必要な特定の受信 SNR に対応している。セットポイントは一般的に送信ビットレート (すなわち、変調シンボルあたりの情報ビット数) に依拠しており、それはさらに、データ送信に使用されるコードレートおよび変調スキームに依拠している。上記のとおり、共通の変調スキームが全選択送信チャネルに使用される。この場合、送信ビットレート、従ってセットポイントはコードレートに直接関連している。

【0091】

各コードレート r_n (ここで $1 \leq n \leq N_z$ である) はそれぞれのセットポイント z_n に関連しており、それは、所望のレベルの性能のコードレートで動作するのに必要な最小受信 SNR である。必要なセットポイント z_n は当業界において既知であるように、コンピュータシミュレーション、数学的導出、および / または経験的測定に基づいて決定される。二つのベクトル R および Z の要素はまた、 $\{z_1 > z_2 > \dots > z_{N_z}\}$ および $\{r_1 > r_2 > \dots > r_{N_z}\}$ (ここで z_1 は最大セットポイントであり、 r_1 は最高のサポートコードレートである) となるように配列されてもよい。

【0092】

全使用可能な送信チャネルのチャネル利得を使用して出力利得を計算し、これは出力利得の大きい順にリスト H () にランク付けされて配置される (ここで $1 \leq N_T N_F$ であり、 $H(1) = \max \{ |H(j, k)|^2 \}$, \dots および $H(N_T N_F) = \min \{ |H(j, k)|^2 \}$ となる)。

【0093】

見込み正規化係数のシーケンス

【数34】

$$\tilde{b}(\lambda)$$

【0094】

もまた以下のように定義することができる。

【数35】

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

【0095】

シーケンス

【数 3 6】

$$\tilde{b}(\lambda)$$

【0 0 9 6】

の各要素は、個の最良送信チャネルが使用するために選択される場合、正規化係数として使用されてもよい。

【0 0 9 7】

コードレート r_n (ここで $1 \leq n \leq N_z$ である) ごとに、 $\lambda_{n, \max}$ の最大値が、個の最良送信チャネルの各々の受信 SNR がコードレート r_n と関連するセットポイント z_n 以上となるように決定される。この条件は以下のように表すことができる。

【数 3 7】

$$\frac{\tilde{b}(\lambda)P_{tx}}{\sigma^2} \geq z_n \quad \text{式 (28)}$$

【0 0 9 8】

ここで σ^2 は単一の送信チャネルの受信雑音出力である。 $\lambda_{n, \max}$ の最大値が、1 で始まり、式 (28) がもはや有効でなくなると終了する λ の各見込み値を評価することによって識別される。 λ の値ごとに、個の最良送信チャネルの取得可能な SNR が、式 (28) の左の項に示されるように決定される。この取得可能な SNR はコードレート r_n に必要な SNR、 z_n に対して計算される。

【0 0 9 9】

従って、全送信出力が個の全チャネルに (不均一に) 分配されると、コードレート r_n ごとに、 $(\lambda = 1, 2, \dots, \lambda_{n, \max})$ の各値が評価されて、個の最良送信チャネルの各々の受信 SNR が関連セットポイント z_n を得ることができるか否かを判断する。この条件を満たす $\lambda_{n, \max}$ の最大値は、必要なセットポイント z_n を取得しつつ、コードレート r_n に対して選択される送信チャネルの最大数である。

【0 1 0 0】

コードレート r_n と関連する閾値 α_n は以下のように表すことができる。

【数 3 8】

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

【0 1 0 1】

閾値 α_n は、セットポイント z_n を必要とするコードレート r_n のスループットを最適化する。共通のコードレートが全選択送信チャネルに使用されるため、最大の取得可能なスループット T_n がチャネルごとのスループットとして、選択チャネル $\lambda_{n, \max}$ の数の回数だけ計算される。セットポイント z_n の最大の取得可能なスループット T_n は以下のように表すことができる。

【数 3 9】

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

【 0 1 0 2 】

ここで T_n の単位は変調シンボルあたりの情報ビットである。

【 0 1 0 3 】

セットポイントのベクトルの最適スループットは以下の式によって与えられる。

【 数 4 0 】

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

【 0 1 0 4 】

コードレートが増大すると、より多くの情報ビットが変調シンボルごとに送信される。しかしながら、必要な SNR もまた増大し、これは、所与の雑音分散²の選択送信チャネルごとにより多くの送信出力を必要とする。全送信出力は限られているので、より高い必要 SNR を得ることができる送信チャネルは少ない。従って、ベクトル R のコードレートごとの最大の取得可能なスループットが計算されて、最大スループットを提供する特定のコードレートが、評価されている特定のチャネル条件の最適コードレートとみなされる。最適閾値 θ_{opt} は、 T_{opt} となる特定のコードレート r_n に対応する閾値 θ_n に等しい。

【 0 1 0 5 】

上記の説明において、最適閾値 θ_{opt} は全送信チャネルのチャネル利得に基づいて決定される。チャネル利得ではなく受信 SNR が使用可能である場合、受信 SNR は SNR が大きい順にリスト () にランク付けされて配置される (ここで $1 \leq n \leq N_T N_F$ であり、リストの最初の要素、 $(1) = \max \{ \gamma(j, k) \}$ 、 \dots 、およびリストの最後の要素、 $(N_T N_R) = \min \{ \gamma(j, k) \}$ となる)。シーケンス () は以下のように決定される。

【 数 4 1 】

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

【 0 1 0 6 】

コードレート r_n (ここで $1 \leq n \leq N_Z$ である) ごとに、 γ_n, \max の最大値が決定され、個の選択送信チャネルの各々の受信 SNR は関連セットポイント z_n 以上となる。この条件は以下のように表すことができる。

【 数 4 2 】

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

【 0 1 0 7 】

γ_n, \max の最大値がコードレート r_n ごとに決定されると、このコードレートに関連する閾値 θ_n が以下のように決定される。

【 数 4 3 】

10

20

30

40

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

【 0 1 0 8 】

最適閾値 γ_{opt} および最適スループット T_{opt} もまた上記のように決定される。

【 0 1 0 9 】

上記の説明について、閾値が選択されて、使用可能な送信チャネルのスループットを最適化する。閾値はまた選択されて、他の性能基準やメトリクスを最適化してもよく、これは本発明の範囲内である。 10

【 0 1 1 0 】

図 3 は、本発明の一実施形態に従った、データ送信のための送信チャネルを選択するために使用される閾値を決定するためのプロセス 240 のフロー図である。プロセス 240 は、チャネル利得、受信 S N R、あるいは他の特徴が送信チャネルに使用可能である場合に使用される。明確には、プロセス 240 はチャネル利得が使用可能である場合について以下に説明し、受信 S N R が使用可能である場合についてはかっこ内に示す。

【 0 1 1 1 】

まず、ステップ 250 で、セットポイント ($Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$) のベクトルが定義され、関連セットポイントをサポートするコードレート ($R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$) のベクトルが決定される。ステップ 252 で、全使用可能送信チャネルのチャネル利得 $H(j, k)$ [または受信 S N R、 (j, k)] が検索されて、最良から最悪のものにいたるまでランク付けされる。ステップ 254 で、見込み正規化係数のシーケンス 20

【 数 4 4 】

$$\tilde{b}(\lambda)$$

【 0 1 1 2 】

[または (j, k)] が、式 (27) に示されるチャネル利得に基づいて [または式 (32) に示される受信 S N R に基づいて] 決定される。 30

【 0 1 1 3 】

そして各使用可能なコードレートはループを介して評価される。ループの第一のステップにておいて、(まだ評価されていない) コードレート r_n が、ステップ 256 で評価のために識別される。ループを介した第一のパスについては、識別されたコードレートはベクトル R の第一のコードレート r_1 である。識別されたコードレート r_n については、ステップ 258 で、 $\gamma_{n, \max}$ の最大値が決定されて、 n 個の最良送信チャネルの各々の受信 S N R は評価されているコードレート r_n と関連するセットポイント z_n 以上である。これは、式 (28) [または式 (33)] に示される条件を計算し満たすことによって 40 実行される。ステップ 260 で、セットポイント z_n に関連する閾値 γ_n は式 (29) [または式 (34)] に示されるチャネル $\gamma_{n, \max}$ のチャネル利得 [または受信 S N R] に基づいて決定される。ステップ 262 で、セットポイント z_n の最大の取得可能なスループット T_n もまた式 (30) に示されるように決定される。

【 0 1 1 4 】

次いで、ステップ 264 で、 N_z 個のコードレートの全部が評価されたか否かが判断される。評価されていない場合、プロセスはステップ 256 に戻り、別のコードレートが評価のために識別される。そうでない場合、ステップ 266 で、最適スループット T_{opt} と最適閾値 γ_{opt} が式 (31) に示されるように決定される。そしてプロセスは終了する。

【 0 1 1 5 】

上記の説明において、選択チャネル反転は全チャネルに対して実行されるので、通信システムにおける全使用可能な送信チャネルに対して一つの閾値が決定される。送信チャネルが多数のグループに分割される実施形態において、グループごとに一つの閾値が決定されて使用されてもよい。グループごとの閾値は、グループに含まれる送信チャネルのスループットを最適化するなどの、種々の基準に基づいて設定されてよい。

【 0 1 1 6 】

グループごとの閾値を決定するために、上記の導出が使用されてよい。しかしながら、グループごとのリスト H_j () [または γ_j ()] は、グループに含まれる送信チャネルの出力利得 [または受信 S N R] を含んでいるにすぎない。また、シーケンス

10

【 数 4 5 】

$$\tilde{b}_j(\lambda)$$

【 0 1 1 7 】

[または γ_j ()] は、グループの送信チャネルのチャネル利得 [または受信 S N R] に基づいて定義される見込み正規化係数を含んでいる。グループ j のコードレート r_n と関連する閾値 $\gamma_{j,n}$ は以下のように表すことができる。

【 数 4 6 】

20

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

【 0 1 1 8 】

グループ j の最適閾値 $\gamma_{opt,j}$ は、グループ j の最適スループット $T_{opt,j}$ となる特定コードレート r_n に対応する閾値 $\gamma_{j,n}$ に等しい。

【 0 1 1 9 】

各グループの送信チャネルはそれぞれの閾値に関連している。あるいはまた、多数のグループが同一の閾値を共有していてもよい。これは、例えば同一の符号化 / 変調スキームが多数の送信アンテナに対して使用され、かつ使用可能な送信出力がこれらの送信アンテナ間で共有される場合に望ましい。

30

【 0 1 2 0 】

上記の説明において、閾値は、選択送信チャネルへの全使用可能な送信出力の (不均一な) 分配に基づいて導き出され、これらのチャネルに同じ受信 S N R を得る。他の実施形態において、閾値は、他の条件および / またはメトリクスに基づいて導き出されてもよい。例えば、閾値は、選択送信チャネルへの全使用可能な送信出力の等しい割当 (すなわち、選択送信チャネルの等しい重み) に基づいて導き出される。この場合、閾値を選択して、この等しい送信出力割当に基づいて得られるスループットを最適化することができる。別の例として、閾値は単に特定の (固定の) 目標 S N R であってもよい。

40

【 0 1 2 1 】

(マルチチャネル通信システム)

図 4 は、本発明の種々の態様および実施形態を実現することができる M I M O 通信システム 300 の図である。システム 300 は、第二のシステム 350 (例えば端末 106) と連通している第一のシステム 310 (例えば図 1 の基地局 104) を含んでいる。システム 300 を操作して、アンテナ、周波数、および時間ダイバーシティの組み合わせを用いて、スペクトル効率を増大させ、性能を向上させ、柔軟性を高めることができる。

【 0 1 2 2 】

システム 310 において、データソース 312 はデータ (すなわち情報ビット) を送信 (

50

TX) データプロセッサ 314 に提供し、プロセッサ 314 は (1) 特定の符号化スキームに従ってデータを符号化し、(2) 特定のインタリーブスキームに基づいて符号化データをインタリーブ (すなわち再配列) し、(3) インタリーブされたビットを、データ送信のために選択された一つ以上の送信チャネルの変調シンボルにマッピングし、選択送信チャネルごとに変調シンボルを重み付けする。符号化はデータ送信の信頼性を高める。インタリーブは符号化ビットに時間ダイバーシティを提供し、データが選択送信チャネルの平均 SNR に基づいて送信されることを可能にし、フェージングをコンバットし、そして各変調シンボルを形成するために使用される符号化ビット間の相関をさらに除去する。インタリーブはさらに、符号化ビットが複数の周波数サブチャネルで送信される場合に周波数ダイバーシティを提供する。重み付けは、選択送信チャネルごとの送信出力を効果的にコントロールし、受信システムにおいて所望の SNR を得る。一態様において、符号化、シンボルマッピング、および重み付けは、コントローラ 334 によって提供されるコントロール信号に基づいて実行される。

10

【0123】

TX チャンネルプロセッサ 320 は TX データプロセッサ 314 から重み付け変調シンボルを受信して逆多重化し、選択送信チャネルごとに重み付け変調シンボルのストリームを提供する (タイムスロットあたり一つの重み付け変調シンボル)。TX チャンネルプロセッサ 320 はさらに、完全 CSI が使用可能である場合、選択送信チャネルの重み付け変調シンボルを事前調整することができる。

【0124】

OFDM が用いられていない場合、TX チャンネルプロセッサ 320 は、データ送信に使用されるアンテナごとに重み付け変調シンボルのストリームを提供する。また OFDM が用いられると、TX チャンネルプロセッサ 320 はデータ送信に使用されるアンテナごとに重み付け変調シンボルベクトルのストリームを提供する。また完全 CSI 処理が実行されると、TX チャンネルプロセッサ 320 は事前調整された変調シンボル、または事前調整された変調シンボルベクトルのストリームを、データ送信に使用されるアンテナごとに提供する。各ストリームはそれぞれの変調器 (MOD) 322 によって受信および変調され、関連アンテナ 324 を介して送信される。

20

【0125】

受信システム 350 において、多数の受信アンテナ 352 が送信された信号を受信し、受信した信号をそれぞれの復調器 (DEMOD) 354 に提供する。各復調器 354 は変調器 322 で実行された処理に相補的な処理を実行する。全復調器 354 からの変調シンボルは受信 (RX) チャンネル / データプロセッサ 356 に提供されて処理され、送信されたデータストリームを回復する。RX チャンネル / データプロセッサ 356 は、TX データプロセッサ 314 と TX チャンネルプロセッサ 320 によって実行される処理に相補的な処理を実行し、復号されたデータをデータシンク 360 に提供する。受信システム 350 による処理を以下により詳細に説明する。

30

【0126】

(MIMO 送信システム)

図 5 は、本発明の一実施形態に従った、データ処理可能な MIMO 送信システム 310a のブロック図である。送信システム 310a は、図 4 のシステム 310 の送信部分の一実施形態である。システム 310a は、(1) 情報ビットを受信および処理し、重み付け変調シンボルを提供する TX データプロセッサ 314a と、(2) 選択送信チャネルの変調シンボルを逆多重化する TX チャンネルプロセッサ 320a とを含んでいる。

40

【0127】

図 5 に示される実施形態において、TX データプロセッサ 314a は符号器 412 と、チャネルインタリーバ 414 と、パンクチャ器 416 と、シンボルマッピング要素 418 と、シンボル重み付け要素 420 とを含んでいる。符号器 412 は、特定の符号化スキームに従って、送信される全情報ビットを受信して、受信したビットを符号化し、符号化ビットを提供する。チャネルインタリーバ 414 は特定のインタリーブスキームに基づい

50

て符号化ビットをインタリーブして、ダイバーシティを提供する。パンクチャ器 4 1 6 はゼロ、またはインタリーブされた符号化ビットの多くをパンクチャ（すなわち除去）して、所望の数の符号化ビットを提供する。シンボルマッピング要素 4 1 8 はパンクチャされていないビットを選択送信チャネルの変調シンボルにマッピングする。またシンボル重み付け要素 4 2 0 は選択送信チャネルごとに変調シンボルを重み付けし、重み付け変調シンボルを提供する。選択送信チャネルごとに使用される重みは、上記のように、チャネルの取得した S N R に基づいて決定されてよい。

【 0 1 2 8 】

パイロットデータ（すなわち既知のパターンのデータ）はまた、処理された情報ビットによって符号化および多重化されてもよい。処理されたパイロットデータは、選択送信チャネルのサブセットまたは全部において、あるいは使用可能な送信チャネルのサブセットまたは全部において、（例えば時分割多重（T D M）方式によって）送信されてもよい。パイロットデータは、以下のように、受信機において使用されてチャネル推定を実行する。

10

【 0 1 2 9 】

図 5 に示されるように、データの符号化、インタリーブ、およびパンクチャは一つ以上の符号化コントロール信号に基づいて実行され、これは使用する特定の符号化、インタリーブ、およびパンクチャスキームを識別する。シンボルマッピングは、使用する特定の変調スキームを識別する変調コントロール信号に基づいて実行される。またシンボル重み付けは、選択送信チャネルに提供される重みに基づいて実行される。

【 0 1 3 0 】

一つの符号化 / 変調スキームにおいて、符号化は、固定のベースコードを使用して、パンクチャを調整し、選択送信チャネルの S N R によってサポートされるような所望のコードレートを得ることによって実行される。ベースコードはターボコード、畳込みコード、連接符号、または他のコードであってもよい。ベースコードはまた、特定のレート（例えば、コードの 1 / 3 のレート）であってもよい。このスキームについては、パンクチャは、チャネルがインタリーブして、選択送信チャネルの所望のコードレートを得た後に実行される。

20

【 0 1 3 1 】

シンボルマッピング要素 4 1 6 は、パンクチャされていないビットの組をグルーピングして非バイナリシンボルを形成し、各非バイナリシンボルを、選択送信チャネルの使用のために選択された変調スキームに対応する信号コンステレーションのポイントにマッピングするように設計されてもよい。変調スキームは Q P S K、M - P S K、M - Q A M、または他のスキームであってもよい。各マッピングされた信号ポイントは変調シンボルに対応している。

30

【 0 1 3 2 】

送信システム 3 1 0 a での符号化、インタリーブ、パンクチャ、およびシンボルマッピングは多数のスキームに基づいて実行されることが可能である。一つの特定のスキームが、前述の特許文献 1 に説明されている。

【 0 1 3 3 】

特定レベルの性能（例えば一つのパーセントパケットエラー率または P E R）の変調シンボルごとに送信されてもよい情報ビット数は受信 S N R に依拠している。従って、選択送信チャネルの符号化 / 変調スキームはチャネルの特徴（例えば、チャネル利得、受信 S N R、または他の情報）に基づいて決定される。チャネルインタリーブはまた符号化コントロール信号に基づいて調整される。

40

【 0 1 3 4 】

表 1 は多数の受信 S N R 範囲に使用されてもよい符号化レートおよび変調スキームの種々の組み合わせを挙げている。送信チャネルごとのサポートビットレートは、符号化 / 変調スキームの多数の可能な組み合わせのいずれか一つを使用することによって得られる。例えば、変調シンボルあたりの一つの情報ビットは、（ 1 ） 1 / 2 の符号化レートおよび Q P S K 変調、（ 2 ） 1 / 3 の符号化レートおよび 8 - P S K 変調、（ 3 ） 1 / 4 の符号化

50

レートおよび 16 - QAM、または他の符号化レートおよび変調スキームの組み合わせを使用することによって得られる。表 1 において、QPSK、16 - QAM、および 64 - QAM は挙げられている SNR 範囲に使用される。8 - PSK、32 - QAM、128 - QAM などの他の変調スキームもまた使用されてよく、本発明の範囲内である。

【表 1】

表1

受信SNR範囲	情報ビット/ シンボルの数	変調シンボル	符号化ビット/ シンボルの数	符号化レート
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

10

20

【0135】

TXデータプロセッサ314aからの重み付け変調シンボルが、図4のTXチャネルプロセッサ320の一実施形態であるTXチャネルプロセッサ320aに提供される。TXチャネルプロセッサ320a内で、デマルチプレクサ424が重み付け変調シンボルを受信し、多数の変調シンボルストリームに逆多重化する（変調シンボルを送信するために選択された各送信チャンネルにつき一つのストリーム）。各変調シンボルストリームはそれぞれの変調器322に提供される。OFDMが用いられている場合、各送信アンテナの全選択周波数サブチャンネルの各タイムスロットにおける重み付け変調シンボルは重み付け変調シンボルベクトルに結合される。各変調器322は（OFDMのないシステムの）重み付け変調シンボル、または（OFDMのあるシステムの）重み付け変調シンボルベクトルをアナログ信号に変換し、さらにその信号を増幅、フィルタリング、直交変調、およびアップコンバートし、無線リンクでの送信に適した変調信号を生成する。

30

【0136】

図6は、本発明の別の実施形態に従った、データ処理可能なMIMO送信システム310bのブロック図である。送信システム310bは図4のシステム310の送信部分の別の実施形態であり、TXデータプロセッサ314bとTXチャネルプロセッサ320bとを含んでいる。

40

【0137】

図6に示される実施形態において、TXデータプロセッサ314bは符号器412と、チャネルインタリーバ414と、シンボルマッピング要素418と、シンボル重み付け要素420とを含んでいる。符号器412は、特定の符号化スキームに従って全情報ビットを受信および符号化し、符号化ビットを提供する。符号化は、符号化コントロール信号によって識別されるように、コントローラ334によって選択された特定のコードおよびコードレートに基づいて実行される。チャネルインタリーバ414は符号化ビットをインタリーブし、シンボルマッピング要素418はインタリーブされたビットを選択送信チャンネルの変調シンボルにマッピングする。シンボル重み付け要素420はそれぞれの重みに基づいて選択送信チャンネルごとに変調シンボルを重み付けし、重み付け変調シンボルを提供す

50

る。

【 0 1 3 8 】

図 6 に示される実施形態において、送信システム 3 1 0 b は、完全 C S I に基づいて重み付け変調シンボルを事前調整することができる。T X チャンネルプロセッサ 3 2 0 b 内で、チャンネル M I M O プロセッサ 4 2 2 が重み付け変調シンボルを多数の（最高 N_c 個の）重み付け変調シンボルストリームに逆多重化する（変調シンボルを送信するために使用される各空間サブチャネル（すなわち固有モード）につき一つのストリーム）。完全 C S I 処理については、チャンネル M I M O プロセッサ 4 2 2 が各タイムスロットにおいて（最高 N_c 個の）重み付け変調シンボルを事前調整し、以下のように N_T 個の事前調整された変調シンボルを生成する。

10

【 数 4 7 】

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \Lambda & e_{1N_c} \\ e_{21}, & e_{22}, & & e_{2N_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1}, & e_{N_T2}, & \Lambda & e_{N_TN_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_c} \end{bmatrix} \quad \text{式 (36)}$$

【 0 1 3 9 】

20

ここで、 b_1 、 b_2 、 \dots 、 b_{N_c} はそれぞれ空間サブチャネル 1、2、 \dots 、 N_c の重み付け変調シンボルであり、

e_{ij} は、送信アンテナから受信アンテナへの送信特徴に関連する固有ベクトルマトリクス E の要素であり、

x_1 、 x_2 、 \dots 、 x_{N_T} は事前調整された変調シンボルであり、以下のように表すことができる。

【 数 4 8 】

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{1N_c}, \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{2N_c}, \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{N_TN_c} \end{aligned}$$

30

【 0 1 4 0 】

固有ベクトルマトリクス E は送信機によって計算することができ、受信機によって送信機に提供される。マトリクス E の要素はまた有効チャネル利得 $H(j, k)$ を決定する際に考慮される。

【 0 1 4 1 】

完全 C S I 処理については、特定の送信アンテナの各事前調整された変調シンボル x_i は、最高 N_c 個の空間サブチャネルの重み付け変調シンボルの線形結合を表している。タイムスロットごとに、チャンネル M I M O プロセッサ 4 2 2 によって生成された（最高） N_T 個の事前調整された変調シンボルがデマルチプレクサ 4 2 4 によって逆多重化され、（最高） N_T 個の変調器 3 2 2 に提供される。各変調器 3 2 2 は（O F D M のないシステムの）事前調整された変調シンボル、または（O F D M のあるシステムの）事前調整された変調シンボルベクトルを、無線リンクでの送信に適した変調信号に変換する。

40

【 0 1 4 2 】

図 7 は、本発明のさらに別の実施形態に従った、O F D M を利用し、かつデータ処理可能な M I M O 送信システム 3 1 0 c のブロック図である。送信システム 3 1 0 c は図 4 のシステム 3 1 0 の送信部分の別の実施形態であり、T X データプロセッサ 3 1 4 c と T X チ

50

ャネルプロセッサ 3 2 0 c とを含んでいる。TX データプロセッサ 3 1 4 c は、グループに対して選択された特定の符号化 / 変調スキームに基づいて各グループの送信チャネルを別個に符号化および変調するように操作されてもよい。各グループは一つの送信アンテナに対応していてもよく、また各グループの送信チャネルは送信アンテナの周波数サブチャネルに対応していてもよい。

【0 1 4 3】

図 7 に示される実施形態において、TX データプロセッサ 3 1 4 c は多数の空間サブチャネルデータプロセッサ 4 1 0 a ~ 4 1 0 t を含んでいる（別個に符号化および変調される送信チャネルの各グループにつき一つのデータプロセッサ 4 1 0）。各データプロセッサ 4 1 0 は符号器 4 1 2 と、チャネルインタリーブ 4 1 4 と、シンボルマッピング要素 4 1 8 と、シンボル重み付け要素 4 2 0 とを含んでいる。データプロセッサ 4 1 0 のこれらの要素は、データプロセッサによって処理されるグループの情報ビットを符号化し、符号化ビットをインタリーブし、インタリーブされたビットを生成された変調シンボルにマッピングし、そしてグループ内の選択送信チャネルごとに変調シンボルを重み付けするように動作する。図 7 に示されるように、符号化 / 変調コントロールと、重みはグループごとに具体的に提供される。

10

【0 1 4 4】

各データプロセッサ 4 1 0 からの重み付け変調シンボルは、特定の送信アンテナの重み付け変調シンボルを結合する、TX チャネルプロセッサ 3 2 0 c 内のそれぞれの結合器 4 3 4 に提供される。各グループが特定の送信アンテナの選択周波数サブチャネルを含んでいる場合、結合器 4 3 4 は選択周波数サブチャネルの重み付け変調シンボルを結合し、送信チャネルごとに変調シンボルベクトルを形成し、そしてこれはそれぞれの変調器 3 2 2 に提供される。変調信号を生成する各変調器 3 2 2 による処理を以下に説明する。

20

【0 1 4 5】

図 8 は、本発明のさらに別の実施形態に従った、OFDM を利用し、かつデータ処理可能な MIMO 送信システム 3 1 0 d のブロック図である。この実施形態において、周波数サブチャネルごとの送信チャネルは別個に処理されることができる。TX データプロセッサ 3 1 4 c 内で、送信される情報ビットがデマルチプレクサ 4 2 8 によって多数の（最高 N_L 個の）周波数サブチャネルデータストリームに逆多重化される（データ送信に使用される周波数サブチャネルの各々につき一つのストリーム）。各周波数サブチャネルデータストリームはそれぞれの周波数サブチャネルデータプロセッサ 4 3 0 に提供される。

30

【0 1 4 6】

各データプロセッサ 4 3 0 は OFDM システムのそれぞれの周波数サブチャネルのデータを処理する。各データプロセッサ 4 3 0 は、図 5 の TX データプロセッサ 3 1 4 a、図 6 に示される TX データプロセッサ 3 1 4 b、または他の設計と同様に実現される。一実施形態において、データプロセッサ 4 3 0 は周波数サブチャネルデータストリームを多数のデータサブストリームに逆多重化する（周波数サブチャネルの使用のために選択された各空間サブチャネルにつき一つのデータサブストリーム）。各データサブストリームは符号化、インタリーブ、シンボルマッピング、および重み付けされて、データサブストリームの重み付け変調シンボルを生成する。周波数サブチャネルデータストリームごとの、またはデータサブストリームごとの符号化および変調は符号化 / 変調コントロール信号に基づいて調整されてもよく、重み付けは重みに基づいて実行されてもよい。従って、各データプロセッサ 4 3 0 は、周波数サブチャネルの使用のために選択された最高 N_C 個の空間サブチャネルの最高 N_C 個の重み付け変調シンボルストリームを提供する。

40

【0 1 4 7】

OFDM を利用する MIMO システムについては、変調シンボルは複数の周波数サブチャネル上で、複数の送信アンテナから送信されることができる。MIMO プロセッサ 3 2 0 d 内で、各データプロセッサ 4 3 0 からの最高 N_C 個の変調シンボルストリームがそれぞれのサブチャネル空間プロセッサ 4 3 2 に提供され、プロセッサ 4 3 2 はチャネルコントロールおよび / または使用可能な CSI に基づいて、受信した変調シンボルを処理する。

50

各空間プロセッサ 4 3 2 は、完全 C S I 処理が実行されない場合には単に（図 5 に示されているような）デマルチプレクサを実現してもよく、あるいは完全 C S I 処理が実行される場合は（図 6 に示されているような）デマルチプレクサが続くチャネル M I M O プロセッサを実現してもよい。O F D M を利用する M I M O システムについては、完全 C S I 処理（すなわち事前調整）が各周波数サブチャネル上で実行されてもよい。

【 0 1 4 8 】

各サブチャネル空間プロセッサ 4 3 2 はタイムスロットあたり最高 N_c 個の変調シンボルを、周波数サブチャネルの使用のために選択された送信アンテナの最高 N_T 個の変調シンボルに逆多重化する。送信アンテナごとに、結合器 4 3 4 は送信アンテナの使用のために選択された最高 N_L 個の周波数サブチャネルの変調シンボルを受信し、タイムスロットごとのシンボルを変調シンボルベクトル V に結合し、変調シンボルベクトルを次の処理ステージ（すなわち、それぞれの変調器 3 2 2 ）に提供する。

10

【 0 1 4 9 】

従って、M I M O プロセッサ 3 2 0 d は変調シンボルを受信および処理し、最高 N_T 個の変調シンボルベクトル $V_1 \sim V_{N_t}$ を提供する（データ送信に使用するために選択された各送信アンテナにつき一つの変調シンボルベクトル）。各変調シンボルベクトル V は単一のタイムスロットをカバーしており、変調シンボルベクトル V の各要素は、変調シンボルが伝送される一意のサブキャリアを有する特定の周波数サブチャネルに関連している。

【 0 1 5 0 】

図 8 はまた O F D M の変調器 3 2 2 の一実施形態を示している。M I M O プロセッサ 3 2 0 c からの変調シンボルベクトル $V_1 \sim V_{N_t}$ はそれぞれ、変調器 3 2 2 a ~ 3 2 2 t に提供される。図 8 に示される実施形態において、各変調器 3 2 2 は逆高速フーリエ変換（I F F T）4 4 0 と、循環プレフィックス生成器 4 4 2 と、アップコンバータ 4 4 4 とを含んでいる。

20

【 0 1 5 1 】

I F F T 4 4 0 は各受信変調シンボルベクトルを、I F F T を使用して（O F D M シンボルと称される）そのタイムドメイン表示に変換する。I F F T 4 4 0 は任意の数（例えば、8 個、16 個、32 個など）の周波数サブチャネル上で I F F T を実行するように設計されることが可能である。一実施形態において、O F D M シンボルに変換された変調シンボルベクトルごとに、循環プレフィックス生成器 4 4 2 が O F D M シンボルのタイムドメイン表示の一部を反復し、特定の送信アンテナの「送信シンボル」を形成する。循環プレフィックスは、送信シンボルがその直交特徴をマルチパス遅延拡散下に保持することによって、有害なパス効果に対する性能を向上させることを保証する。I F F T 4 4 0 と循環プレフィックス生成器 4 4 2 の実現は当業界において既知であるので、ここでは詳細に説明しない。

30

【 0 1 5 2 】

各循環プレフィックス生成器 4 4 2 からのタイムドメイン表示（すなわちアンテナごとの送信シンボル）はアップコンバータ 4 4 4 によって処理（例えば、アナログ信号に変換、変調、増幅、およびフィルタリング）され、変調信号を生成し、次いでこれはそれぞれのアンテナ 3 2 4 から送信される。

40

【 0 1 5 3 】

O F D M 変調は、参照してここに組み込まれる非特許文献 1 の論文においてより詳細に説明されている。

【 0 1 5 4 】

図 5 乃至 8 は、本発明の種々の態様および実施形態を実現することができる M I M O 送信機の 4 つの設計を示している。本発明は、M I M O を利用しない O F D M システムにおいてもまた実用可能である。この場合、使用可能な送信チャネルは O F D M システムの周波数サブチャネルに対応している。多数の他の送信機の設計もまた、ここに説明されている種々の本発明の技術を実現することができ、これらの設計もまた本発明の範囲内である。これらの送信機の設計の一部は、すべてが本出願の譲受人に譲渡され、かつ参照してこ

50

に組み込まれる特許出願 1 乃至 4 においてより詳細に説明される。これらの特許出願はまた MIMO 処理と CSI 処理についてさらに詳細に説明している。

【0155】

一般的に、送信システム 310 は全選択送信チャネル（または各グループ内の全選択送信チャネル）のデータを、特定の共通の符号化／変調スキームに基づいて符号化および変調する。変調シンボルはさらに、選択送信チャネルに割り当てられた重みによって重み付けされるため、所望のレベルの性能が受信機において得られる。ここで説明されている技術は、MIMO、OFDM、または複数のパラレル送信チャネルをサポートすることができる他の通信スキーム（例えば CDMA スキーム）によってサポートされている複数のパラレル送信チャネルに適用可能である。

10

【0156】

図 7 は、送信アンテナごとのデータがその送信アンテナに対して選択された符号化／変調スキームに基づいて別個に符号化および変調されることが可能な実施形態を示している。同様に、図 8 は、周波数サブチャネルごとのデータがその周波数サブチャネルに対して選択された符号化／変調スキームに基づいて別個に符号化および変調されることが可能な実施形態を示している。一般的に、全使用可能な送信チャネル（例えば全周波数サブチャネルの全空間サブチャネル）はいかなるタイプの、任意の数のグループにも分割されることが可能であり、各グループは任意の数の送信チャネルを含むことができる。例えば、各グループは空間サブチャネル、周波数サブチャネル、または両ドメインにおけるサブチャネルを含むことができる。

20

【0157】

（MIMO 受信システム）

図 9 は、本発明の実施形態に従った、データ受信可能な MIMO 受信システム 350 a のブロック図である。受信システム 350 a は図 4 の受信システム 350 の具体的な実施形態であり、送信信号を受信および回復するという一連のキャンセル受信処理技術を実現する。（最高） N_T 個の送信アンテナからの送信信号は N_R 個のアンテナ 352 a ~ 352 r の各々によって受信され、（フロントエンドプロセッサとも称される）それぞれの復調器（DEMOD）354 にルーティングされる。

【0158】

各復調器 354 はそれぞれの受信信号を調整（例えばフィルタリングおよび増幅）し、調整した信号を中間周波数かベースバンドにダウンコンバートし、ダウンコンバートした信号をデジタル化し、サンプルを提供する。各復調器 354 はさらに、サンプルを受信パイロットによって復調し、受信変調シンボルのストリームを生成し、これは RX チャネル／データプロセッサ 356 a に提供される。

30

【0159】

OFDM がデータ送信に用いられると、各復調器 354 はさらに、図 8 に示される変調器 322 によって実行される処理に相補的な処理を実行する。この場合、各復調器 354 はサンプルの変換表示を生成し、かつ変調シンボルベクトルのストリームを提供する FFT プロセッサ（図示せず）を含んでいる。各ベクトルは、使用するために選択された最高 N_L 個の周波数サブチャネルの最高 N_L 個の変調シンボルを含んでおり、一つのベクトルがタイムスロットごとに提供される。（たとえば図 8 に示されるように）各周波数サブチャネルが別個に処理される送信処理スキームについては、全 N_R 個の復調器の FFT プロセッサからの変調シンボルベクトルストリームは（図 9 には示されていない）デマルチプレクサに提供され、デマルチプレクサは、各 FFT プロセッサからの変調シンボルベクトルストリームを、データ送信に使用される周波数サブチャネル数に対応する、最高 N_L 個の変調シンボルストリームに「チャンネル化」する。そしてデマルチプレクサは最高 N_L 個の変調シンボルストリームの各々をそれぞれの RX MIMO / データプロセッサ 356 a に提供する。

40

【0160】

OFDM を利用しない MIMO システムについては、RX MIMO / データプロセッサ

50

356aを使用して、 N_R 個の受信アンテナからの N_R 個の変調シンボルストリームを処理することができる。またOFDMを利用するMIMOシステムについては、 $R \times MIMO$ / データプロセッサ356aを使用して、データ送信に使用される最高 N_L 個の周波数サブチャネルの各々の N_R 個の受信アンテナからの N_R 個の変調シンボルストリームの組を処理することができる。あるいはまた、単一の $R \times$ チャネル / データプロセッサ356aを使用して、各周波数サブチャネルと関連する変調シンボルストリームの組を別個に処理することができる。

【0161】

図9に示される実施形態において、(図4の $R \times$ チャネル / データプロセッサ356の一実施形態である) $R \times$ チャネル / データプロセッサ356aは多数の一連の(すなわちカスケード)受信処理ステージ510を含んでいる(受信システム350aによって回復される送信データストリームの各々につき一つのステージ)。送信処理スキームにおいて、選択チャネル反転が全使用可能な送信チャネルに適用される。この場合、選択送信チャネルを使用して、各々が共通の符号化スキームによって別個に符号化されてもよい一つ以上のデータストリームを送信することができる。別の送信処理スキームにおいて、選択チャネル反転は各送信アンテナに別個に適用される。この場合、送信アンテナごとの選択送信チャネルを使用して、各々がその送信アンテナに対して選択された符号化スキームによって別個に符号化されてもよい一つ以上のデータストリームを送信することができる。一般的に、データストリームが各空間サブチャネル上で別個に符号化および送信されると、一連のキャンセル受信処理技術を使用して、送信データストリームを回復することができる。明確には、 $R \times$ チャネル / データプロセッサ356aは、一つのデータストリームが、データプロセッサ356aによって処理される所与の周波数サブチャネルの各空間サブチャネル上で別個に符号化および送信される実施形態について説明されている。

【0162】

(最終ステージ510nを除く)各受信処理ステージ510は干渉キャンセラ530に結合されているチャネルMIMO / データプロセッサ520を含んでおり、最終ステージ510nはチャネルMIMO / データプロセッサ520nのみを含んでいる。最初の受信処理ステージ510aについては、チャネルMIMO / データプロセッサ520aが復調器354a~354rから N_R 個の変調シンボルストリームを受信して、処理し、最初の送信チャネル(または最初の送信信号)の復号化データストリームを提供する。第二から最終ステージ510b~510nの各々については、そのステージのチャネルMIMO / データプロセッサ520が、次のステージの干渉キャンセラ520から N_R 個の変形シンボルストリームを受信して、処理し、そのステージによって処理されている送信チャネルの復号化データストリームを引き出す。各チャネルMIMO / データプロセッサ520はさらに、関連送信チャネルのCSI(例えば受信SNR)を提供する。

【0163】

最初の受信処理ステージ510aについては、干渉キャンセラ530aが N_R 個の変調シンボルストリームを全 N_R 個の復調器354から受信する。また第二乃至最後から二番目のステージの各々については、干渉キャンセラ530は、 N_R 個の変形シンボルストリームを次のステージの干渉キャンセラから受信する。各干渉キャンセラ530はまた復号化データストリームを、同一のステージ内のチャネルMIMO / データプロセッサ520から受信し、処理(例えば、符号化、インタリーブ、変調、チャネル応答など)を実行し、この復号化データストリームに起因する受信変調シンボルストリームの干渉成分の推定である、 N_R 個の再変調シンボルストリームを引き出す。そして最変調されたシンボルストリームは受信変調シンボルストリームから減算されて、減算された(すなわち除去された)干渉成分を除くすべてを含む N_R 個の変形シンボルストリームを引き出す。そして N_R 個の変形シンボルストリームは次のステージに提供される。

【0164】

図9において、 $R \times$ チャネル / データプロセッサ356aに結合されているコントローラ540が示されており、プロセッサ356aによって実行される一連のキャンセル受信処

理における種々のステップを指揮するために使用されることが可能である。

【0165】

図9は、各データストリームがそれぞれの送信アンテナ上で送信される（すなわち各送信信号に一つのデータストリームが対応する）場合に直通に使用することができる受信構成を示している。この場合、各受信処理ステージ510を操作して、受信システム350aに対する送信信号の一つを回復し、回復された送信信号に対応する復号化データストリームを提供することができる。

【0166】

他の送信処理スキームについては、データストリームが複数の送信アンテナ、周波数サブチャネル、および/または時間間隔で送信されて、それぞれ、空間、周波数、および時間ダイバーシティを提供することができる。これらのスキームについては、受信処理はまず、各周波数サブチャネルの各送信アンテナ上で送信された信号の受信変調シンボルストリームを引き出す。そして複数の送信アンテナ、周波数サブチャネル、および/または時間間隔の変調シンボルは、送信システムで実行される逆多重化と相補的に結合される。そして、結合された変調シンボルのストリームを処理して、対応する復号化データストリームを提供する。

【0167】

図10は、図9のチャンネルMIMO/データプロセッサ520の一実施形態であるチャンネルMIMO/データプロセッサ520xの実施形態のブロック図である。この実施形態において、チャンネルMIMO/データプロセッサ520xは空間/時空プロセッサ610と、CSIプロセッサ612と、セクタ614と、復調要素618と、デインタリーバ618と、復号器620とを含んでいる。

【0168】

空間/時空プロセッサ610は、非分散MIMOチャンネル（すなわちフラットフェージング）の N_R 個の受信信号に対する線形空間処理、または分散MIMOチャンネル（すなわち周波数選択フェージング）の N_R 個の受信信号に対する時空処理を実行する。空間処理は、チャンネル相関マトリクス反転（CCMI）技術および最小2乗平均誤差（MMSE）技術などの線形空間処理技術を使用して実行される。これらの技術を使用して、不要な信号をヌルアウトし、または他の信号からの雑音および干渉下の構成信号の各々の受信SNRを最大化することができる。時空処理は、MMSE線形等化器（MMSE-LE）、判定帰還形等化器（DFE）、最尤系列推定器（MLSE）などの線形時空処理技術を使用して実行される。CCMI、MMSE、MMSE-LE、およびDFE技術は前述の米国特許出願第09/854,235号により詳細に説明されている。DFEおよびMLSE技術もまた、参照して個々に組み込まれている非特許文献2によってより詳細に説明されている。

【0169】

CSIプロセッサ612は、データ送信に使用される送信チャネルの各々のCSIを決定する。例えば、CSIプロセッサ612は、受信パイロット信号に基づいて雑音共分散マトリクスを推定し、次いで復号化するデータストリームに使用されるk番目の送信チャネルのSNRを計算することができる。SNRは、当業界において既知であるように、従来のパイロットアシスト信号およびマルチキャリアシステムと同様に推定されてもよい。データ送信に使用される送信チャネルのすべてに対するSNRは、送信システムに折り返し報告されるCSIを備えている。CSIプロセッサ612はさらに、この受信処理ステージによって回復される特定のデータストリームを識別するコントロール信号をセクタ614に提供することができる。

【0170】

セクタ614は、CSIプロセッサ612からのコントロール信号によって示されるように、空間/時空プロセッサ610から多数のシンボルストリームを受信し、復号化するデータストリームに対応するシンボルストリームを抽出する。そして、抽出された変調シンボルのストリームは復調要素614に提供される。

10

20

30

40

50

【 0 1 7 1 】

送信チャネルごとのデータストリームが共通の符号化／変調スキームに基づいて別個に符号化および変調される、図 10 に示される実施形態については、選択送信チャネルの回復変調シンボルが、送信チャネルに使用される共通の変調スキームに相補的な復調スキーム（例えば、M - P S K、M - Q A M）に従って復調される。復調要素 6 1 6 からの復調されたデータは、チャネルインタリーバ 6 1 4 によって実行されるインタリーブに相補的に、デインタリーバ 6 1 8 によってデインタリーブされ、デインタリーブされたデータはさらに、符号器 6 1 2 によって実行される符号化に相補的に復号器 6 2 0 によって復号化される。例えば、ターボ復号器またはピタビ復号器が、ターボまたは畳込み符号化がそれぞれ送信システムで実行される場合に、復号器 6 2 0 に使用されてもよい。復号器 6 2 0 からの復号化データストリームは、回復されている送信データストリームの推定を表している。

10

【 0 1 7 2 】

図 11 は、図 9 の干渉キャンセラ 5 3 0 の一実施形態である干渉キャンセラ 5 3 0 x のブロック図である。干渉キャンセラ 5 3 0 x 内で、同一のステージ内のチャネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 からの復号化データストリームがチャネルデータプロセッサ 6 2 8 によって、再符号化、インタリーブ、および再変調されて、M I M O 処理およびチャネル歪みの前に送信システムにおける変調シンボルの推定である、再変調シンボルを提供する。チャネルデータプロセッサ 6 2 8 は、データストリームに対して送信システムで実行されたのと同じの処理（例えば、符号化、インタリーブ、および変調）を実行する。そして再変調されたシンボルはチャネルシミュレータ 6 3 0 に提供され、シミュレータ 6 3 0 は推定チャネル応答によってシンボルを処理し、復号化データストリームによる干渉の推定

20

【 数 4 9 】

$$\hat{\mathbf{i}}^k$$

【 0 1 7 3 】

を提供する。チャネル応答推定は、送信システムによって送信されるパイロットおよび／またはデータに基づいて、かつ特許文献 4 に記載されている技術に従って導き出される。

30

【 0 1 7 4 】

干渉ベクトル

【 数 5 0 】

$$\hat{\mathbf{i}}^k$$

【 0 1 7 5 】

の N_R 個の要素は、 k 番目の送信アンテナ上で送信されるシンボルストリームによる、 N_R 個の受信アンテナの各々における受信信号の成分に対応している。ベクトルの各要素は、対応する受信変調シンボルストリームの復号化データストリームによる推定成分を表している。これらの成分は、 N_R 個の受信変調シンボルストリーム（すなわち、ベクトル

40

【 数 5 1 】

$$\hat{\mathbf{i}}^k$$

【 0 1 7 6 】

50

）の残りの（まだ検出されていない）送信信号に対する干渉であり、加算器 6 3 2 によって受信信号ベクトル

【数 5 2】

$$\mathbf{i}^k$$

【0 1 7 7】

から減算（すなわち除去）され、除去された復号化データストリームからの成分を有する 10
変形ベクトル

【数 5 3】

$$\mathbf{i}^{k+1}$$

【0 1 7 8】

を提供する。変形ベクトル

【数 5 4】

20

$$\mathbf{i}^{k+1}$$

【0 1 7 9】

は、図 9 に示されるように、入力ベクトルとして次の受信処理ステージに提供される。

【0 1 8 0】

一連のキャンセル受信処理の種々の態様が、前述の特許文献 4 により詳細に説明されている。

【0 1 8 1】

図 1 2 は、本発明の別の実施形態に従った、データ受信可能な M I M O 受信システム 3 5 30
0 b のブロック図である。（最高） N_T 個の送信アンテナからの送信信号は N_R 個のアン
テナ 3 5 2 a ~ 3 5 2 r の各々によって受信され、それぞれの復調器 3 5 4 にルーティン
グされる。各復調器 3 5 4 はそれぞれの受信信号を調整、処理、およびディジタル化して
サンプルを提供し、これは R X M I M O / データプロセッサ 3 5 6 b に提供される。

【0 1 8 2】

R X M I M O / データプロセッサ 3 5 6 b 内で、受信アンテナごとのサンプルがそれぞ
れの F F T プロセッサ 7 1 0 に提供されて、プロセッサ 7 1 0 は受信サンプルの変換表示
を生成し、変調シンボルベクトルのそれぞれのストリームを提供する。そして、F F T プ
ロセッサ 7 1 0 a ~ 7 1 0 r からの変調シンボルベクトルのストリームがプロセッサ 7 2
0 に提供される。プロセッサ 7 2 0 は各 F F T プロセッサ 7 1 0 からの変調シンボルベク
トルのストリームを、最高 N_L 個の多数のサブチャネルシンボルストリームにチャネル化 40
する。プロセッサ 7 2 0 はさらに、サブチャネルシンボルストリーム上で空間処理、また
は時空処理を実行して、後処理変調シンボルを提供する。

【0 1 8 3】

複数の周波数サブチャネルおよび / または複数の空間サブチャネル上で送信されるデー
タストリームごとに、プロセッサ 7 2 0 はさらに、データストリームを送信するために使用
された全周波数および空間サブチャネルの変調シンボルを一つの後処理変調シンボルスト
リームに結合し、これはその後データストリームプロセッサ 7 3 0 に提供される。各デー
タストリームプロセッサ 7 3 0 は送信ユニットのデータストリームで実行されるのに相補
的な復調、デインタリーブ、および復号化を実行し、それぞれの復号化データストリーム 50

を提供する。

【0184】

一連のキャンセル受信処理技術を用いる受信システムと、一連のキャンセル受信処理技術を用いない受信システムとを使用して、送信データストリームを受信、処理、および回復することができる。複数の送信チャネル上で受信された信号を処理できる一部の受信システムは、前述の特許文献1および特許文献3と、本発明の譲受人に譲渡され、かつ参照してここに組み込まれている特許文献2に説明されている。

【0185】

(送信システムのCSIの取得)

簡潔に言うと、CSIがSNRを備えている、本発明の種々の態様および実施形態について説明してきた。一般的に、CSIは通信リンクの特徴を示すいかなるタイプの情報をも備えることができる。種々のタイプの情報をCSIとして提供することができ、その一部を以下に説明する。 10

【0186】

一実施形態において、CSIは、雑音および干渉指数に対する信号指数の比として導かれるSNRを備えている。全SNRもまた多数の送信チャネルに対して提供されるが、SNRは一般的にデータ送信に使用される送信チャネルごと(例えば送信データストリームごと)に推定および提供される。SNR推定は特定数のビットを有する値に量子化されてもよい。一実施形態において、SNR推定は、例えばルックアップテーブルを使用して、SNRインデックスにマッピングされる。 20

【0187】

別の実施形態において、CSIは、各周波数サブチャネルの空間サブチャネルごとに出力コントロール情報を備えている。出力コントロール情報は送信チャネルごとに単一のビットを含み、大出力または小出力のいずれかのリクエストを示していてもよく、あるいは複数のビットを含み、必要な出力レベルの変化の大きさを示していてもよい。この実施形態において、送信システムは受信システムからフィードバックされる出力コントロール情報を利用して、いずれの送信チャネルを選択するか、および各送信チャネルにどの出力を使用するかを決定することができる。

【0188】

さらに別の実施形態において、CSIは信号指数と、干渉および雑音指数を備えている。これら2つの成分は、データ送信に使用される送信チャネルごとに別個に導出および提供されることが可能である。 30

【0189】

さらに別の実施形態において、CSIは信号出力と、干渉出力と、雑音出力とを備えている。これら3つの成分は、データ送信に使用されている送信チャネルごとに導き出されかつ提供されてもよい。

【0190】

さらに別の実施形態において、CSIは信号対雑音比と干渉出力のリストとを、観察可能な干渉項目ごとに備えている。この情報は、データ送信に使用されている送信チャネルごとに導き出されかつ提供されてもよい。 40

【0191】

さらに別の実施形態において、CSIはマトリクス形態の信号成分(例えば、全送受信アンテナ対に対して $N_T \times N_R$ 個の複合エントリ)と、マトリクス形態の雑音および干渉成分(例えば $N_T \times N_R$ 個の複合エントリ)とを備えている。そして送信システムは、信号成分と、雑音および干渉成分とを適切な送受信アンテナ対に対して適切に結合し、データ送信に使用されている送信チャネルごとに品質を導き出す(例えば、受信システムで受信されるような、送信データストリームごとの後処理SNR)。

【0192】

さらに別の実施形態において、CSIは送信データストリームごとにデータレートインジケータを備えている。データ送信に使用される送信チャネルの品質は、(例えば送信チャ 50

ネルに対して推定されているS N Rに基づいて)最初に決定されてもよく、次いで決定されたチャネル品質に対応するデータレートは、(例えばルックアップテーブルに基づいて)識別されてもよい。識別されたデータレートは、必要レベルの性能の送信チャネル上で送信されてもよい最高データレートを示している。そしてデータレートはデータレートインジケータ(D R I)にマッピングされ、またこれによって表され、効率的に符号化されることが可能である。例えば、(最高)7個の可能なデータレートが送信アンテナごとに送信システムによってサポートされている場合、3ビットの値を使用してD R Iを表してもよい(ここでゼロはゼロのデータレートを示していてもよく(すなわち送信アンテナを使用せず)、また1~7を使用して7個の異なるデータレートを示してもよい)。一般的な実現において、品質測定(例えばS N R推定)は、例えばルックアップテーブルに基づいてD R Iに直接マッピングされる。

10

【0193】

さらに別の実施形態において、C S Iは、送信データストリームごとに送信システムにおいて使用される特定の処理スキームの表示を備えている。この実施形態において、インジケータは、所望のレベルの性能が達成されるように、送信データストリームに対して使用される特定の符号化スキームと特定の 변調スキームとを識別してもよい。

【0194】

さらに別の実施形態において、C S Iは、送信チャネルの特定の品質測定に対する差分インジケータを備えている。まず、送信チャネルに対するS N R、D R I、または他の品質測定が決定されて、基準測定値として報告される。その後、送信チャネルの品質の監視が継続し、最後に報告された測定と現在の測定間の差が決定される。その差は1つ以上のビットに量子化されてもよく、量子化された差は差分インジケータにマッピングされ、かつこれによって表されて、その後報告される。差分インジケータは、特定のステップサイズによって最後に報告された測定の増減(または最後に報告された測定の維持)を示すことができる。例えば、差分インジケータは、(1)特定の送信チャネルの観測S N Rが特定のステップサイズによって増加または減少したこと、あるいは(2)データレートが特定量または他の変化によって調整されるべきであることを示すことができる。基準測定は定期的に送信されて、差分インジケータのエラーおよび/またはこれらのインジケータの誤受信が蓄積されないことを保証することができる。

20

【0195】

さらに別の実施形態において、C S Iは、送信システムによって送信された信号に基づいて受信システムにおいて推定されるように、使用可能な送信チャネルごとにチャネル利得を備えている。

30

【0196】

C S Iの他の形態もまた使用してもよく、本発明の範囲内にある。一般的に、C S Iは、(1)最適またはほぼ最適なスループットをもたらす1セットの送信チャネルを選択し、(2)同等またはほぼ同等の受信S N Rをもたらす各選択送信チャネルの重み係数を決定し、(3)選択送信チャネルの最適またはほぼ最適なコードレートを推定するために使用されてもよいすべての形態において十分な情報を含んでいる。

【0197】

C S Iは、送信システムから送信され、かつ受信システムで受信された信号に基づいて導き出されてもよい。実施形態において、C S Iは、送信信号に含まれているパイロット基準に基づいて導き出される。代替的または追加的に、C S Iは送信信号に含まれているデータに基づいて導き出されてもよい。データは選択送信チャネルでのみ送信されてもよいが、パイロットデータは未選択送信チャネルで送信されて、受信システムがチャネル特徴を推定できるようにしてもよい。

40

【0198】

さらに別の実施形態において、C S Iは、受信システムから送信システムに送信された1つ以上の信号を備えている。一部のシステムにおいて、相関度はアップリンクとダウンリンク間(例えば、アップリンクとダウンリンクが時分割多重化方式で同一の周波数帯域を

50

共有する時分割複信 (TDD) システム) に存在していてもよい。これらのシステムにおいて、アップリンクの品質はダウンリンクの品質に基づいて (必要な程度の正確さまで) 推定されてもよく、またこの反対でもよく、これは、受信システムから送信された信号 (例えばパイロット信号) に基づいて推定されてもよい。そしてパイロット信号は、送信システムが受信システムにおいて観察されているように C S I を推定できる手段を表している。このタイプの C S I については、チャネル特徴の報告は不要である。

【0199】

信号品質は種々の技術に基づいて送信システムにおいて推定されることが可能である。これらの技術の一部は、本出願の譲受人に譲渡され、かつ参照してここに組み込まれている以下の特許において説明されている。

10

【0200】

・1998年8月25日に発行された、「CDMA通信システムにおいて受信パイロット出力およびパス損失を決定するためのシステムおよび方法 (SYSTEM AND METHOD FOR DETERMINING RECEIVED PILOT POWER AND PATH LOSS IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM)」と題された米国特許第5,799,005号 (特許文献5)、

・1999年5月11日に発行された、「スペクトル拡散通信システムにおいてリンク品質を測定するための方法および装置 (METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING LINK QUALITY IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM)」と題された、米国特許第5,903,554号 (特許文献6)、

・それぞれ1991年10月8日と1993年11月23日に発行された、「CDMAセルラーモバイル電話システムにおいて送信出力を制御するための方法および装置 (METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM)」と題された、米国特許第5,056,109号 (特許文献7) と、第5,265,119号 (特許文献8)、および

20

・2000年8月1日に発行された、「CDMAモバイル電話システムにおいて出力制御信号を処理するための方法および装置 (METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING POWER CONTROL SIGNALS IN CDMA MOBILE TELEPHONE SYSTEM)」と題された、米国特許第6,097,972号 (特許文献9)。

【0201】

パイロット信号またはデータ送信に基づいて信号送信チャネルを推定するための方法はまた当業界で入手可能な多数の論文に見られる。このようなチャネル推定方法は、1999年10月の、IEEE Transaction on Communicationの「アプリケーションによる基準支援コヒーレントCDMA通信の最適受信、性能拘束、およびカットオフレート解析 (Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications)」と題された論文 (非特許文献3) において、F. Ling によって説明されている。

30

【0202】

種々のタイプの C S I 情報および種々の C S I 報告メカニズムはまた、双方とも参照してここに組み込まれている、本出願の譲受人に譲渡されている、1997年11月3日に出版された、「高レートのパケットデータ送信のための方法および装置 (METHOD AND APPARATUS FOR HIGH RATE PACKET DATA TRANSMISSION)」と題された米国特許出願第08/963,386号 (特許文献10) と、「TIE/EIA/IS-856 cdma2000高レートのパケットデータエアインタフェース仕様書 (High Rate Packet Data Air Interface Specification)」 (非特許文献4) において説明されている。

40

【0203】

C S I は種々の C S I 送信スキームを使用して送信機に折り返し報告されてもよい。例えば、C S I は完全に、差動的に、またはこれらの組み合わせで送られてもよい。一実施形態において、C S I は定期的に報告され、差分更新は前の送信済み C S I に基づいて送られる。別の実施形態において、C S I は、変化がある場合のみ (例えば変化が特定の閾値を超える場合) に送られ、これはフィードバックチャネルの有効レートを低下させること

50

が可能である。一例として、S N Rは、これらが変化する場合のみ（例えば差分的に）送り返されてもよい。O F D Mシステム（M I M O有りまたは無し）について、周波数ドメインにおける相関を利用してフィードバックされるC S I量を減らすことができる。O F D Mシステムの一例として、M個の周波数サブチャネルの特定の空間サブチャネルに対応するS N Rが同じである場合、S N Rと、この条件が当てはまる最初と最後の周波数サブチャネルとが報告されてもよい。C S Iにフィードバックされるデータ量を減少させる他の圧縮およびフィードバックチャネルエラー回復技術もまた使用されてもよく、本発明の範囲内である。

【0204】

図3を再び参照すると、R Xチャネル/データプロセッサ356によって決定されたC S I（例えば受信S N R）がT Xデータプロセッサ362に提供され、これはC S Iを処理して、処理済みデータを1つ以上の変調器354に提供する。変調器354はさらに、処理済みデータを調整し、C S Iをリバースチャネルを介して送信システム310に折り返し送信する。 10

【0205】

システム310において、送信フィードバック信号はアンテナ324によって受信され、復調器322によって復調され、R Xデータプロセッサ332に提供される。R Xデータプロセッサ332は、T Xデータプロセッサ362によって実行されたのに相補的な処理を実行し、報告済みC S Iを復元し、そしてこれはコントローラ334に提供される。

【0206】

コントローラ334は報告済みC S Iを使用して、（1）データ送信に対して N_s 個の最良の使用可能な送信チャネルのセットを選択することと、（2）選択送信チャネルでのデータ送信に使用される符号化/変調スキームを決定することと、（3）選択送信チャネルに使用される重みを決定することと、を含む多数の機能を実行する。コントローラ334は送信チャネルを選択して、他の性能基準またはメトリクスに基づいて高スループットを達成することができ、さらに、上記のように、送信チャネルを選択するのに使用される閾値を決定することができる。 20

【0207】

データ送信に使用可能な送信チャネルの特徴（例えば、チャネル利得や受信S N R）は上記の種々の技術に基づいて決定されて、送信システムに提供されてもよい。そして送信システムは情報を使用して N_s 個の最良送信チャネルのセットを選択し、データを適切に符号化および変調し、さらに変調シンボルを重み付けすることができる。 30

【0208】

ここに説明されている技術は、基地局から1つ以上の端末へのダウンリンクでのデータ送信に使用されてもよく、また1つ以上の端末の各々から基地局へのアップリンクでのデータ送信に使用されてもよい。ダウンリンクについては、図3および4A～4Dの送信システム310は基地局の一部を表してもよく、また図3、5、および6の受信システム350は端末の一部を表してもよい。アップリンクについては、図3および4A～4Dの送信システム310は端末の一部を表してもよく、また図3、5、および6の受信システム350は基地局の一部を表してもよい。 40

【0209】

送信および受信システムの要素は、1つ以上のデジタル信号プロセッサ（DSP）、特定用途向け集積回路（ASIC）、プロセッサ、マイクロプロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、フィールドプログラマブルゲートアレイ（FPGA）、プログラマブル論理装置、他の電子ユニット、あるいはこれらの組み合わせによって実現されてもよい。ここに説明されている機能および処理の一部はまた、プロセッサ上で実行されるソフトウェアで実現されてもよい。本発明の特定の態様はまたソフトウェアとハードウェアの組み合わせによって実現されてもよい。例えば、閾値を決定し、送信チャネルを選択するための計算は、プロセッサ（図3のコントローラ334）上で実行されるプログラムコードに基づいて実行されてもよい。 50

【 0 2 1 0 】

見出しは参照のためにここに含まれており、特定のセクションを配置するためのものである。これらの見出しはここに説明されている概念の範囲を制限する目的ではなく、またこれらの概念は明細書全体の他のセクションにおいても適用可能である。

【 0 2 1 1 】

開示されている実施形態の上記の説明によって、当業者は本発明をなし、または使用することができる。これらの実施形態に対する種々の変形は当業者には容易に明らかであり、ここに定義されている一般原理は、本発明の主旨および範囲から逸脱することなく他の実施形態にも適用可能である。従って、本発明はここに示されている実施形態に制限されることを意図しておらず、ここに開示されている原理および新規の特徴に矛盾しない最大範囲を許容する。

10

【 図面の簡単な説明 】

【 0 2 1 2 】

【 図 1 】 本発明の種々の態様および実施形態を実現するように設計および操作される多入力多出力 (M I M O) 通信システムの図。

【 図 2 】 本発明の実施形態に従った、選択チャネル反転に基づいて各選択送信チャネルに割り当てられる送信出力量を判断するプロセスのフロー図。

【 図 3 】 本発明の実施形態に従った、データ送信用の送信チャネルを選択するために使用される閾値を決定するプロセスのフロー図。

【 図 4 】 本発明の種々の態様および実施形態を実現することができる M I M O 通信システムの図。

20

【 図 5 】 本発明の 4 つの具体的な実施形態に従った、データ処理可能な 4 つの M I M O 送信システムのうちの 1 つを示すブロック図。

【 図 6 】 本発明の 4 つの具体的な実施形態に従った、データ処理可能な 4 つの M I M O 送信システムのうちの 1 つを示すブロック図。

【 図 7 】 本発明の 4 つの具体的な実施形態に従った、データ処理可能な 4 つの M I M O 送信システムのうちの 1 つを示すブロック図。

【 図 8 】 本発明の 4 つの具体的な実施形態に従った、データ処理可能な 4 つの M I M O 送信システムのうちの 1 つを示すブロック図。

【 図 9 】 本発明の実施形態に従った、データ受信可能な M I M O 受信システムのブロック図。

30

【 図 1 0 】 図 9 に示されている M I M O 受信システム内のチャネル M I M O / データプロセッサおよび干渉キャンセラの実施形態のブロック図。

【 図 1 1 】 図 9 に示されている M I M O 受信システム内のチャネル M I M O / データプロセッサおよび干渉キャンセラの実施形態のブロック図。

【 図 1 2 】 本発明の別の実施形態に従った、データ受信可能な M I M O 受信システムのブロック図。

【 符号の説明 】

【 0 2 1 3 】

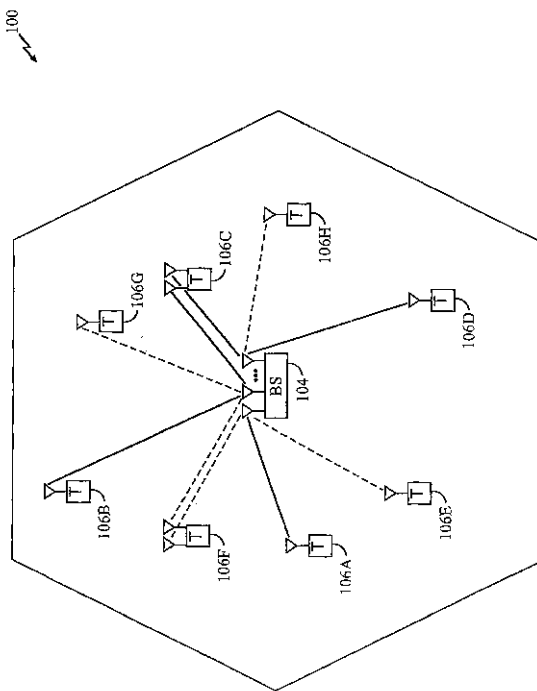
1 0 0 ... 多入力多出力通信システム、 1 0 4 ... 基地局、 1 0 6 ... 端末、 2 0 0 ... プロセス、 2 4 0 ... プロセス、 3 0 0 ... M I M O 通信システム、 3 1 0 ... M I M O 送信システム、 3 1 2 ... データソース、 3 1 4 ... 送信データプロセッサ、 3 2 0 ... T X チャネルプロセッサ、 3 2 2 ... 変調器、復調器、 3 2 4 ... アンテナ、 3 3 2 ... R X データプロセッサ、 3 3 4 ... コントローラ、 3 5 0 ... M I M O 受信システム、 3 5 2 ... 受信アンテナ、 3 5 4 ... 復調器、変調器、 3 5 6 ... データプロセッサ、 3 6 0 ... データシンク、 3 6 2 ... T X データプロセッサ、 4 1 0 ... 空間サブチャネルデータプロセッサ、 4 1 2 ... 符号器、 4 1 4 ... チャネルインタリバー、 4 1 6 ... パンクチャ器、 4 1 8 ... シンボルマッピング要素、 4 2 2 ... M I M O プロセッサ、 4 2 4 ... デマルチプレクサ、 4 2 8 ... デマルチプレクサ、 4 3 0 ... 周波数サブチャネルデータプロセッサ、 4 3 2 ... サブチャネル空間プロセッサ、 4 3 4 ... 結合器、 4 4 0 ... 逆高速フーリエ変換、 4 4 2 ... 循環プレフィックス生成器、 4 4 4 ...

40

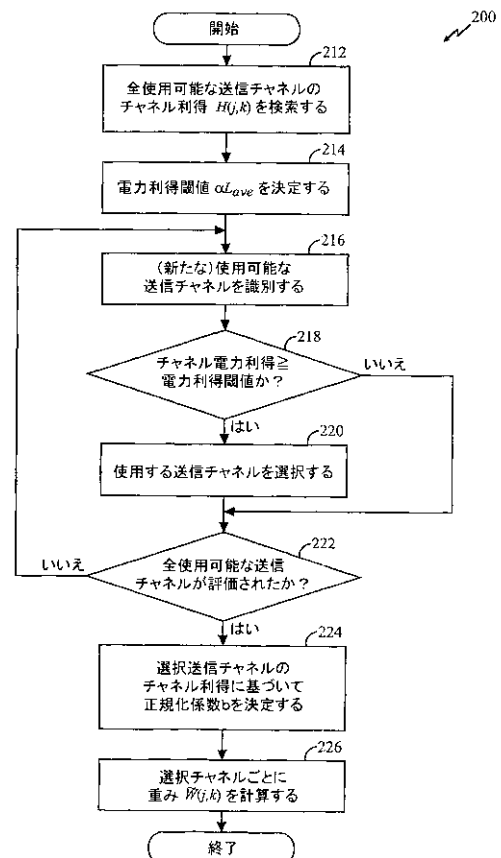
50

アップコンバータ、510...受信処理ステージ、520...データプロセッサ、530...干渉キャンセラ、540...コントローラ、610...時空プロセッサ、612...C S Iプロセッサ、614...セクタ、614...チャネルインタリーバ、616...復調要素、618...デインタリーバ、620...復号器、628...チャネルデータプロセッサ、630...チャネルシミュレータ、630...シミュレータ、632...加算器、710...FFTプロセッサ、720...プロセッサ、730...データストリームプロセッサ

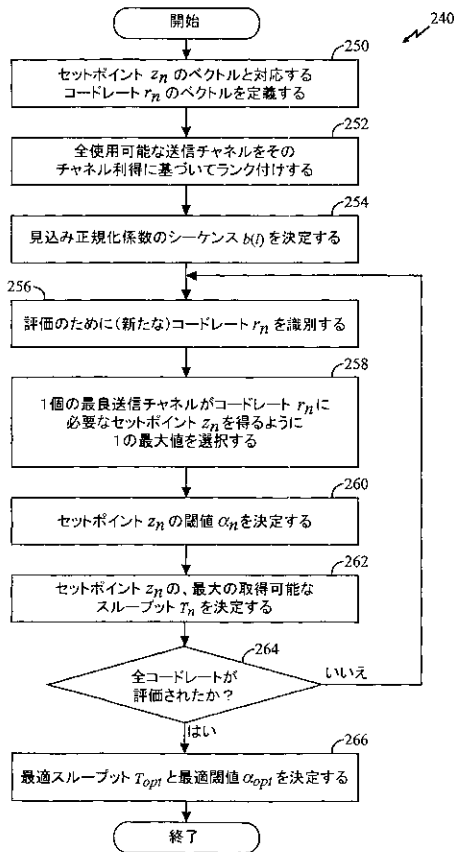
【図1】



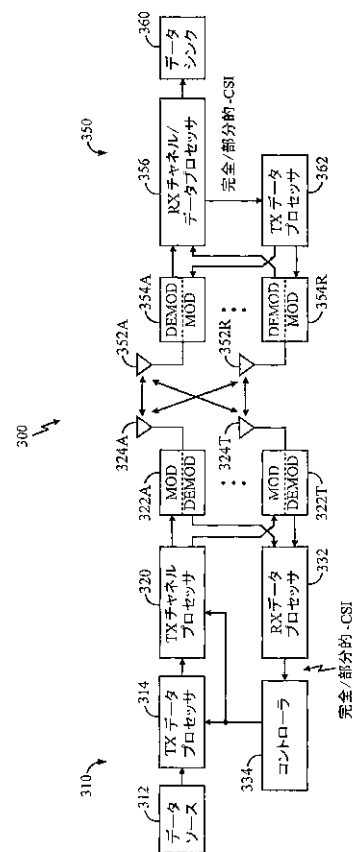
【図2】



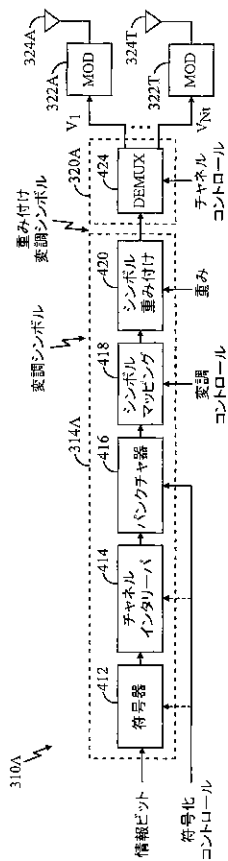
【図 3】



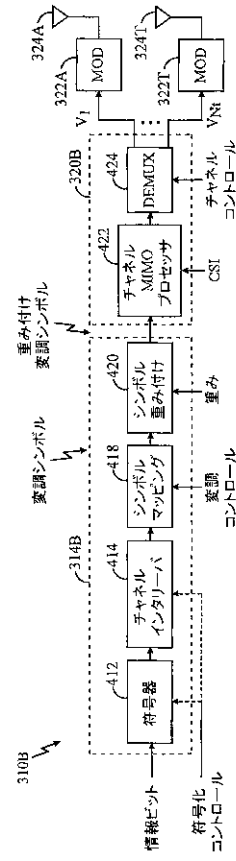
【図 4】



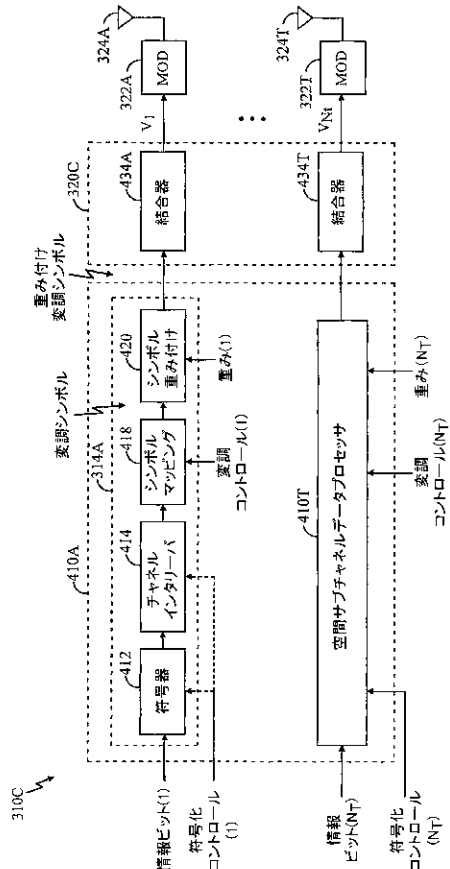
【図 5】



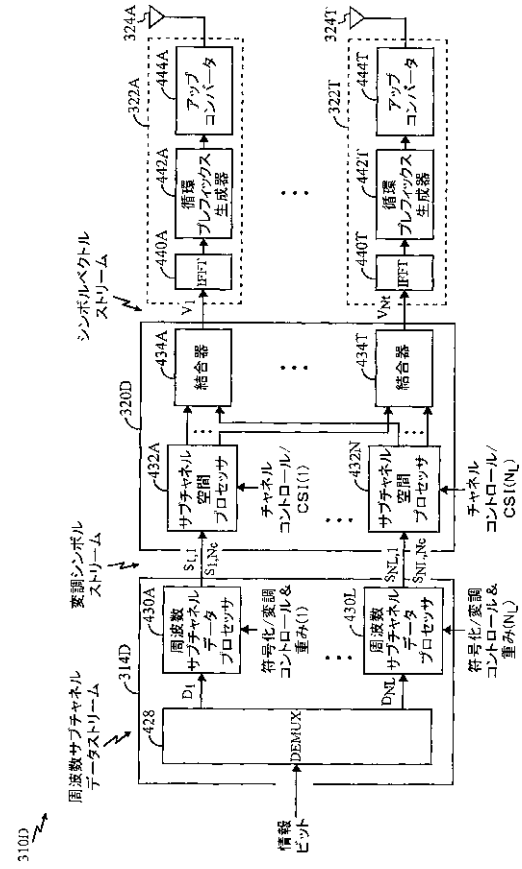
【図 6】



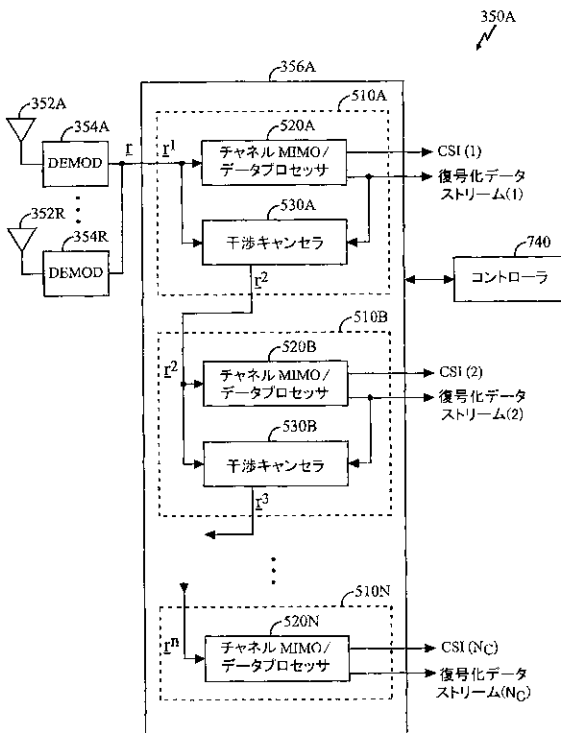
【図 7】



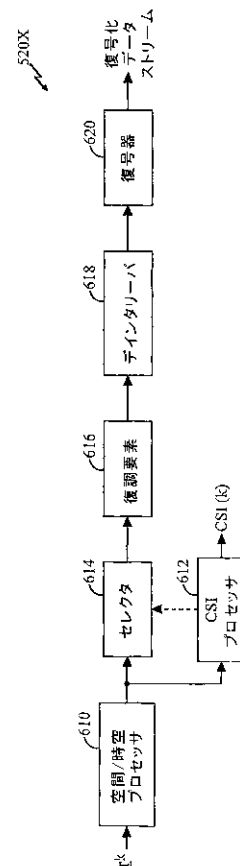
【図 8】



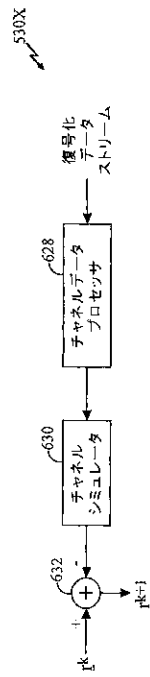
【図 9】



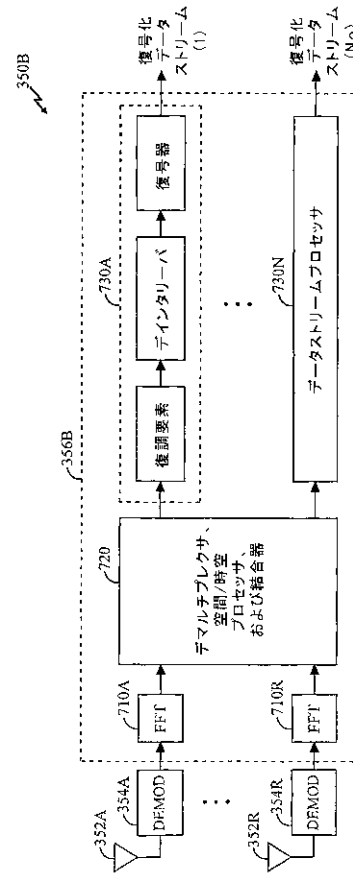
【図 10】



【図 1 1】



【図 1 2】



【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau(43) International Publication Date
27 December 2002 (27.12.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/103926 A1

(51) International Patent Classification: H04B 7/06

(74) Agents: OGROD, Gregory, D. et al.; Qualcomm Incorporated, 5775 Morsehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).

(21) International Application Number: PCT/US02/08961

(22) International Filing Date: 13 June 2002 (13.06.2002)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data: D90881630 14 June 2001 (14.06.2001) US

(71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED (US/US); 5775 Morsehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).

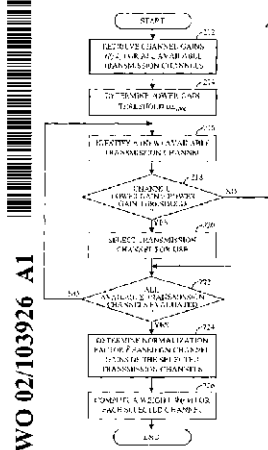
(72) Inventors: KETCHUM, John, W.; 37 Candleberry Lane, Harvard, MA 01451 (US); WALTON, Jay, R.; 7 Lodge-wood Drive, Westford, MA 01886 (US).

(81) Designated States (national): AF, AG, AI, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KG, KP, KR, KZ, LA, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, NZ, OM, PG, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) Designated States (regional): ARIPO patent (GI, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), European patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), PCT patent (AL, AT, AU, BE, CA, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent (BF, BJ, CI, CG, CL, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, NI, TD, TG).

[Continued on next page]

(54) Title: METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING DATA FOR TRANSMISSION IN A MULTI CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM USING SELECTIVE CHANNEL INVERSION



(57) Abstract: Techniques to process data for transmission over multiple transmission channels. The available transmission channels are segregated into one or more groups, and the channels in each group are selected for use for data transmission. Data for each group is coded and modulated based on a particular coding and modulation scheme to provide modulation symbols, and the modulation symbols for each selected channel are weighted based on an assigned weight. The weighting "inverts" the selected channels such that they achieve similar received SNRs. With selective channel inversion, only "good" channels in each group having SNRs at or above a particular threshold are selected. "Bad" channels are not used, and the total available transmit power for the group is distributed across the good channels in the group. Improved performance is achieved by using only good channels in each group and matching each selected channel's received SNR to the required SNR.

WO 02/103926 A1

WO 02/103926 A1 

Published:
— with international search report

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

WO 02/103926

PCT/US02/18961

**METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING DATA
FOR TRANSMISSION IN A MULTI-CHANNEL
COMMUNICATION SYSTEM USING SELECTIVE
CHANNEL INVERSION**

BACKGROUND

Field

[1001] The present invention relates generally to data communication, and more specifically to a novel and improved method and apparatus for processing data for transmission in a wireless communication system using selective channel inversion.

Background

[1002] A multi-channel communication system is often deployed to provide increased transmission capacity for various types of communication such as voice, data, and so on. Such a multi-channel system may be a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system, an orthogonal frequency division modulation (OFDM) system, a MIMO system that utilizes OFDM, or some other type of system. A MIMO system employs multiple transmit antennas and multiple receive antennas to exploit spatial diversity to support a number of spatial subchannels, each of which may be used to transmit data. An OFDM system effectively partitions the operating frequency band into a number of frequency subchannels (or frequency bins), each of which is associated with a respective subcarrier on which data may be modulated. A multi-channel communication system thus supports a number of "transmission" channels, each of which may correspond to a spatial subchannel in a MIMO system, a frequency subchannel in an OFDM system, or a spatial subchannel of a frequency subchannel in a MIMO system that utilizes OFDM.

[1003] The transmission channels of a multi-channel communication system typically experience different link conditions (e.g., due to different fading and multipath effects) and may achieve different signal-to-noise-plus-interference ratios (SNRs). Consequently, the transmission capacities (i.e., the information bit rates) that may be supported by the transmission channels for a particular level of performance may be different from channel to channel. Moreover, the link conditions typically vary over

WO 02/103926

PCT/US02/18961

2

time. As a result, the bit rates supported by the transmission channels also vary with time.

[1004] The different transmission capacities of the transmission channels plus the time-variant nature of these capacities make it challenging to provide an effective coding and modulation scheme capable of processing data prior to transmission on the channels. Moreover, for practical considerations, the coding and modulation scheme should be simple to implement and utilize at both the transmitter and receiver systems.

[1005] There is therefore a need in the art for techniques to effectively and efficiently process data for transmission on multiple transmission channels with different capacities.

SUMMARY

[1006] Aspects of the invention provide techniques to process data for transmission over multiple transmission channels selected from among all available transmission channels. The available transmission channels (e.g., the spatial subchannels and frequency subchannels in a MIMO system that utilizes OFDM) are segregated into one or more groups, with each group including any number of transmission channels. In an aspect, the data processing includes coding and modulating data for each group based on a common coding and modulation scheme selected for that group to provide modulation symbols and weighting the modulation symbols for each selected transmission channel based on a weight assigned to the channel. The weighting effectively "inverts" the selected transmission channels in each group such that these channels achieve approximately similar received signal-to-noise-plus-interference ratios (SNRs).

[1007] In one embodiment, which is referred to as selective channel inversion (SCI), only "good" transmission channels in each group having SNRs (or power gains) at or above a particular (SNR or power gain) threshold are selected for use for data transmission, and "bad" transmission channels are not used. With selective channel inversion, the total available transmit power for each group is distributed (unevenly) across the good transmission channels, and improved efficiency and performance are achieved. In another embodiment, all available transmission channels in each group are selected for use and the channel inversion is performed for all available channels in the group.

[1008] Each group of transmission channels may be associated with (1) a respective (SNR or power gain) threshold used to select transmission channels for use for data transmission and (2) a respective coding and modulation scheme used to code and modulate the data for the group. For a MIMO system that utilizes OFDM, each group may correspond to a respective transmit antenna, and the transmission channels in each group may be the frequency subchannels for the corresponding transmit antenna.

[1009] The channel inversion techniques simplify the coding/modulation at a transmitter system and the decoding/demodulation at a receiver system. Moreover, the selective channel inversion technique may also provide improved performance due to the combined benefits of (1) using only the N_s best transmission channels in each group selected from among all available transmission channels in the group and (2) matching the received SNR of each selected transmission channel to the SNR required by the coding and modulation scheme used for the group in which the channel belongs.

[1010] The invention further provides methods, systems, and apparatus that implement various aspects, embodiments, and features of the invention, as described in further detail below.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[1011] The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

[1012] FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system that may be designed and operated to implement various aspects and embodiments of the invention;

[1013] FIG. 2A is a flow diagram of a process to determine the amount of transmit power to be allocated to each selected transmission channel based on selective channel inversion, in accordance with an embodiment of the invention;

[1014] FIG. 2B is a flow diagram of a process to determine a threshold α used to select transmission channels for data transmission, in accordance with an embodiment of the invention;

[1015] FIG. 3 is a diagram of a MIMO communication system capable of implementing various aspects and embodiments of the invention;

WO 02/103926

PCT/US02/18961

4

[1016] FIGS. 4A through 4D are block diagrams of four MIMO transmitter systems capable of processing data in accordance with four specific embodiments of the invention;

[1017] FIG. 5 is a block diagrams of a MIMO receiver system capable of receiving data in accordance with an embodiment of the invention;

[1018] FIGS. 6A and 6B are block diagrams of an embodiment of a channel MIMO/data processor and an interference canceller, respectively, within the MIMO receiver system shown in FIG. 5; and

[1019] FIG. 7 is a block diagram of a MIMO receiver system capable of receiving data in accordance with another embodiment of the invention.

DETAILED DESCRIPTION

[1020] Various aspects, embodiments, and features of the invention may be applied to any multi-channel communication system in which multiple transmission channels are available for data transmission. Such multi-channel communication systems include multiple-input multiple-output (MIMO) systems, orthogonal frequency division modulation (OFDM) systems, MIMO systems that utilize OFDM, and others. The multi-channel communication systems may also implement code division multiple access (CDMA), time division multiple access (TDMA), frequency division multiple access (FDMA), or some other multiple access techniques. Multiple access communication systems can support concurrent communication with a number of terminals (i.e., users).

[1021] FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system 100 that may be designed and operated to implement various aspects and embodiments of the invention. MIMO system 100 employs multiple (N_T) transmit antennas and multiple (N_R) receive antennas for data transmission. MIMO system 100 is effectively formed for a multiple access communication system having a base station (BS) 104 that concurrently communicates with a number of terminals (T) 106. In this case, base station 104 employs multiple antennas and represents the multiple-input (MI) for uplink transmissions and the multiple-output (MO) for downlink transmissions. The downlink (i.e., forward link) refers to transmissions from the base station to the terminals, and the uplink (i.e., reverse link) refers to transmissions from the terminals to the base station.

[1022] A MIMO system employs multiple (N_T) transmit antennas and multiple (N_R) receive antennas for data transmission. A MIMO channel formed by the N_T transmit and N_R receive antennas may be decomposed into N_C independent channels, with $N_C \leq \min \{N_T, N_R\}$. Each of the N_C independent channels is also referred to as a spatial subchannel of the MIMO channel and corresponds to a dimension. In one common MIMO system implementation, the N_T transmit antennas are located at and associated with a single transmitter system, and the N_R receive antennas are similarly located at and associated with a single receiver system. A MIMO system may also be effectively formed for a multiple access communication system having a base station that concurrently communicates with a number of terminals. In this case, the base station is equipped with a number of antennas and each terminal may be equipped with one or more antennas.

[1023] An OFDM system effectively partitions the operating frequency band into a number of (N_F) frequency subchannels (i.e., frequency bins or subbands). At each time slot, a modulation symbol may be transmitted on each of the N_F frequency subchannels. Each time slot corresponds to a particular time interval that may be dependent on the bandwidth of the frequency subchannel.

[1024] A multi-channel communication system may be operated to transmit data via a number of transmission channels. For a MIMO system not utilizing OFDM, there is typically only one frequency subchannel and each spatial subchannel may be referred to as a transmission channel. For a MIMO system utilizing OFDM, each spatial subchannel of each frequency subchannel may be referred to as a transmission channel. And for an OFDM system not utilizing MIMO, there is only one spatial subchannel for each frequency subchannel and each frequency subchannel may be referred to as a transmission channel.

[1025] The transmission channels in a multi-channel communication system typically experience different link conditions (e.g., due to different fading and multipath effects) and may achieve different signal-to-noise-plus-interference ratios (SNRs). Consequently, the capacity of the transmission channels may be different from channel to channel. This capacity may be quantified by the information bit rate (i.e., the number of information bits per modulation symbol) that may be transmitted on a transmission channel for a particular level of performance (e.g., a particular bit error rate (BER) or

WO 02/103926

PCT/US02/18961

6

packet error rate (PER)). Since the link conditions typically vary with time, the supported information bit rates for the transmission channels also vary with time.

[1026] To more fully utilize the capacity of the transmission channels, channel state information (CSI) descriptive of the link conditions may be determined (typically at the receiver system) and provided to the transmitter system. The transmitter system may then process (e.g., encode, modulate, and weight) data such that the transmitted information bit rate for each transmission channel matches the transmission capacity of the channel. CSI may be categorized as either "full CSI" or "partial CSI". Full CSI includes sufficient characterization (e.g., the amplitude and phase) across the entire system bandwidth for the propagation path between each transmit-receive antenna pair in a $N_t \times N_r$ MIMO matrix (i.e., the characterization for each transmission channel). Partial CSI may include, for example, the SNRs of the transmission channels.

[1027] Various techniques may be used to process data prior to transmission over multiple transmission channels. In one technique, data for each transmission channel may be coded and modulated based on a particular coding and modulation scheme selected for that channel based on the channel's CSI. By coding and modulating separately for each transmission channel, the coding and modulation may be optimized for the SNR achieved by each channel. In one implementation of such a technique, a fixed base code is used to encode data, and the coded bits for each transmission channel are then punctured (i.e., selectively deleted) to obtain a code rate supported by that channel. In this implementation, the modulation scheme for each transmission channel is also selected based on the channel's code rate and SNR. This coding and modulation scheme is described in further detail in U.S. Patent Application Serial No. 09/776,075, entitled "CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM," filed February 1, 2001, assigned to the assignee of the present application and incorporated herein by reference. For this technique, substantial implementation complexity is typically associated with having a different code rate and modulation scheme for each transmission channel.

[1028] In accordance with an aspect of the invention, techniques are provided to (1) process data for all selected transmission channels based on a common coding and modulation scheme to provide modulation symbols, and (2) weight the modulation symbols for each selected transmission channel based on the channel's CSI. The weighting effectively "inverts" the selected transmission channels such that, in general,

WO 02/103926

PCT/US02/18961

7

the SNRs are approximately similar at the receiver system for all selected transmission channels. In one embodiment, which is referred to as selective channel inversion (SCI), only "good" transmission channels having SNRs (or power gains) at or above a particular SNR (or power gain) threshold are selected for use for data transmission, and "bad" transmission channels are not used. With selective channel inversion, the total available transmit power is distributed across the good transmission channels, and improved efficiency and performance are achieved. In another embodiment, all available transmission channels are selected for use and the channel inversion is performed for all transmission channels.

[1029] In yet another embodiment, the available transmission channels are segregated into groups and the selective channel inversion is applied independently to each group of channels. For example, the frequency subchannels of each transmit antenna may be grouped together, and the selective channel inversion may be applied independently for each of the transmit antennas. This segregation permits the optimization to be achieved on a per group (e.g., per transmit antenna) basis.

[1030] These channel inversion techniques may be advantageously used when full or partial CSI is available at the transmitter. These techniques ameliorate most of the complexity associated with the channel-specific coding and modulation technique described above, while still achieving high performance. Moreover, the selective channel inversion technique may also provide improved performance over the channel-specific coding and modulation technique due to the combined benefits of (1) using only the N_S best transmission channels from among the available transmission channels and (2) matching the received SNR of each selected transmission channel to the SNR required for the selected coding and modulation scheme.

[1031] For a MIMO system utilizing OFDM and having full CSI available, the transmitter system may have knowledge of the complex-valued gain of the transmission path between each transmit-receive antenna pair of each frequency subchannel. This information may be used to render the MIMO channel orthogonal so that each eigenmode (i.e., spatial subchannel) may be used for an independent data stream.

[1032] For a MIMO system utilizing OFDM and having partial CSI available, the transmitter may have limited knowledge of the transmission channels. Independent data streams may be transmitted on corresponding transmission channels over the available transmit antennas, and the receiver system may use a particular linear (spatial) or non-

linear (space-time) processing technique (i.e., equalization) to separate out the data streams. The equalization provides an independent data stream corresponding to each transmission channel (e.g., each transmit antenna and/or each frequency subchannel), and each of these data streams has an associated SNR.

[1033] If the set of SNRs for the transmission channels is available at the transmitter system, this information may be used to select the proper coding and modulation scheme and to distribute the total available transmit power for each group (there may be only one group). In an embodiment, the available transmission channels in each group are ranked in order of decreasing received SNR, and the total available transmit power is allocated to and used for the N_s best transmission channels in the group. In an embodiment, transmission channels having received SNRs that fall below a particular SNR threshold are not selected for use. The SNR threshold may be selected to optimize throughput or some other criteria. The total available transmit power for each group is distributed across all transmission channels in the group selected for use such that the transmitted data streams have approximately similar received SNRs at the receiver system. Similar processing may be performed if the channel gains are available at the transmitter system. In an embodiment, a common coding scheme (e.g., a particular Turbo code of a particular code rate) and a common modulation scheme (e.g., a particular PSK or QAM constellation) are used for all selected transmission channels in each group.

Transmission Channel Inversion

[1034] If a simple (common) coding and modulation scheme can be used at the transmitter system, then a single (e.g., convolutional or Turbo) coder and code rate may be used to encode data for all transmission channels selected for data transmission, and the resultant coded bits may be mapped to modulation symbols using a single (e.g., PSK or QAM) modulation scheme. The resultant modulation symbols are then all drawn from the same "alphabet" of possible modulation symbols and encoded with the same code and code rate. This would then simplify the data processing at both the transmitter and receiver.

[1035] However, the transmission channels in a multi-channel communication system typically experience different link conditions and achieve different SNRs. In this case, if the same amount of transmit power is used for each selected transmission

WO 02/103926

PCT/US02/18961

9

channel, then the transmitted modulation symbols will be received at different SNRs depending on the specific channels on which the modulation symbols are transmitted. The result may be a large variation in symbol error probability over the set of selected transmission channels, and an associated loss in bandwidth efficiency.

[1036] In accordance with an aspect of the invention, a power control mechanism is used to set or adjust the transmit power level for each transmission channel selected for data transmission to achieve a particular SNR at the receiver system. By achieving similar received SNRs for all selected transmission channels, a single coding and modulation scheme may be used for all selected transmission channels, which can greatly reduce the complexity of the coding/modulation process at the transmitter system and the complementary demodulation/decoding process at the receiver system. The power control may be achieved by "inverting" the selected transmission channels and properly distributing the total available transmit power across all selected channels, as described in further detail below.

[1037] If the same amount of transmit power is used for all available transmission channels in a MIMO system utilizing OFDM, then the received power for a particular channel may be expressed as:

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

where

$P'_r(j,k)$ is the received power for transmission channel (j,k) (i.e., the j -th spatial subchannel of the k -th frequency subchannel),

P_{tx} is the total transmit power available at the transmitter,

N_T is the number of transmit antennas,

N_F is the number of frequency subchannels, and

$H(j,k)$ is the complex-valued "effective" channel gain from the transmitter to the receiver for transmission channel (j,k) .

For simplicity, the channel gain $H(j,k)$ includes the effects of the processing at the transmitter and receiver. Also for simplicity, it is assumed that the number of spatial subchannels is equal to the number of transmit antennas and $N_T N_F$ represents the total number of available transmission channels. If the same amount of power is transmitted

WO 02/103926

PCT/US02/18961

10

for each available transmission channel, the total received power P_{r_total} for all available transmission channels may be expressed as:

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

[1038] Equation (1) shows that the receive power for each transmission channel is dependent on the power gain of that channel, i.e., $|H(j,k)|^2$. To achieve equal received power across all available transmission channels, the modulation symbols for each channel can be weighted at the transmitter by a weight of $W(j,k)$, which can be expressed as:

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

where c is a factor chosen such that the received powers for all transmission channels are approximately equal at the receiver. As shown in equation (3), the weight for each transmission channel is inversely proportional to that channel's gain. The weighted transmit power for transmission channel (j,k) can then be expressed as:

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

where b is a "normalization" factor used to distribute the total transmit power among the available transmission channels. This normalization factor b can be expressed as:

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

where $c^2 = b$. As shown in equation (5), the normalization factor b is computed as the sum of the reciprocal power gains for all available transmission channels.

[1039] The weighting of the modulation symbols for each transmission channel by $W(j,k)$ effectively "inverts" the transmission channel. This channel inversion results in the amount of transmit power for each transmission channel being inversely proportional to the channel's power gain, as shown in equation (4), which then provides

WO 02/103926

PCT/US02/18961

11

a particular received power at the receiver. The total available transmit power is thus effectively distributed (unevenly) to all available transmission channels based on their channel gains such that all transmission channels have approximately equal received power, which may be expressed as:

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

If the noise variance is the same across all transmission channels, then the equal received power allows the modulation symbols for all channels to be generated based on a single common coding and modulation scheme, which then greatly simplify the coding and decoding processes.

[1040] If all available transmission channels are used for data transmission regardless of their channel gains, then the poor transmission channels are allocated more of the total transmit power. In fact, to achieve similar received power for all transmission channels, the poorer a transmission channel gets the more transmit power needs to be allocated to this channel. When one or more transmission channels become excessively poor, the amount of transmit power needed for these channels would deprive (or starve) the good channels of power, which may then dramatically decrease the overall system throughput.

Selective Channel Inversion Based on Channel Gains

[1041] In an aspect, the channel inversion is applied selectively, and only transmission channels whose received power is at or above a particular threshold, α , relative to the total received power are selected for data transmission. Transmission channels whose received power falls below this threshold are erased (i.e., not used). For each selected transmission channel, the modulation symbols are weighted at the transmitter such that all selected transmission channels are received at approximately similar power level. The threshold can be selected to maximize throughput or based on some other criteria. The selective channel inversion scheme preserves most of the simplicity inherent in using a common coding and modulation scheme for all transmission channels while also provides high performance normally associated with individual coding per transmission channel.

[1042] Initially, the average power gain, L_{avg} , is computed for all available transmission channels and can be expressed as:

WO 02/103926

PCT/US02/18961

12

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

[1043] The modulation symbols for each selected transmission channel can be weighted at the transmitter by a weight of $\tilde{W}(j,k)$, which can be expressed as:

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

The weight for each selected transmission channel is inversely proportional to that channel's gain and is determined such that all selected transmission channels are received at approximately equal power. The weighted transmit power for each transmission channel can then be expressed as:

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

where α is the threshold and \tilde{w} is a normalization factor used to distribute the total transmit power among the selected transmission channels. As shown in equation (9), a transmission channel is selected for use if its power gain is greater than or equal to a power gain threshold (i.e., $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{\text{ave}}$). The normalization factor \tilde{w} is computed based on only the selected transmission channels and can be expressed as:

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

[1044] Equations (7) through (10) effectively distribute the total transmit power to the selected transmission channels based on their power gains such that all selected transmission channels have approximately equal received power, which may be expressed as:

WO 02/103926

PCT/US02/18961

13

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

Selective Channel Inversion Based on Channel SNRs

[1045] In many communication systems, the known quantities at the receiver system are the received SNRs for the transmission channels rather than the channel gains (i.e., the path losses). In such systems, the selective channel inversion technique can be readily modified to operate based on the received SNRs instead of the channel gains.

[1046] If equal transmit power is used for all available transmission channels and the noise variance, σ^2 , is constant for all channels, then the received SNR, $\gamma(j,k)$, for transmission channel (j,k) can be expressed as:

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

The average received SNR, γ_{ave} , for each available transmission channel may be expressed as:

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

which also assumes equal transmit power over the available transmission channels. The received SNR, γ_{total} , for all available transmission channels may be expressed as:

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

The total received SNR, γ_{total} , is based on the total transmit power being equally distributed across all available transmission channels.

[1047] A normalization factor, β , used to distribute the total transmit power among the selected transmission channels can be expressed as:

WO 02/103926

PCT/US02/18961

14

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

As shown in equation (15), the normalization factor β is computed based on, and as the sum of the reciprocal of, the SNRs of all selected transmission channels.

[1048] To achieve similar received SNR for all selected transmission channels, the modulation symbols for each selected transmission channel (j,k) may be weighted by a weight that is related to that channel's SNR, which may be expressed as:

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

where $\tilde{c}^2 = \beta$. The weighted transmit power for each transmission channel may then be expressed as:

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

As shown in equation (17), only transmission channels for which the received SNR is greater than or equal to an SNR threshold (i.e., $\gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave}$) are selected for use.

[1049] If the total transmit power is distributed across all selected transmission channels such that the received SNR is approximately similar for all selected channels, then the resulting received SNR for each transmission channel may be expressed as:

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \frac{\beta \gamma_{total}}{\gamma_{ave}} & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{Eq (18)}$$

By substituting γ_{ave} from equation (13) and γ_{total} from equation (14) into equation (18), the following is obtained:

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \beta N_r N_f & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases}$$

Channel Inversion for Segregated Groups of Transmission Channels

[1050] In the above description, the channel inversion is applied to all available transmission channels or selectively to a subset of the available transmission channels (which are selected based on a particular threshold). This then allows a common coding and modulation scheme to be used for all transmission channels to be used for data transmission.

[1051] The selective channel inversion may also be applied individually and independently to groups of transmission channels. In this case, the available transmission channels in the communication system are initially segregated into a number of groups. Any number of groups may be formed, and each group may include any number of channels (i.e., there need not be equal number of channels in each group).

[1052] A particular amount of transmit power is also available for each group based on various system constraints and considerations. For a full channel inversion technique, the available transmit power for each group is allocated to all transmission channels in the group such that the received signal quality for these channels is approximately equal (i.e., similar received SNRs). And for a selective channel inversion technique, all or a subset of the available transmission channels in each group are selected for use, e.g., based on a particular threshold determined for the group. The available transmit power for each group is then allocated to the selected transmission channels in the group such that the received signal quality for the channels is approximately equal.

[1053] Various additional flexibilities are afforded by processing data separately for each group of transmission channels. For example, the full or selective channel inversion may be independently applied to each group of channels. Also, for those groups for which selective channel inversion is applied, one threshold may be used for all groups, each group may be assigned a separate threshold, or some groups may share the same threshold while other groups may be assigned separate thresholds. A different coding and modulation scheme may also be used for each group, which may be selected based on the received SNR achieved by the transmission channels in the group.

[1054] For a MIMO system that utilizes OFDM, the MIMO construct creates multiple (N_S) transmission channels in the spatial domain and the OFDM construct creates multiple (N_F) transmission channels in the frequency domain. The total number

WO 02/103926

PCT/US02/18961

16

of transmission channels available to send data is then $N = N_S \cdot N_T$. The N transmission channels may then be segregated into a number of groups in various ways.

[1055] In one embodiment, the transmission channels are segregated on a per transmit antenna basis. If the number of spatial subchannels is equal to the number of transmit antennas (i.e., $N_T = N_S$), then the full or selective channel inversion may be applied independently to each of the N_T transmit antennas. In an embodiment, selective channel inversion is used for each group, and the N_T groups corresponding to the N_T transmit antennas may be associated with N_T respective thresholds, one threshold for each group or transmit antenna. The selective channel inversion then determines the subset of transmission channels (or frequency subchannels) associated with each transmit antenna having adequate received SNRs, which can be achieved by comparing the received SNR for each frequency subchannel to the threshold for the transmit antenna. The total transmit power available for each transmit antenna is then allocated to the selected frequency subchannels for the transmit antenna such that the received SNRs for these frequency subchannels are approximately similar.

[1056] In another embodiment, the available transmission channels are segregated on a per frequency subchannel basis. In this embodiment, the full or selective channel inversion may be applied independently to each of the N_F frequency subchannels. If selective channel inversion is used, then the spatial subchannels in each group may be selected for use for data transmission based on the threshold for the group corresponding to that frequency subchannel.

[1057] The segregation of the available transmission channels into groups permits optimization to be achieved on a per group basis (e.g., per transmit antenna or per frequency subchannel), which then allows a specific coding and modulation scheme to be used for all selected transmission channels in each group. For example, one or more transmit antennas may be assigned to each scheduled terminal for data transmission. The transmission channels associated with the assigned transmit antennas may be placed in a group, and the selective channel inversion may be performed on this group of transmission channels such that a single coding and modulation scheme may be used for the data transmission to this terminal.

[1058] If equal transmit power is used for all available transmission channels in group j and the noise variance, σ^2 , is constant for all channels, then the received SNR, $y_j(k)$, for transmission channel k in group j can be expressed as:

WO 02/103926

PCT/US02/18961

17

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

where

$P_{rx,j}(k)$ is the received power for transmission channel k in group j ,

$P_{tx,j}$ is the total available transmit power for group j ,

$H_j(k)$ is effective channel gain from the transmitter to the receiver for transmission channel k in group j , and

N_j is the number of transmission channels in group j . Group j may correspond to a specific transmit antenna j , in which case $N_j = N_F$.

The average received SNR, $\gamma_{avr,j}$, for each available transmission channel in group j may be expressed as:

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

Equation (20) assumes equal transmit power over the N_j available transmission channels in group j . The received SNR, $\gamma_{tot,j}$, for all available transmission channels in group j may then be expressed as:

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

where

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

The total received SNR, $\gamma_{tot,j}$, for group j is based on the total transmit power, $P_{tx,j}$, for group j being equally distributed across all available transmission channels in the group.

[1059] A normalization factor, β_j , used to distribute the total transmit power $P_{tx,j}$ among the selected transmission channels in group j can be expressed as:

WO 02/103926

PCT/US02/18961

18

$$\beta_j = \frac{1}{\sum_{\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}} \gamma_j(k)^{-1}} \quad \text{Eq (23)}$$

As shown in equation (23), the normalization factor β_j is computed based on the SNRs of all selected transmission channels in group j , with the channels being selected based on the threshold, $\alpha_j \gamma_{ave,j}$, determined for the group.

[1060] To achieve similar received SNR for all selected transmission channels in the group, the modulation symbols for each selected transmission channel may be weighted by a weight that is related to that channel's SNR, which may be expressed as:

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

where $\bar{c}^2 = \beta_j$. The weighted transmit power for each transmission channel may then be expressed as:

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

As shown in equation (25), only transmission channels for which the received SNR is greater than or equal to the SNR threshold (i.e., $\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}$) are selected for use.

[1061] If the total transmit power is distributed across all selected transmission channels in the group such that the received SNR is approximately similar for all selected channels, then the resulting received SNR for each transmission channel may be expressed as:

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

[1062] The process described above may be repeated for each group of transmission channels. Each group may be associated with a different threshold, $\alpha_j \gamma_{ave,j}$, derived to provide the desired performance for that group. The ability to allocate transmit power on

WO 02/103926

PCT/US02/18961

19

a per group (e.g., per transmit antenna) basis can provide enhanced flexibility and may further improve performance.

[1063] FIG. 2A is a flow diagram of a process 200 to determine the amount of transmit power to be allocated to each selected transmission channel based on selective channel inversion, in accordance with an embodiment of the invention. Process 200 assumes that all available transmission channels are considered (i.e., one group of transmission channels for the communication system). Process 200 may be used if the channel gains $H(j,k)$, the received SNRs $\gamma(j,k)$, or some other characteristics are available for the transmission channels. For clarity, process 200 is described below for the case in which the channel gains are available, and the case in which the received SNRs are available is shown within brackets.

[1064] Initially, the channel gains $H(j,k)$ [or the received SNRs $\gamma(j,k)$] of all available transmission channels are retrieved, at step 212. A power gain threshold, αL_{ave} [or an SNR threshold, $\alpha \gamma_{ave}$] used to select transmission channels for data transmission is also determined, at step 214. The threshold may be computed as described in further detail below.

[1065] Each available transmission channel is then evaluated for possible use. A (not yet evaluated) available transmission channel is identified for evaluation, at step 216. For the identified transmission channel, a determination is made whether or not the power gain [or the received SNR] for the channel is greater than or equal to the power gain threshold (i.e., $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}$) [or the SNR threshold (i.e., $\gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave}$), at step 218. If the identified transmission channel satisfies the criteria, then it is selected for use, at step 220. Otherwise, if the transmission channel does not satisfy the criteria, it is discarded and not used for data transmission.

[1066] A determination is then made whether or not all available transmission channels have been evaluated, at step 222. If not, the process returns to step 216 and another available transmission channel is identified for evaluation. Otherwise, the process proceeds to step 224.

[1067] At step 224, a nonnormalization factor \tilde{b} [or β] used to distribute the total transmit power among the selected transmission channels is determined based on the channel gains [or the received SNRs] of the selected channels, at step 224. This can be achieved as shown in equation (10) [or equation (15)]. A weight $\tilde{W}(j,k)$ is next

WO 02/103926

PCT/US02/18961

20

computed for each selected transmission channel, at step 226, based on the normalization factor and that channel's gain [or SNR]. The weight can be computed as shown in equation (8) [or equation (16)]. The weighted transmit power for each selected transmission channel would then be as shown in equation (9) [or equation (17)]. The process then terminates.

[1068] In the above description, the total available transmit power for each group is allocated (unevenly) to the selected transmission channels in the group based on their respective weights such that the received SNRs for these channels are approximately similar. (There may be only one group of transmission channels.) In some other embodiments, the total available transmit power may be allocated equally amongst the selected transmission channels, in which case the weights for the selected transmission channels are equal. This may be implemented, for example, if the common coding and modulation scheme for a group is selected based on the average SNR for the selected transmission channels in the group. The desired level of performance may be achieved, for example, by interleaving the data across all selected transmission channels in the group or via some other processing scheme.

Threshold Selection

[1069] The threshold, α , used to select transmission channels for use for data transmission may be set based on various criteria. In one embodiment, the threshold is set to optimize throughput.

[1070] Initially, a vector of setpoints (i.e., $Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$) and a vector of code rates (i.e., $R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_r}]$) are defined. The code rates include the effects of the coding and modulation scheme and are representative of the number of information bits per modulation symbol. Each vector includes N_z elements corresponding to the number of available code rates, which may be those available for use in the system. Alternatively, N_z setpoints may be defined based on the operating points supported by the system. Each setpoint corresponds to a particular received SNR needed to achieve a particular level of performance. The setpoint is typically dependent on the transmission bit rate (i.e., the number of information bits per modulation symbol), which is further dependent on the code rate and the modulation scheme used for the data transmission. As noted above, a common modulation scheme is used for all selected transmission

WO 02/103926

PCT/US02/18961

21

channels. In this case, the transmission bit rate and thus the setpoint is directly related to the code rate.

[1071] Each code rate r_n , where $1 \leq n \leq N_L$, is associated with a respective setpoint z_n , which is the minimum received SNR required to operate at that code rate for the required level of performance. The required setpoint z_n may be determined based on computer simulation, mathematical derivation, and/or empirical measurement, as is known in the art. The elements in the two vectors R and Z may also be ordered such that $\{z_1 > z_2 > \dots > z_{N_L}\}$ and $\{r_1 > r_2 > \dots > r_{N_L}\}$, with z_1 being the largest setpoint and r_1 being the highest supported code rate.

[1072] The channel gains for all available transmission channels are used to compute power gains, which are then ranked and placed in a list $H(\lambda)$ in order of decreasing power gains, where $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$, such that $H(1) = \max \{|H(j,k)|^2\}$, ..., and $H(N_T N_F) = \min \{|H(j,k)|^2\}$.

[1073] A sequence $\tilde{b}(\lambda)$ of possible normalization factors is also defined as follows:

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

Each element of the sequence $\tilde{b}(\lambda)$ may be used as a normalization factor if the λ best transmission channels are selected for use.

[1074] For each code rate r_n (where $1 \leq n \leq N_L$), the largest value of λ , $\lambda_{n,\max}$, is determined such that the received SNR for each of the λ best transmission channels is greater than or equal to the setpoint z_n associated with the code rate r_n . This condition may be expressed as:

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

where σ^2 is the received noise power in a single transmission channel. The largest value of λ , $\lambda_{n,\max}$, can be identified by evaluating each possible value of λ starting with 1 and terminating when equation (28) is no longer valid. For each value of λ , the

WO 02/103926

PCT/US02/18961

22

achievable SNR for the λ best transmission channels may be determined as shown by the left argument of equation (28). This achievable SNR is then compared against the SNR, z_n , required for that code rate r_n .

[1075] Thus, for each code rate r_n , each value of λ (for $\lambda = 1, 2, \dots, \lambda_{n,\max}$) is evaluated to determine whether the received SNR for each of the λ best transmission channels can achieve the associated setpoint z_n , if the total transmit power is (unevenly) distributed across all λ channels. The largest value of λ , $\lambda_{n,\max}$, that satisfies this condition is the greatest number of transmission channels that may be selected for code rate r_n while achieving the required setpoint z_n .

[1076] The threshold, α_n , associated with code rate r_n may then be expressed as:

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

The threshold α_n optimizes the throughput for code rate r_n , which requires the setpoint z_n . Since a common code rate is used for all selected transmission channels, the maximum achievable throughput, T_n , can be computed as the throughput for each channel (which is r_n) times the number of selected channels, $\lambda_{n,\max}$. The maximum achievable throughput T_n for setpoint z_n can then be expressed as:

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

where the unit for T_n is in information bits per modulation symbol.

[1077] The optimum throughput for the vector of setpoints can then be given by:

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

As the code rate increases, more information bits may be transmitted per modulation symbol. However, the required SNR also increases, which requires more transmit power for each selected transmission channel for a given noise variance σ^2 . Since the total transmit power is limited, fewer transmission channels may be able to achieve the higher required SNR. Thus, the maximum achievable throughput for each code rate in the vector R may be computed, and the specific code rate that provides the highest throughput may be deemed as the optimum code rate for the specific channel conditions.

WO 02/103926

PCT/US02/18961

23

being evaluated. The optimum threshold, α_{opt} , is then equal to the threshold α_n corresponding to the specific code rate r_n that results in T_{opt} .

[1078] In the above description, the optimum threshold α_{opt} is determined based on the channel gains for all transmission channels. If the received SNRs are available instead of the channel gains, then the received SNRs may be ranked and placed in a list $\gamma(\lambda)$ in order of decreasing SNRs, where $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$, such that the first element in the list $\gamma(1) = \max\{\gamma(j, k)\}$, ..., and the last element in the list $\gamma(N_T N_F) = \min\{\gamma(j, k)\}$. A sequence $\beta(\lambda)$ may then be determined as:

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

[1079] For each code rate r_n (where $1 \leq n \leq N_Z$), the largest value of λ , $\lambda_{n, \max}$, is determined such that the received SNR for each of the λ selected transmission channels is greater than or equal to the associated setpoint z_n . This condition may be expressed as:

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

Once the largest value of λ , $\lambda_{n, \max}$, is determined for code rate r_n , the threshold α_n associated with this code rate may be determined as:

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

The optimum threshold, α_{opt} , and the optimum throughput, T_{opt} , may also be determined as described above.

[1080] For the above description, the threshold is selected to optimize throughput for the available transmission channels. The threshold may also be selected to optimize other performance criteria or metrics, and this is within the scope of the invention.

[1081] FIG. 2B is a flow diagram of a process 240 to determine a threshold α used to select transmission channels for data transmission, in accordance with an embodiment of the invention. Process 240 may be used if the channel gains, received SNRs, or some other characteristics are available for the transmission channels. For

WO 02/103926

PCT/US02/18961

24

clarity, process 240 is described below for the case in which the channel gains are available, and the case in which the received SNRs are available is shown within brackets.

[1082] Initially, a vector of setpoints ($Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$) is defined and a vector of code rates ($R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$) that supports the associated setpoints is determined, at step 250. The channel gains $H(j, k)$ [or the received SNRs $\gamma(j, k)$] for all available transmission channels are retrieved and ranked from the best to the worst, at step 252. The sequence $\tilde{b}(\lambda)$ [or $\beta(\lambda)$] of possible normalization factors is then determined based on the channel gains as shown in equation (27) [or based on the received SNRs as shown in equation (32)], at step 254.

[1083] Each available code rate is then evaluated via a loop. In the first step of the loop, a (not yet evaluated) code rate r_n is identified for evaluation, at step 256. For the first pass through the loop, the identified code rate can be the first code rate r_1 in the vector R . For the identified code rate r_n , the largest value of λ , $\lambda_{n, \max}$, is determined such that the received SNR for each of the λ best transmission channels is greater than or equal to the setpoint z_n associated with the code rate r_n being evaluated, at step 258. This can be performed by computing and satisfying the condition shown in equation (28) [or equation (33)]. The threshold α_n associated with setpoint z_n is then determined based on the channel gain [or the received SNR] of channel $\lambda_{n, \max}$ as shown in equation (29) [or equation (34)], at step 260. The maximum achievable throughput, T_n , for setpoint z_n can also be determined as shown in equation (30), at step 262.

[1084] A determination is then made whether or not all N_z code rates have been evaluated, at step 264. If not, the process returns to step 256 and another code rate is identified for evaluation. Otherwise, the optimum throughput, T_{opt} , and the optimum threshold, α_{opt} , may be determined as shown in equation (31), at step 266. The process then terminates.

[1085] In the above description, one threshold is determined for all available transmission channels in the communication system since the selective channel inversion is performed on all channels. In embodiments wherein the transmission channels are segregated into a number of groups, one threshold may be determined and used for each group. The threshold for each group may be set based on various criteria, such as to optimize the throughput for the transmission channels included in the group.

WO 02/103926

PCT/US02/18961

25

[1086] To determine the threshold for each group, the derivations described above may also be used. However, the list $H_j(\lambda)$ [or $\gamma_j(\lambda)$] for each group only includes the power gains [or received SNRs] for the transmission channels included in the group. Also, the sequence $\tilde{b}_j(\lambda)$ [or $\beta_j(\lambda)$] would include the possible normalization factors defined based on the channel gains [or received SNRs] of the transmission channels in the group. The threshold $\alpha_{j,n}$ associated with code rate r_n for group j may then be expressed as:

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

The optimum threshold $\alpha_{\text{opt},j}$ for group j is equal to the threshold $\alpha_{j,n}$ corresponding to the specific code rate r_n that results in the optimal throughput $T_{\text{opt},j}$ for group j .

[1087] Each group of transmission channels may be associated with a respective threshold. Alternatively, a number of groups may share the same threshold. This may be desirable, for example, if the same coding and modulation scheme is to be used for a number of transmit antennas and the available transmit power may be shared between these transmit antennas.

[1088] In the above description, the threshold is derived based on (unequal) distribution of the total available transmit power amongst the selected transmission channels to achieve similar received SNRs for these channels. In some other embodiments, the threshold may be derived based on some other conditions and/or metrics. For example, the threshold may be derived based on equal allocation of the total available transmit power amongst the selected transmission channels (i.e., equal weights for the selected transmission channels). In this case, the threshold may be selected to maximize the throughput achieved based on this equal transmit power allocation. As another example, the threshold may simply be a particular (fixed) target SNR.

Multi-Channel Communication System

[1089] FIG. 3 is a diagram of a MIMO communication system 300 capable of implementing various aspects and embodiments of the invention. System 300 includes a first system 310 (e.g., base station 104 in FIG. 1) in communication with a second

WO 02/103926

PCT/US02/18961

26

system 350 (e.g., terminal 106). System 300 may be operated to employ a combination of antenna, frequency, and temporal diversity to increase spectral efficiency, improve performance, and enhance flexibility.

[1090] At system 310, a data source 312 provides data (i.e., information bits) to a transmit (TX) data processor 314, which (1) encodes the data in accordance with a particular encoding scheme, (2) interleaves (i.e., reorders) the encoded data based on a particular interleaving scheme, (3) maps the interleaved bits into modulation symbols for one or more transmission channels selected for use for data transmission, and (4) weights the modulation symbols for each selected transmission channel. The encoding increases the reliability of the data transmission. The interleaving provides time diversity for the coded bits, permits the data to be transmitted based on an average SNR for the selected transmission channels, combats fading, and further removes correlation between coded bits used to form each modulation symbol. The interleaving may further provide frequency diversity if the coded bits are transmitted over multiple frequency subchannels. The weighting effectively controls the transmit power for each selected transmission channel to achieve a desired SNR at the receiver system. In an aspect, the coding, symbol mapping, and weighting may be performed based on control signals provided by a controller 334.

[1091] A TX channel processor 320 receives and demultiplexes the weighted modulation symbols from TX data processor 314 and provides a stream of weighted modulation symbols for each selected transmission channel, one weighted modulation symbol per time slot. TX channel processor 320 may further precondition the weighted modulation symbols for the selected transmission channels if full CSI is available.

[1092] If OFDM is not employed, TX channel processor 320 provides a stream of weighted modulation symbols for each antenna used for data transmission. And if OFDM is employed, TX channel processor 320 provides a stream of weighted modulation symbol vectors for each antenna used for data transmission. And if full-CSI processing is performed, TX channel processor 320 provides a stream of preconditioned modulation symbols or preconditioned modulation symbol vectors for each antenna used for data transmission. Each stream is then received and modulated by a respective modulator (MOD) 322 and transmitted via an associated antenna 324.

[1093] At receiver system 350, a number of receive antennas 352 receive the transmitted signals and provide the received signals to respective demodulators

(DEMOD) 354. Each demodulator 354 performs processing complementary to that performed at modulator 322. The modulation symbols from all demodulators 354 are provided to a receive (RX) channel/data processor 356 and processed to recover the transmitted data streams. RX channel/data processor 356 performs processing complementary to that performed by TX data processor 314 and TX channel processor 320 and provides decoded data to a data sink 360. The processing by receiver system 350 is described in further detail below.

MIMO Transmitter Systems

[1094] FIG. 4A is a block diagram of a MIMO transmitter system 310a, which is capable of processing data in accordance with an embodiment of the invention. Transmitter system 310a is one embodiment of the transmitter portion of system 310 in FIG. 3. System 310a includes (1) a TX data processor 314a that receives and processes information bits to provide weighted modulation symbols and (2) a TX channel processor 320a that demultiplexes the modulation symbols for the selected transmission channels.

[1095] In the embodiment shown in FIG. 4A, TX data processor 314a includes an encoder 412, a channel interleaver 414, a puncturer 416, a symbol mapping element 418, and a symbol weighting element 420. Encoder 412 receives the aggregate information bits to be transmitted and encodes the received bits in accordance with a particular encoding scheme to provide coded bits. Channel interleaver 414 interleaves the coded bits based on a particular interleaving scheme to provide diversity. Puncturer 416 punctures (i.e., deletes) zero or more of the interleaved coded bits to provide the desired number of coded bits. Symbol mapping element 418 maps the unpunctured bits into modulation symbols for the selected transmission channels. And symbol weighting element 420 weighs the modulation symbols for each selected transmission channel to provide weighted modulation symbols. The weight used for each selected transmission channel may be determined based on that channel's achieved SNR, as described above.

[1096] Pilot data (e.g., data of known pattern) may also be encoded and multiplexed with the processed information bits. The processed pilot data may be transmitted (e.g., in a time division multiplexed (TDM) manner) in a subset or all of the selected transmission channels, or in a subset or all of the available transmission channels. The

WO 02/103926

PCT/US02/18961

28

pilot data may be used at the receiver to perform channel estimation, as described below.

[1097] As shown in FIG. 4A, the data encoding, interleaving, and puncturing may be achieved based on one or more coding control signals, which identify the specific coding, interleaving, and puncturing schemes to be used. The symbol mapping may be achieved based on a modulation control signal that identifies the specific modulation scheme to be used. And the symbol weighting may be achieved based on weights provided for the selected transmission channels.

[1098] In one coding and modulation scheme, the coding is achieved by using a fixed base code and adjusting the puncturing to achieve the desired code rate, as supported by the SNR of the selected transmission channels. The base code may be a Turbo code, a convolutional code, a concatenated code, or some other code. The base code may also be of a particular rate (e.g., a rate 1/3 code). For this scheme, the puncturing may be performed after the channel interleaving to achieve the desired code rate for the selected transmission channels.

[1099] Symbol mapping element 416 can be designed to group sets of unpunctured bits to form non-binary symbols, and to map each non-binary symbol into a point in a signal constellation corresponding to the modulation scheme selected for use for the selected transmission channels. The modulation scheme may be QPSK, M-PSK, M-QAM, or some other scheme. Each mapped signal point corresponds to a modulation symbol.

[1100] The encoding, interleaving, puncturing, and symbol mapping at transmitter system 310a can be performed based on numerous schemes. One specific scheme is described in the aforementioned U.S. Patent Application Serial No. 09/776,075.

[1101] The number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol for a particular level of performance (e.g., one percent packet error rate or PER) is dependent on the received SNR. Thus, the coding and modulation scheme for the selected transmission channels may be determined based on the characteristics of the channels (e.g., the channel gains, received SNRs, or some other information). The channel interleaving may also be adjusted based on the coding control signal.

[1102] Table 1 lists various combinations of coding rate and modulation scheme that may be used for a number of received SNR ranges. The supported bit rate for each transmission channel may be achieved using any one of a number of possible

WO 02/103926

PCT/US02/18961

29

combinations of coding rate and modulation scheme. For example, one information bit per modulation symbol may be achieved using (1) a coding rate of 1/2 and QPSK modulation, (2) a coding rate of 1/3 and 8-PSK modulation, (3) a coding rate of 1/4 and 16-QAM, or some other combination of coding rate and modulation scheme. In Table 1, QPSK, 16-QAM, and 64-QAM are used for the listed SNR ranges. Other modulation schemes such as 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, and so on, may also be used and are within the scope of the invention.

Table 1

Received SNR Range	# of Information Bits/Symbol	Modulation Symbol	# of Coded Bits/Symbol	Coding Rate
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

[1103] The weighted modulation symbols from TX data processor 314a are provided to TX channel processor 320a, which is one embodiment of TX channel processor 320 in FIG. 3. Within TX channel processor 320a, a demultiplexer 424 receives and demultiplexes the weighted modulation symbol into a number of modulation symbol streams, one stream for each transmission channel selected to transmit the modulation symbols. Each modulation symbol stream is provided to a respective modulator 322. If OFDM is employed, the weighted modulation symbols at each time slot for all selected frequency subchannels of each transmit antenna are combined into a weighted modulation symbol vector. Each modulator 322 converts the weighted modulation symbols (for a system without OFDM) or the weighted modulation symbol vectors (for a system with OFDM) into an analog signal, and further amplifies, filters, quadrature modulates, and upconverts the signal to generate a modulated signal suitable for transmission over the wireless link.

[1104] FIG. 4B is a block diagram of a MIMO transmitter system 310b, which is capable of processing data in accordance with another embodiment of the invention. Transmitter system 310b is another embodiment of the transmitter portion of system 310 in FIG. 3 and includes a TX data processor 314b and a TX channel processor 320b.

[1105] In the embodiment shown in FIG. 4B, TX data processor 314b includes encoder 412, channel interleaver 414, symbol mapping element 418, and symbol weighting element 420. Encoder 412 receives and encodes the aggregate information bits in accordance with a particular encoding scheme to provide coded bits. The coding may be achieved based on a particular code and code rate selected by controller 334, as identified by the coding control signals. Channel interleaver 414 interleaves the coded bits, and symbol mapping element 418 maps the interleaved bits into modulation symbols for the selected transmission channels. Symbol weighting element 420 weighs the modulation symbols for each selected transmission channel based on a respective weight to provide weighted modulation symbols.

[1106] In the embodiment shown in FIG. 4B, transmitter system 310b is capable of preconditioning the weighted modulation symbols based on full CSI. Within TX channel processor 320b, a channel MIMO processor 422 demultiplexes the weighted modulation symbols into a number of (up to N_C) weighted modulation symbol streams, one stream for each spatial subchannel (i.e., eigenmode) used to transmit the modulation symbols. For full-CSI processing, channel MIMO processor 422 preconditiones the (up to N_C) weighted modulation symbols at each time slot to generate N_T preconditioned modulation symbols, as follows:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \Lambda & e_{1N_C} \\ e_{21} & e_{22} & & e_{2N_C} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1} & e_{N_T2} & \Lambda & e_{N_TN_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_C} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. (36)}$$

where b_1, b_2, \dots, b_{N_C} are respectively the weighted modulation symbols for spatial subchannels 1, 2, ... N_C ;

e_{ij} are elements of an eigenvector matrix E related to the transmission characteristics from the transmit antennas to the receive antennas; and

x_1, x_2, \dots, x_{N_T} are the preconditioned modulation symbols, which can be expressed as:

WO 02/103926

PCT/US02/18961

31

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

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

$$x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{N_TN_c} .$$

The eigenvector matrix **E** may be computed by the transmitter or is provided to the transmitter by the receiver. The elements of the matrix **E** are also taken into account in determining the effective channel gains $H(j,k)$.

[1107] For full-CSI processing, each preconditioned modulation symbol, x_i , for a particular transmit antenna represents a linear combination of the weighted modulation symbols for up to N_c spatial subchannels. For each time slot, the (up to) N_T preconditioned modulation symbols generated by channel-MIMO processor 422 are demultiplexed by demultiplexer 424 and provided to (up to) N_T modulators 322. Each modulator 322 converts the preconditioned modulation symbols (for a system without OFDM) or the preconditioned modulation symbol vectors (for a system with OFDM) into a modulated signal suitable for transmission over the wireless link.

[1108] FIG. 4C is a block diagram of a MIMO transmitter system 310c, which utilizes OFDM and is capable of processing data in accordance with yet another embodiment of the invention. Transmitter system 310c is another embodiment of the transmitter portion of system 310 in FIG. 3 and includes a TX data processor 314c and a TX channel processor 320c. TX data processor 314c may be operated to independently code and modulate each group of transmission channels based on a particular coding and modulation scheme selected for the group. Each group may correspond to one transmit antenna and the transmission channels in each group may correspond to the frequency subchannels for the transmit antenna.

[1109] In the embodiment shown in FIG. 4C, TX data processor 314c includes a number of spatial subchannel data processor 410a through 410i, one data processor 410 for each group of transmission channels to be independently coded and modulated. Each data processor 410 includes encoder 412, channel interleaver 414, symbol mapping element 418, and symbol weighting element 420. These elements of data processor 410 operate to encode the information bits for a group being processed by the data processor, interleave the coded bits, map the interleaved bits to generated modulation symbols, and weight the modulation symbols for each selected transmission

WO 02/103926

PCT/US02/18961

32

channel within the group. As shown in FIG. 4C, the coding and modulation control and the weights may be specifically provided for each group.

[1110] The weighted modulation symbols from each data processor 410 are provided to a respective combiner 434 within TX channel processor 320c, which combines the weighted modulation symbols for a particular transmit antenna. If each group includes the selected frequency subchannels for a particular transmit antenna, then combiner 434 combines the weighted modulation symbols for the selected frequency subchannels to form a modulation symbol vector for each transmission channel, which is then provided to a respective modulator 322. The processing by each modulator 322 to generate a modulated signal is described below.

[1111] FIG. 4D is a block diagram of a MIMO transmitter system 310d, which also utilizes OFDM and is capable of processing data in accordance with yet another embodiment of the invention. In this embodiment, the transmission channels for each frequency subchannel may be independently processed. Within a TX data processor 314c, the information bits to be transmitted are demultiplexed by a demultiplexer 428 into a number of (up to N_1) frequency subchannel data streams, one stream for each of the frequency subchannels to be used for data transmission. Each frequency subchannel data stream is provided to a respective frequency subchannel data processor 430.

[1112] Each data processor 430 processes data for a respective frequency subchannel of the OFDM system. Each data processor 430 may be implemented similar to TX data processor 314a in FIG. 4A, TX data processor 314b shown in FIG. 4B, or with some other design. In one embodiment, data processor 430 demultiplexes the frequency subchannel data stream into a number of data substreams, one data substream for each spatial subchannel selected for use for the frequency subchannel. Each data substream is then encoded, interleaved, symbol mapped, and weighted to generate weighted modulation symbols for the data substream. The coding and modulation for each frequency subchannel data stream or each data substream may be adjusted based on the coding and modulation control signals and the weighting may be performed based on the weights. Each data processor 430 thus provides up to N_C weighted modulation symbol streams for up to N_C spatial subchannels selected for use for the frequency subchannel.

[1113] For a MIMO system utilizing OFDM, the modulation symbols may be transmitted on multiple frequency subchannels and from multiple transmit antennas.

WO 02/103926

PCT/US02/18961

33

Within a MIMO processor 320d, the up to N_C modulation symbol streams from each data processor 430 are provided to a respective subchannel spatial processor 432, which processes the received modulation symbols based on the channel control and/or the available CSI. Each spatial processor 432 may simply implement a demultiplexer (such as that shown in FIG. 4A) if full-CSI processing is not performed, or may implement a channel MIMO processor followed by a demultiplexer (such as that shown in FIG. 4B) if full-CSI processing is performed. For a MIMO system utilizing OFDM, the full-CSI processing (i.e., preconditioning) may be performed on each frequency subchannel.

[1114] Each subchannel spatial processor 432 demultiplexes the up to N_C modulation symbols for each time slot into up to N_T modulation symbols for the transmit antennas selected for use for that frequency subchannel. For each transmit antenna, a combiner 434 receives the modulation symbols for up to N_C frequency subchannels selected for use for that transmit antenna, combines the symbols for each time slot into a modulation symbol vector V_i , and provides the modulation symbol vector to the next processing stage (i.e., a respective modulator 322).

[1115] MIMO processor 320d thus receives and processes the modulation symbols to provide up to N_T modulation symbol vectors, V_1 through V_{N_T} , one modulation symbol vector for each transmit antenna selected for use for data transmission. Each modulation symbol vector V covers a single time slot, and each element of the modulation symbol vector V is associated with a specific frequency subchannel having a unique subcarrier on which the modulation symbol is conveyed.

[1116] FIG. 4D also shows an embodiment of modulator 322 for OFDM. The modulation symbol vectors V_1 through V_{N_T} from MIMO processor 320c are provided to modulators 322a through 322t, respectively. In the embodiment shown in FIG. 4D, each modulator 322 includes an inverse Fast Fourier Transform (IFFT) 440, a cyclic prefix generator 442, and an upconverter 444.

[1117] IFFT 440 converts each received modulation symbol vector into its time-domain representation (which is referred to as an OFDM symbol) using IFFT. IFFT 440 can be designed to perform the IFFT on any number of frequency subchannels (e.g., 8, 16, 32, and so on). In an embodiment, for each modulation symbol vector converted to an OFDM symbol, cyclic prefix generator 442 repeats a portion of the time-domain representation of the OFDM symbol to form a "transmission symbol" for a specific transmit antenna. The cyclic prefix insures that the transmission symbol retains its

orthogonal properties in the presence of multipath delay spread, thereby improving performance against deleterious path effects. The implementation of IFFT 440 and cyclic prefix generator 442 is known in the art and not described in detail herein.

[1118] The time-domain representations from each cyclic prefix generator 442 (i.e., the transmission symbols for each antenna) are then processed (e.g., converted into an analog signal, modulated, amplified, and filtered) by upconverter 444 to generate a modulated signal, which is then transmitted from a respective antenna 324.

[1119] OFDM modulation is described in further detail in a paper entitled "Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come," by John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, May 1990, which is incorporated herein by reference.

[1120] FIGS. 4A through 4D show four designs of a MIMO transmitter capable of implementing various aspects and embodiments of the invention. The invention may also be practiced in an OFDM system that does not utilize MIMO. In this case, the available transmission channels correspond to the frequency subchannels of the OFDM system. Numerous other transmitter designs are also capable of implementing various inventive techniques described herein, and these designs are also within the scope of the invention. Some of these transmitter designs are described in further detail in the following patent applications, which are all assigned to the assignee of the present application and incorporated herein by reference:

- U.S. Patent Application Serial No. 09/776,075, described above;
- U.S. Patent Application Serial No. 09/532,492, entitled "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION," filed March 22, 2000;
- U.S. Patent Application Serial No. 09/826,481, "METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM," filed March 23, 2001; and
- U.S. Patent Application Serial No. 09/854,235, entitled "METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING DATA IN A MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) COMMUNICATION SYSTEM UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION," filed May 11, 2001.

These patent applications also describe MIMO processing and CSI processing in further detail.

[1121] In general, transmitter system 310 codes and modulates data for all selected transmission channels (or all selected transmission channels within each group) based a particular common coding and modulation scheme. The modulation symbols are further weighted by weights assigned to the selected transmission channels such that the desired level of performance is achieved at the receiver. The techniques described herein are applicable for multiple parallel transmission channels supported by MTMO, OFDM, or any other communication scheme (e.g., a CDMA scheme) capable of supporting multiple parallel transmission channels.

[1122] FIG. 4C shows an embodiment wherein the data for each transmit antenna may be coded and modulated separately based on a coding and modulation scheme selected for that transmit antenna. Analogously, FIG. 4D shows an embodiment wherein the data for each frequency subchannel may be coded and modulated separately based on a coding and modulation scheme selected for that frequency subchannel. In general, all available transmission channels (e.g., all spatial subchannels of all frequency subchannels) may be segregated into any number of groups of any type, and each group may include any number of transmission channels. For example, each group may include spatial subchannels, frequency subchannels, or subchannels in both domains.

MIMO Receiver Systems

[1123] FIG. 5 is a block diagram of a MIMO receiver system 350a capable of receiving data in accordance with an embodiment of the invention. Receiver system 350a is one specific embodiment of receiver system 350 in FIG. 3 and implements the successive cancellation receiver processing technique to receive and recover the transmitted signals. The transmitted signals from (up to) N_T transmit antennas are received by each of N_R antennas 352a through 352r and routed to a respective demodulator (DEMOD) 354 (which is also referred to as a front-end processor).

[1124] Each demodulator 354 conditions (e.g., filters and amplifies) a respective received signal, downconverts the conditioned signal to an intermediate frequency or baseband, and digitizes the downconverted signal to provide samples. Each demodulator 354 may further demodulate the samples with a received pilot to generate a stream of received modulation symbols, which is provided to an RX channel/data processor 356a.

[1125] If OFDM is employed for the data transmission, each demodulator 354 further performs processing complementary to that performed by modulator 322 shown in FIG. 4D. In this case, each demodulator 354 includes an FFT processor (not shown) that generates transformed representations of the samples and provides a stream of modulation symbol vectors. Each vector includes up to N_L modulation symbols for up to N_L frequency subchannels selected for use, and one vector is provided for each time slot. For a transmit processing scheme in which each frequency subchannel is independently processed (e.g., as shown in FIG. 4D), the modulation symbol vector streams from the FFT processors of all N_R demodulators are provided to a demultiplexer (not shown in FIG. 5), which "channelizes" the modulation symbol vector stream from each FFT processor into up to N_L modulation symbol streams corresponding to the number of frequency subchannels used for the data transmission. The demultiplexer then provides each of up to N_L modulation symbol streams to a respective RX MIMO/data processor 356a.

[1126] For a MIMO system not utilizing OFDM, one RX MIMO/data processor 356a may be used to process the N_R modulation symbol streams from the N_R received antennas. And for a MIMO system utilizing OFDM, one RX MIMO/data processor 356a may be used to process the set of N_R modulation symbol streams from the N_R received antennas for each of up to N_L frequency subchannels used for data

transmission. Alternatively, a single RX channel/data processor 356a may be used to separately process the set of modulation symbol streams associated with each frequency subchannel.

[1127] In the embodiment shown in FIG. 5, RX channel/data processor 356a (which is one embodiment of RX channel/data processor 356 in FIG. 3) includes a number of successive (i.e., cascaded) receiver processing stages 510, one stage for each of the transmitted data streams to be recovered by receiver system 350a. In one transmit processing scheme, selective channel inversion is applied to all available transmission channels. In this case, the selected transmission channels may be used to transmit one or more data streams, each of which may be independently coded with the common coding scheme. In another transmit processing scheme, selective channel inversion is applied separately to each transmit antenna. In this case, the selected transmission channels for each transmit antenna may be used to transmit one or more data streams, each of which may be independently coded with the coding scheme selected for that transmit antenna. In general, if one data stream is independently coded and transmitted on each spatial subchannel, then the successive cancellation receiver processing technique may be used to recover the transmitted data streams. For clarity, RX channel/data processor 356a is described for an embodiment wherein one data stream is independently coded and transmitted on each spatial subchannel of a given frequency subchannel being processed data processor 356a.

[1128] Each receiver processing stage 510 (except for the last stage 510n) includes a channel MIMO/data processor 520 coupled to an interference canceller 530, and the last stage 510n includes only channel MIMO/data processor 520n. For the first receiver processing stage 510a, channel MIMO/data processor 520a receives and processes the N_R modulation symbol streams from demodulators 354a through 354r to provide a decoded data stream for the first transmission channel (or the first transmitted signal). And for each of the second through last stages 510b through 510n, channel MIMO/data processor 520 for that stage receives and processes the N_R modified symbol streams from the interference canceller 520 in the preceding stage to derive a decoded data stream for the transmission channel being processed by that stage. Each channel MIMO/data processor 520 further provides CSI (e.g., the received SNR) for the associated transmission channel.

[1129] For the first receiver processing stage 510a, interference canceller 530a receives the N_R modulation symbol streams from all N_R demodulators 354. And for each of the second through second-to-last stages, interference canceller 530 receives the N_R modified symbol streams from the interference canceller in the preceding stage. Each interference canceller 530 also receives the decoded data stream from channel MIMO/data processor 520 within the same stage, and performs the processing (e.g., coding, interleaving, modulation, channel response, and so on) to derive N_R remodulated symbol streams that are estimates of the interference components of the received modulation symbol streams due to this decoded data stream. The remodulated symbol streams are then subtracted from the received modulation symbol streams to derive N_R modified symbol streams that include all but the subtracted (i.e., canceled) interference components. The N_R modified symbol streams are then provided to the next stage.

[1130] In FIG. 5, a controller 540 is shown coupled to RX channel/data processor 356a and may be used to direct various steps in the successive cancellation receiver processing performed by processor 356a.

[1131] FIG. 5 shows a receiver structure that may be used in a straightforward manner when each data stream is transmitted over a respective transmit antenna (i.e., one data stream corresponding to each transmitted signal). In this case, each receiver processing stage 510 may be operated to recover one of the transmitted signals targeted for receiver system 350a and provide the decoded data stream corresponding to the recovered transmitted signal.

[1132] For some other transmit processing schemes, a data stream may be transmitted over multiple transmit antennas, frequency subchannels, and/or time intervals to provide spatial, frequency, and time diversity, respectively. For these schemes, the receiver processing initially derives a received modulation symbol stream for the signal transmitted on each transmit antenna of each frequency subchannel. Modulation symbols for multiple transmit antennas, frequency subchannels, and/or time intervals may then be combined in a complementary manner as the demultiplexing performed at the transmitter system. The stream of combined modulation symbols is then processed to provide the corresponding decoded data stream.

[1133] FIG. 6A is a block diagram of an embodiment of channel MIMO/data processor 520x, which is one embodiment of channel MIMO/data processor 520 in FIG.

5. In this embodiment, channel MIMO/data processor 520x includes a spatial/space-time processor 610, a CSI processor 612, a selector 614, a demodulation element 618, a de-interleaver 618, and a decoder 620.

[1134] Spatial/space-time processor 610 performs linear spatial processing on the N_R received signals for a non-dispersive MIMO channel (i.e., with flat fading) or space-time processing on the N_R received signals for a dispersive MIMO channel (i.e., with frequency selective fading). The spatial processing may be achieved using linear spatial processing techniques such as a channel correlation matrix inversion (CCMI) technique, a minimum mean square error (MMSE) technique, and others. These techniques may be used to null out the undesired signals or to maximize the received SNR of each of the constituent signals in the presence of noise and interference from the other signals. The space-time processing may be achieved using linear space-time processing techniques such as a MMSE linear equalizer (MMSE-LE), a decision feedback equalizer (DFE), a maximum-likelihood sequence estimator (MLSE), and others. The CCMI, MMSE, MMSE-LE, and DFE techniques are described in further detail in the aforementioned U.S. Patent Application Serial No. 09/854,235. The DFE and MLSE techniques are also described in further detail by S.L. Ariyavistakul *et al.* in a paper entitled "Optimum Space-Time Processors with Dispersive Interference: Unified Analysis and Required Filter Span," IEEE Trans. on Communication, Vol. 7, No. 7, July 1999, and incorporated herein by reference.

[1135] CSI processor 612 determines the CSI for each of the transmission channels used for data transmission. For example, CSI processor 612 may estimate a noise covariance matrix based on the received pilot signals and then compute the SNR of the k -th transmission channel used for the data stream to be decoded. The SNR may be estimated similar to conventional pilot assisted single and multi-carrier systems, as is known in the art. The SNR for all of the transmission channels used for data transmission may comprise the CSI that is reported back to the transmitter system. CSI processor 612 may further provide to selector 614 a control signal that identifies the particular data stream to be recovered by this receiver processing stage.

[1136] Selector 614 receives a number of symbol streams from spatial/space-time processor 610 and extracts the symbol stream corresponding to the data stream to be decoded, as indicated by the control signal from CSI processor 612. The extracted stream of modulation symbols is then provided to a demodulation element 614.

WO 02/103926

PCT/US02/18961

40

[1137] For the embodiment shown in FIG. 6A in which the data stream for each transmission channel is independently coded and modulated based on the common coding and modulation scheme, the recovered modulation symbols for the selected transmission channel are demodulated in accordance with a demodulation scheme (e.g., M-PSK, M-QAM) that is complementary to the common modulation scheme used for the transmission channel. The demodulated data from demodulation element 616 is then de-interleaved by a de-interleaver 618 in a complementary manner to that performed by channel interleaver 614, and the de-interleaved data is further decoded by a decoder 620 in a complementary manner to that performed by encoder 612. For example, a Turbo decoder or a Viterbi decoder may be used for decoder 620 if Turbo or convolutional coding, respectively, is performed at the transmitter system. The decoded data stream from decoder 620 represents an estimate of the transmitted data stream being recovered.

[1138] FIG. 6B is a block diagram of an interference canceller 530x, which is one embodiment of interference canceller 530 in FIG. 5. Within interference canceller 530x, the decoded data stream from the channel MIMO/data processor 520 within the same stage is re-encoded, interleaved, and re-modulated by a channel data processor 628 to provide remodulated symbols, which are estimates of the modulation symbols at the transmitter system prior to the MIMO processing and channel distortion. Channel data processor 628 performs the same processing (e.g., encoding, interleaving, and modulation) as that performed at the transmitter system for the data stream. The remodulated symbols are then provided to a channel simulator 630, which processes the symbols with the estimated channel response to provide an estimate, $\hat{\mathbf{I}}^k$, of the interference due to the decoded data stream. The channel response estimate may be derived based on the pilot and/or data transmitted by the transmitter system and in accordance with the techniques described in the aforementioned U.S. Patent Application Serial No. 09/854,235.

[1139] The N_R elements in the interference vector $\hat{\mathbf{I}}^k$ correspond to the component of the received signal at each of the N_R receive antennas due to symbol stream transmitted on the k -th transmit antenna. Each element of the vector represents an estimated component due to the decoded data stream in the corresponding received modulation symbol stream. These components are interference to the remaining (not yet detected) transmitted signals in the N_R received modulation symbol streams (i.e., the

WO 02/103926

PCT/US02/18961

41

vector \underline{r}^k), and are subtracted (i.e., canceled) from the received signal vector \underline{r}^k by a summer 632 to provide a modified vector \underline{r}^{k+1} having the components from the decoded data stream removed. The modified vector \underline{r}^{k+1} is provided as the input vector to the next receiver processing stage, as shown in FIG. 5.

[1140] Various aspects of the successive cancellation receiver processing are described in further detail in the aforementioned U.S. Patent Application Serial No. 09/854,235.

[1141] FIG. 7 is a block diagram of a MIMO receiver system 350b capable of receiving data in accordance with another embodiment of the invention. The transmitted signals from (up to) N_T transmit antennas are received by each of N_R antennas 352a through 352r and routed to a respective demodulator 354. Each demodulator 354 conditions, processes, and digitizes a respective received signal to provide samples, which are provided to a RX MIMO/data processor 356b.

[1142] Within RX MIMO/data processor 356b, the samples for each receive antenna are provided to a respective FFT processor 710, which generates transformed representations of the received samples and provides a respective stream of modulation symbol vectors. The streams of modulation symbol vector from FFT processors 710a through 710r are then provided to a processor 720. Processor 720 channelizes the stream of modulation symbol vectors from each FFT processor 710 into a number of up to N_t subchannel symbol streams. Processor 720 may further perform spatial processing or space-time processing on the subchannel symbol streams to provide post-processed modulation symbols.

[1143] For each data stream transmitted over multiple frequency subchannels and/or multiple spatial subchannels, processor 720 further combines the modulation symbols for all frequency and spatial subchannels used for transmitting the data stream into one post-processed modulation symbol stream, which is then provided to a data stream processor 730. Each data stream processor 730 performs demodulation, de-interleaving, and decoding complementary to that performed on the data stream at the transmitter unit and provides a respective decoded data stream.

[1144] Receiver systems that employ the successive cancellation receiver processing technique and those that do not employ the successive cancellation receiver processing technique may be used to receive, process, and recover the transmitted data streams. Some receiver systems capable of processing signals received over multiple

WO 02/103926

PCT/US02/18961

42

transmission channels are described in the aforementioned U.S. Patent Application Serial Nos. 09/776,075 and 09/826,481, and U.S. Patent Application Serial No. 09/532,492, entitled "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION," filed March 30, 2000, assigned to the assignee of the present invention and incorporated herein by reference.

Obtaining CSI for the Transmitter System

[1145] For simplicity, various aspects and embodiments of the invention have been described wherein the CSI comprises SNR. In general, the CSI may comprise any type of information that is indicative of the characteristics of the communication link. Various types of information may be provided as CSI, some examples of which are described below.

[1146] In one embodiment, the CSI comprises SNR, which is derived as the ratio of the signal power over the noise plus interference power. The SNR is typically estimated and provided for each transmission channel used for data transmission (e.g., each transmit data stream), although an aggregate SNR may also be provided for a number of transmission channels. The SNR estimate may be quantized to a value having a particular number of bits. In one embodiment, the SNR estimate is mapped to an SNR index, e.g., using a look-up table.

[1147] In another embodiment, the CSI comprises power control information for each spatial subchannel of each frequency subchannel. The power control information may include a single bit for each transmission channel to indicate a request for either more power or less power, or it may include multiple bits to indicate the magnitude of the change of power level requested. In this embodiment, the transmitter system may make use of the power control information fed back from the receiver systems to determine which transmission channels to select, and what power to use for each transmission channel.

[1148] In yet another embodiment, the CSI comprises signal power and interference plus noise power. These two components may be separately derived and provided for each transmission channel used for data transmission.

[1149] In yet another embodiment, the CSI comprises signal power, interference power, and noise power. These three components may be derived and provided for each transmission channel used for data transmission.

[1150] In yet another embodiment, the CSI comprises signal-to-noise ratio plus a list of interference powers for each observable interference term. This information may be derived and provided for each transmission channel used for data transmission.

[1151] In yet another embodiment, the CSI comprises signal components in a matrix form (e.g., $N_T \times N_R$ complex entries for all transmit-receive antenna pairs) and the noise plus interference components in matrix form (e.g., $N_T \times N_R$ complex entries). The transmitter system may then properly combine the signal components and the noise plus interference components for the appropriate transmit-receive antenna pairs to derive the quality for each transmission channel used for data transmission (e.g., the post-processed SNR for each transmitted data stream, as received at the receiver systems).

[1152] In yet another embodiment, the CSI comprises a data rate indicator for each transmit data stream. The quality of a transmission channel to be used for data transmission may be determined initially (e.g., based on the SNR estimated for the transmission channel) and a data rate corresponding to the determined channel quality may then be identified (e.g., based on a look-up table). The identified data rate is indicative of the maximum data rate that may be transmitted on the transmission channel for the required level of performance. The data rate is then mapped to and represented by a data rate indicator (DRI), which can be efficiently coded. For example, if (up to) seven possible data rates are supported by the transmitter system for each transmit antenna, then a 3-bit value may be used to represent the DRI where, e.g., a zero may indicate a data rate of zero (i.e., don't use the transmit antenna) and 1 through 7 may be used to indicate seven different data rates. In a typical implementation, the quality measurements (e.g., SNR estimates) are mapped directly to the DRI based on, e.g., a look-up table.

[1153] In yet another embodiment, the CSI comprises an indication of the particular processing scheme to be used at the transmitter system for each transmit data stream. In this embodiment, the indicator may identify the particular coding scheme and the particular modulation scheme to be used for the transmit data stream such that the desired level of performance is achieved.

[1154] In yet another embodiment, the CSI comprises a differential indicator for a particular measure of quality for a transmission channel. Initially, the SNR or DRI or some other quality measurement for the transmission channel is determined and reported as a reference measurement value. Thereafter, monitoring of the quality of the transmission channel continues, and the difference between the last reported measurement and the current measurement is determined. The difference may then be quantized to one or more bits, and the quantized difference is mapped to and represented by the differential indicator, which is then reported. The differential indicator may indicate to increase or decrease the last reported measurement by a particular step size (or to maintain the last reported measurement). For example, the differential indicator may indicate that (1) the observed SNR for a particular transmission channel has increased or decreased by a particular step size, or (2) the data rate should be adjusted by a particular amount, or some other change. The reference measurement may be transmitted periodically to ensure that errors in the differential indicators and/or erroneous reception of these indicators do not accumulate.

[1155] In yet another embodiment, the CSI comprises the channel gain for each available transmission channel, as estimated at the receiver system based on signals transmitted by the transmitter system.

[1156] Other forms of CSI may also be used and are within the scope of the invention. In general, the CSI includes sufficient information in whatever form that may be used to (1) select a set of transmission channels that will result in optimum or near optimum throughput, (2) determine a weighting factor for each selected transmission channel that results in equal or near equal received SNRs, and (3) infer an optimum or near optimum code rate for the selected transmission channels.

[1157] The CSI may be derived based on the signals transmitted from the transmitter system and received at the receiver systems. In an embodiment, the CSI is derived based on a pilot reference included in the transmitted signals. Alternatively or additionally, the CSI may be derived based on the data included in the transmitted signals. Although data may be transmitted on only the selected transmission channels, pilot data may be transmitted on unselected transmission channels to allow the receiver systems to estimate the channel characteristics.

[1158] In yet another embodiment, the CSI comprises one or more signals transmitted from the receiver systems to the transmitter system. In some systems, a

WO 02/103926

PCT/US02/18961

45

degree of correlation may exist between the uplink and downlink (e.g. time division duplexed (TDD) systems where the uplink and downlink share the same frequency band in a time division multiplexed manner). In these systems, the quality of the uplink may be estimated (to a requisite degree of accuracy) based on the quality of the downlink, and vice versa, which may be estimated based on signals (e.g., pilot signals) transmitted from the receiver systems. The pilot signals would then represent a means for which the transmitter system could estimate the CSI as observed at the receiver systems. For this type of CSI, no reporting of channel characteristics is necessary.

[1159] The signal quality may be estimated at the transmitter system based on various techniques. Some of these techniques are described in the following patents, which are assigned to the assignee of the present application and incorporated herein by reference:

- U.S. Patent No. 5,799,005, entitled "SYSTEM AND METHOD FOR DETERMINING RECEIVED PILOT POWER AND PATH LOSS IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM," issued August 25, 1998,
- U.S. Patent No. 5,903,554, entitled "METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING LINK QUALITY IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM," issued May 11, 1999,
- U.S. Patent Nos. 5,056,109, and 5,265,119, both entitled "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM," respectively issued October 8, 1991 and November 23, 1993, and
- U.S. Patent No. 6,097,972, entitled "METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING POWER CONTROL SIGNALS IN CDMA MOBILE TELEPHONE SYSTEM," issued August 1, 2000.

Methods for estimating a single transmission channel based on a pilot signal or a data transmission may also be found in a number of papers available in the art. One such channel estimation method is described by F. Ling in a paper entitled "Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications," IEEE Transaction On Communication, Oct. 1999.

WO 02/103926

PCT/US02/18961

46

[1160] Various types of information for CSI and various CSI reporting mechanisms are also described in U.S. Patent Application Serial No. 08/963,386, entitled "METHOD AND APPARATUS FOR HIGH RATE PACKET DATA TRANSMISSION," filed November 3, 1997, assigned to the assignee of the present application, and in "TIE/EIA/IS-856 cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification", both of which are incorporated herein by reference.

[1161] The CSI may be reported back to the transmitter using various CSI transmission schemes. For example, the CSI may be sent in full, differentially, or a combination thereof. In one embodiment, CSI is reported periodically, and differential updates are sent based on the prior transmitted CSI. In another embodiment, the CSI is sent only when there is a change (e.g., if the change exceeds a particular threshold), which may lower the effective rate of the feedback channel. As an example, the SNRs may be sent back (e.g., differentially) only when they change. For an OFDM system (with or without MIMO), correlation in the frequency domain may be exploited to permit reduction in the amount of CSI to be fed back. As an example for an OFDM system, if the SNR corresponding to a particular spatial subchannel for M frequency subchannels is the same, the SNR and the first and last frequency subchannels for which this condition is true may be reported. Other compression and feedback channel error recovery techniques to reduce the amount of data to be fed back for CSI may also be used and are within the scope of the invention.

[1162] Referring back to FIG. 3, the CSI (e.g., the received SNR) determined by RX channel/data processor 356 is provided to a TX data processor 362, which processes the CSI and provides processed data to one or more modulators 354. Modulators 354 further condition the processed data and transmit the CSI back to transmitter system 310 via a reverse channel.

[1163] At system 310, the transmitted feedback signal is received by antennas 324, demodulated by demodulators 322, and provided to a RX data processor 332. RX data processor 332 performs processing complementary to that performed by TX data processor 362 and recovers the reported CSI, which is then provided to controller 334.

[1164] Controller 334 uses the reported CSI to perform a number of functions including (1) selecting the set of N_s best available transmission channels for data transmission, (2) determining the coding and modulation scheme to be used for data transmission on the selected transmission channels, and (3) determining the weights to

be used for the selected transmission channels. Controller 334 may select the transmission channels to achieve high throughput or based on some other performance criteria or metrics, and may further determine the threshold used to select the transmission channels, as described above.

[1165] The characteristics (e.g., channel gains or received SNRs) of the transmission channels available for data transmission may be determined based on various techniques as described above and provided to the transmitter system. The transmitter system may then use the information to select the set of N_g best transmission channels, properly code and modulate the data, and further weight the modulation symbols.

[1166] The techniques described herein may be used for data transmission on the downlink from a base station to one or more terminals, and may also be used for data transmission on the uplink from each of one or more terminals to a base station. For the downlink, transmitter system 310 in FIGS. 3 and 4A through 4D may represent part of a base station and receiver system 350 in FIGS. 3, 5, and 6 may represent part of a terminal. And for the uplink, transmitter system 310 in FIGS. 3 and 4A through 4D may represent part of a terminal and receiver system 350 in FIGS. 3, 5, and 6 may represent part of a base station.

[1167] The elements of the transmitter and receiver systems may be implemented with one or more digital signal processors (DSP), application specific integrated circuits (ASIC), processors, microprocessors, controllers, microcontrollers, field programmable gate arrays (FPGA), programmable logic devices, other electronic units, or any combination thereof. Some of the functions and processing described herein may also be implemented with software executed on a processor. Certain aspects of the invention may also be implemented with a combination of software and hardware. For example, computations to determine the threshold, α , and to select transmission channels may be performed based on program codes executed on a processor (controller 334 in FIG. 3).

[1168] Headings are included herein for reference and to aid in the locating certain sections. These headings are not intended to limit the scope of the concepts described therein under, and these concepts may have applicability in other sections throughout the entire specification.

[1169] The previous description of the disclosed embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various

WO 02/103926

PCT/US02/18961

48

modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without departing from the spirit or scope of the invention. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

[1170] WHAT IS CLAIMED IS:

WO 02/103926

PCT/US02/18961

49

CLAIMS

1. A method for processing data for transmission over multiple
2 transmission channels in a multi-channel communication system, comprising:
determining characteristics of a plurality of transmission channels available for
4 data transmission;
segregating the plurality of transmission channels into one or more groups of
6 transmission channels; and
for each group of transmission channels,
5 selecting one or more available transmission channels in the group based
on the determined characteristics and a threshold, and
10 coding and modulating data for all selected transmission channels in the
group based on a particular coding and modulation scheme to provide
12 modulation symbols.
2. The method of claim 1, further comprising:
2 for each group of transmission channels
weighting modulation symbols for each selected transmission channel in
4 the group based on a respective weight indicative of a transmit power level for
the selected transmission channel and derived based in part on the determined
6 characteristics of the selected transmission channel.
3. The method of claim 1, wherein the multi-channel communication
2 system is an orthogonal frequency division modulation (OFDM) system, and wherein
the plurality of available transmission channels correspond to a plurality of frequency
4 subchannels.
4. The method of claim 1, wherein the multi-channel communication
2 system is a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system, and
wherein the plurality of available transmission channels correspond to a plurality of
4 spatial subchannels of a MIMO channel.

WO 02/103926

PCT/US02/18961

50

5. The method of claim 4, wherein the MIMO communication system
2 utilizes OFDM, and wherein the plurality of available transmission channels correspond
to a plurality of spatial subchannels of a plurality of frequency subchannels.

6. The method of claim 5, wherein each group corresponds to a respective
2 transmit antenna, and wherein the plurality of transmission channels in each group
correspond to a plurality of frequency subchannels for the corresponding transmit
4 antenna.

7. The method of claim 1, wherein each group is associated with a
2 respective threshold used to select the available transmission channels in the group for
use.

8. The method of claim 1, wherein the data for each group is coded and
2 modulated with a respective coding and modulation scheme selected for the group.

9. The method of claim 2, wherein the weights for the selected transmission
2 channels in each group are derived to distribute total transmit power available for the
group among all selected transmission channels in the group to achieve similar received
4 signal quality.

10. The method of claim 9, wherein the received signal quality is estimated
2 by a signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR).

11. The method of claim 1, wherein the determined characteristics for the
2 available transmission channels are channel gains.

12. The method of claim 11, wherein, for each group, transmission channels
2 having power gains greater than or equal to a particular power gain threshold are
selected, and wherein the power gains are determined based on the channel gains.

WO 02/103926

PCT/US02/18961

51

13. The method of claim 1, wherein the determined characteristics for the
2 available transmission channels are received signal-to-noise-plus-interference ratios (SNRs).
14. The method of claim 13, wherein, for each group, transmission channels
2 having SNRs greater than or equal to a particular SNR threshold are selected.
15. The method of claim 2, wherein the weight for each selected
2 transmission channel is further derived based on total transmit power available for the group in which the transmission channel belongs.
16. The method of claim 2, wherein the weight for each selected
2 transmission channel is further derived based on a normalization factor, which is determined based on the characteristics of the selected transmission channels.
17. The method of claim 1, wherein the threshold for each group is selected
2 to provide high throughput for the selected transmission channels in the group.
18. The method of claim 1, wherein the threshold for each group is selected
2 to provide a highest possible throughput for the available transmission channels in the group.
19. The method of claim 1, wherein the threshold for each group is derived
2 based on a particular target received SNR for all selected transmission channels in the group.
20. The method of claim 2, further comprising:
2 transmitting the weighted modulation symbols on the selected transmission channels.
21. A method for processing data for transmission over multiple
2 transmission channels in a multi-channel communication system, comprising:

WO 02/103926

PCT/US02/18961

52

determining characteristics of a plurality of transmission channels available for data transmission;
4 selecting one or more available transmission channels based on the determined characteristics and a metric;
6 coding data for all selected transmission channels based on a particular coding scheme to provide coded data; and
8 modulating the coded data for all selected transmission channels based on a particular modulation scheme to provide modulation symbols.
10

22. The method of claim 21, further comprising:
2 weighting modulation symbols for each selected transmission channel based on a respective weight indicative of a transmit power level for the selected transmission channel.
4

23. The method of claim 22, wherein the weights for the selected transmission channels are equal.
2

24. The method of claim 22, wherein the weights for the selected transmission channels are unequal.
2

25. The method of claim 22, wherein the weights for the selected transmission channels are derived based in part on the determined characteristics of the selected transmission channel.
2

26. The method of claim 25, wherein the weights for the selected transmissions are further derived to distribute total available transmit power amongst all selected transmission channels to achieve similar received quality for modulation symbols transmitted via the selected transmission channels.
2
4

27. The method of claim 21, wherein the metric relates to throughput and wherein the one or more transmission channels are selected based on the throughput achievable for the selected transmission channels.
2

WO 02/103926

PCT/US02/18961

53

28. A method for transmitting data over multiple transmission channels in a multi-channel communication system, comprising:
determining characteristics of each of a plurality of transmission channels available for use for data transmission;
segregating the plurality of available transmission channels into one or more groups;
coding and modulating data for selected ones of the available transmission channels in each group to provide modulation symbols;
weighting modulation symbols for each selected transmission channel in each group based on a respective weight indicative of a transmit power level for the selected transmission channel and derived based in part on the determined characteristics of the selected transmission channel; and
transmitting the weighted modulation symbols on the selected transmission channels.

29. The method of claim 28, wherein the multi-channel communication system is a multiple-input multiple-output (MIMO) that utilizes orthogonal frequency division modulation (OFDM).

30. The method of claim 29, wherein each group corresponds to a respective transmit antenna, and wherein the plurality of transmission channels in each group correspond to a plurality of frequency subchannels for the corresponding transmit antenna.

31. The method of claim 28, wherein the data for the selected transmission channels in each group is coded based on a common coding scheme.

32. The method of claim 31, wherein the common coding scheme is selected from among a plurality of possible coding schemes.

33. The method of claim 28, wherein the modulation symbols for the selected transmission channels in each group are derived based on a common modulation scheme.

WO 02/103926

PCT/US02/18961

54

34. The method of claim 33, wherein the common modulation scheme is selected from among a plurality of possible modulation schemes.

35. The method of claim 28, wherein the data for the selected transmission channels in each group is coded and modulated based on a common coding and modulation scheme selected for the group.

36. The method of claim 28, further comprising:
selecting one or more of the available transmission channels in each group for use for data transmission based on the determined characteristics of the transmission channels and a threshold.

37. The method of claim 36, wherein each group is associated with a respective threshold.

38. In a multi-channel communication system, a method for determining a threshold used to select transmission channels for use for data transmission, comprising:
defining a set of code rates, wherein each code rate is selectable for coding data prior to transmission;
defining a set of setpoints, wherein each setpoint corresponds to a respective code rate and is indicative of a target signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR) required for a particular level of performance at the corresponding code rate;
determining a particular number of transmission channels supported by each code rate and capable of achieving the setpoint corresponding to the code rate;
determining a performance metric for each code rate based in part on the number of supported transmission channels; and
deriving the threshold based on the performance metrics for the code rates in the set, and wherein transmission channels are selected for use for data transmission based on the threshold.

39. The method of claim 38, wherein the number of transmission channels supported by each code rate is determined by distributing total available transmit power

WO 02/103926

PCT/US02/18961

55

among the supported transmission channels such that the setpoint corresponding to the
4 code rate is achieved for each supported transmission channel.

40. The method of claim 38, wherein the performance metric for each code
2 rate is an overall throughput achievable by the supported transmission channels.

41. A transmitter unit in a multi-channel communication system, comprising:
2 a controller configured to receive channel state information (CSI) indicative of
characteristics of a plurality of transmission channels available for data transmission,
4 segregate the available transmission channels into a plurality of groups, and select one
or more available transmission channels in each group for use for data transmission
6 based on the channel characteristics and a threshold; and
a transmit data processor coupled to the controller and configured to receive,
8 code, and modulate data for each group based on a particular coding and modulation
scheme to provide modulation symbols, and to weight modulation symbols for each
10 selected transmission channel based on a respective weight, wherein each weight is
indicative of a transmit power level for the corresponding selected transmission channel
12 and is derived based in part on the characteristics of the selected transmission channel.

42. The transmitter of claim 41, wherein the controller is further configured
2 to select a particular coding and modulation scheme for each group based on the
characteristics of the available transmission channels and to provide one or more control
4 signals indicative of the coding and modulation schemes selected for the groups.

43. The transmitter of claim 41, wherein the controller is further configured
2 to determine a particular threshold for each group based on the characteristics of the
available transmission channels.

44. The transmitter of claim 41, further comprising:
2 a transmit channel processor coupled to the transmit data processor and
configured to receive and demultiplex the weighted modulation symbols for the selected
4 transmission channels into a plurality of streams, one stream for each antenna used to
transmitted the modulation symbols.

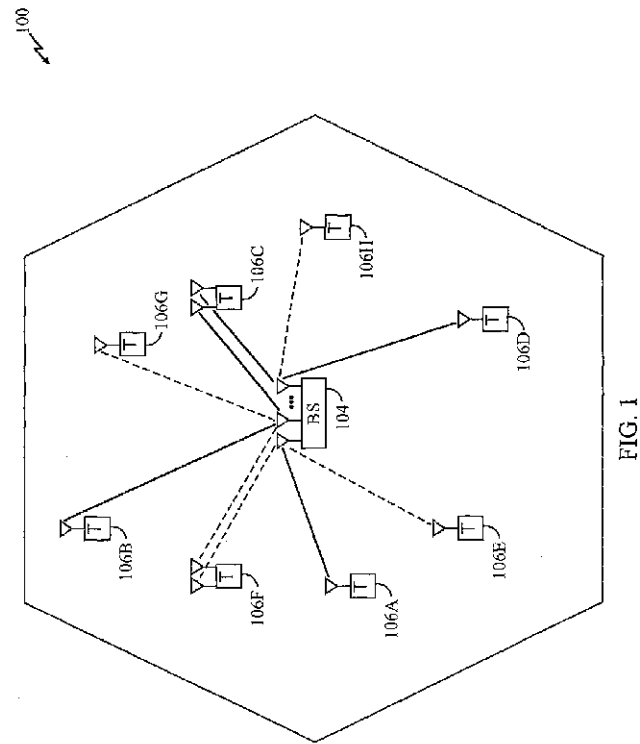
WO 02/103926

PCT/US02/18961

56

45. The transmitter of claim 41, wherein the CSI comprise signal-to-noise-
2 plus-interference ratio (SNR) estimates for the available transmission channels.

46. The transmitter of claim 41, wherein the CSI comprise channel gain
2 estimates for the available transmission channels.



WO 02/103926

PCT/US02/18961

2/10

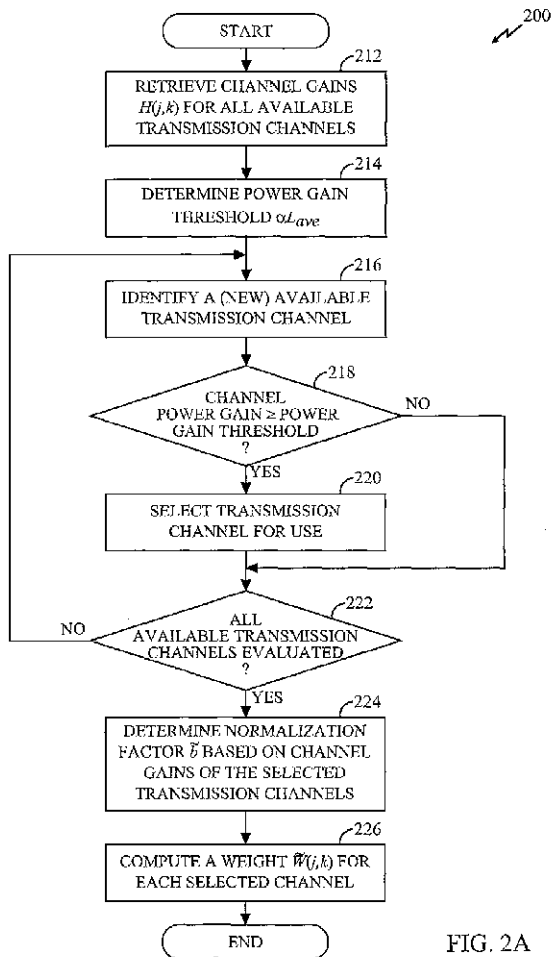


FIG. 2A

WO 02/103926

PCT/US02/18961

3/10

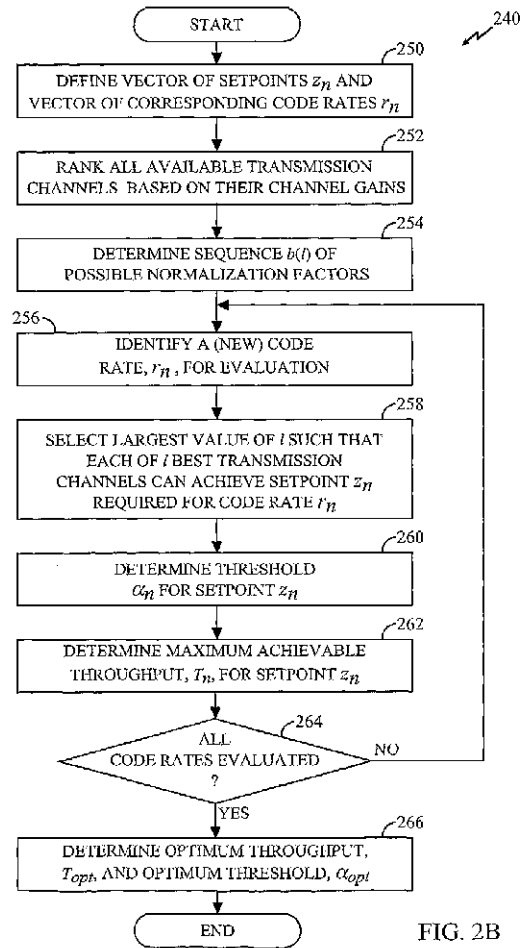


FIG. 2B

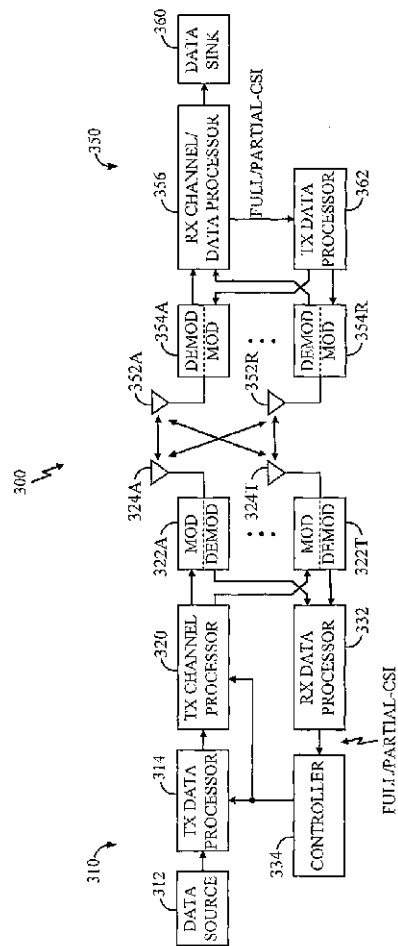


FIG. 3

WO 02/103926

PCT/US02/18961

5/10

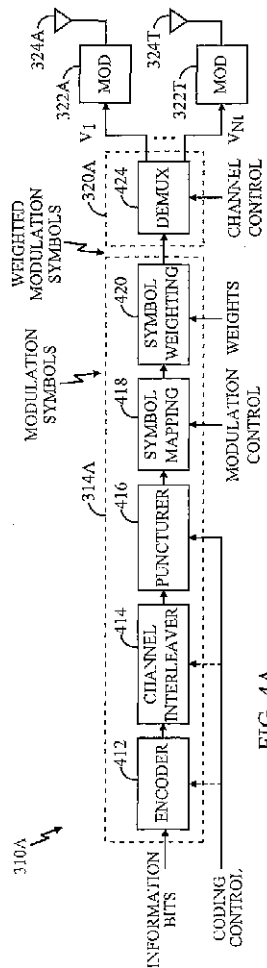


FIG. 4A

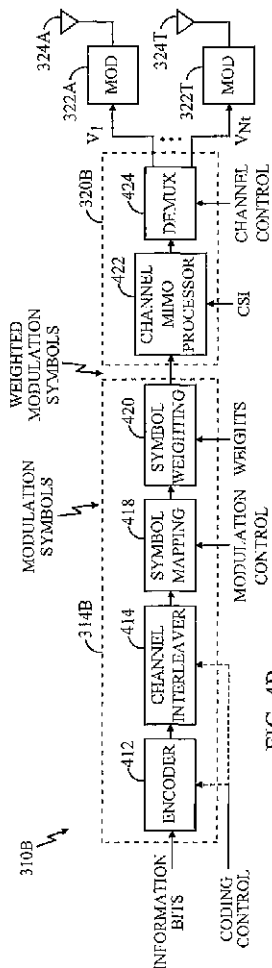
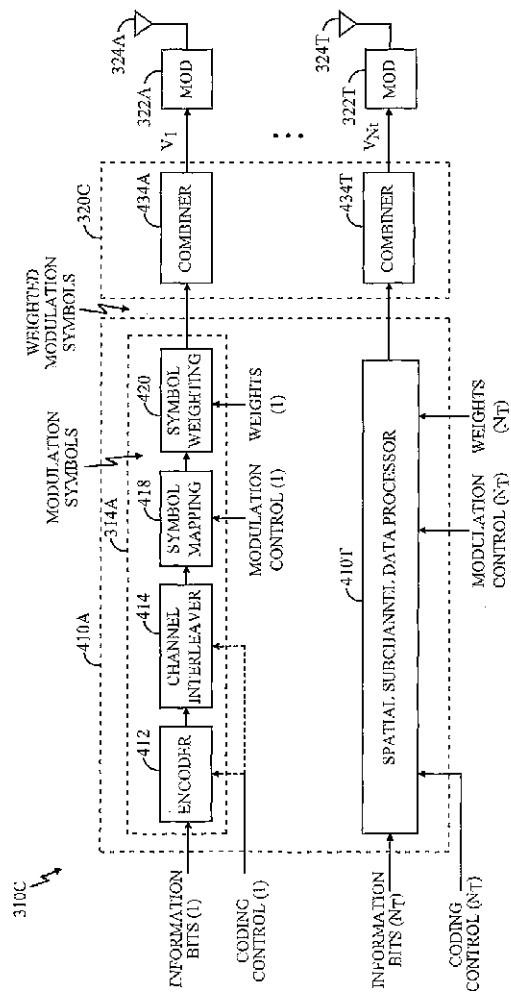


FIG. 4B



7/10

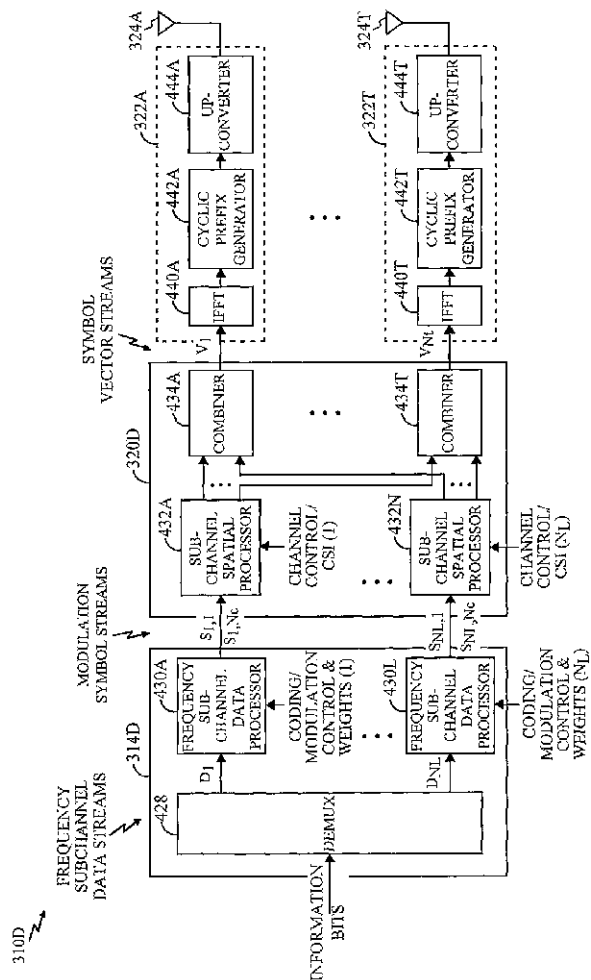


FIG. 4D

WO 02/103926

PCT/US02/18961

8/10

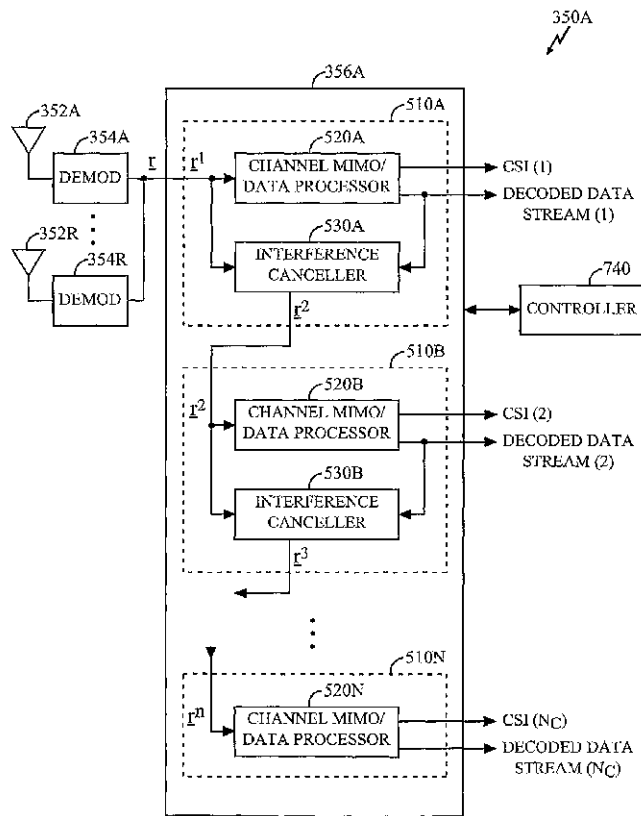


FIG. 5

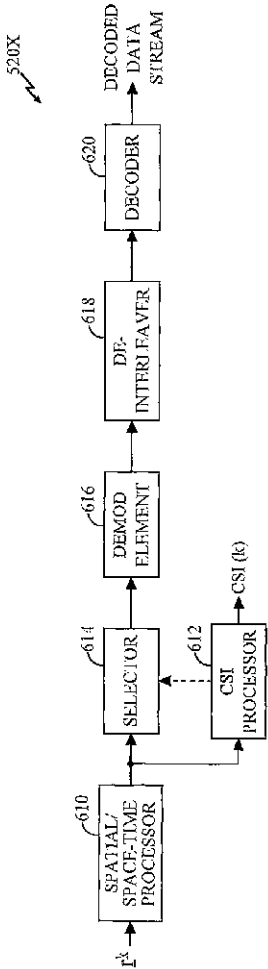


FIG. 6A

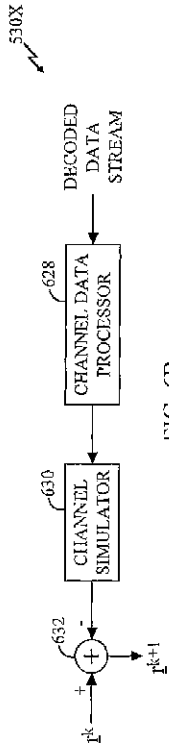


FIG. 6B

WO 02/103926

PCT/US02/18961

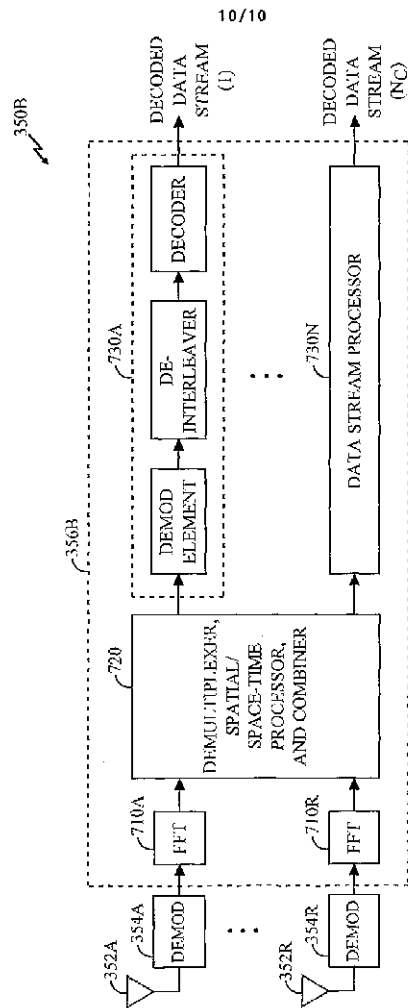


FIG. 7

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No. PCT/US 02/18961
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04B/06		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04B		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the facilities searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) EPO-Internal, MPI Data, PAJ, INSPEC		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P, X	WO 02 03557 A (IOSPAN WIRELESS INC) 10 January 2002 (2002-01-10) abstract; claims 1-5, 7, 11-18, 35, 46, 52 page 6, line 16 - page 10, line 3	1, 21, 28, 38, 41
A	EP 1 024 607 A (BOSCH GMBH ROBERT) 2 August 2000 (2000-08-02) abstract; claim 1 paragraph '0001' - paragraph '0005'	1, 21, 28, 38, 41
A	US 5 406 593 A (CHENNAKESHU SANDEEP ET AL) 11 April 1995 (1995-04-11) abstract column 1, line 21 - column 2, line 58 column 7, line 45 - column 9, line 4	1, 21, 28, 38, 41
	-/-	
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "X" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority, novelty or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "I" later document published after the international filing date or priority date and not in itself without application but cited to substantiate the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be classed without it or cannot be considered to involve an inventive step unless the document is taken into account "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step unless the document is combined with one or more other cited documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "A" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 5 September 2002		Date of mailing of the international search report 12/09/2002
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 18, Rainwater 2 NL - 2280 HV The Hague Tel. (+31-70) 340-2640, Tx 31 651 600 n, Fax (+31-70) 340-2640		Authorized officer Katruff, M

Form PCT/ISA/210 (second sheet) July 1998

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No. PCT/US 02/18961
C. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 98 09381 A (UNIV LELAND STANFORD JUNIOR) 5 March 1998 (1998-03-05) abstract; claims 1-5, 12; figures 6A, 63, 7 page 3, line 28 - page 7, last line	1-46

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
 information on patent family members

 International Application No.
PCT/US 02/18961

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)		Publication date
WO 0203557	A	10-01-2002	AU	5525301 A		14-01-2002
			AU	7020701 A		14-01-2002
			WO	0203557 A1		10-01-2002
			WO	0203568 A1		10-01-2002
EP 1024607	A	02-08-2000	DE	19903428 A1		03-08-2000
			EP	1024607 A2		02-08-2000
US 5406593	A	11-04-1995	NONE			
WO 9809381	A	05-03-1998	AU	4238697 A		19-03-1998
			CA	2302289 A1		05-03-1998
			EP	0920738 A1		09-06-1999
			EP	0931388 A2		28-07-1999
			JP	2001505723 T		24-04-2001
			WO	9809385 A2		05-03-1998
			WO	9809381 A1		05-03-1998
			WO	9809395 A1		05-03-1998
			US	6377631 B1		23-04-2002
			US	6144711 A		07-11-2000

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT, BE,CH,CY,DE,DK,ES,FI,FR,GB,GR,IE,IT,LU,MC,NL,PT,SE,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN, TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EC,EE,ES,FI,GB,GD,GE, GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NO,NZ,OM,PH,PL,PT,RO,RU,SD,SE,SG,SI,SK,SL,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,UZ,VN,YU,ZA,ZM,ZW

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72)発明者 ケッチャム、ジョン・ダブリュ

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01451、ハーバード、キャンドルベリー・レーン 37

(72)発明者 ワルトン、ジェイ・ロッド

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01886、ウェストフォード、レッジウッド・ドライブ 7

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD11 DD13 DD19 FF00 FF01

5K059 CC02 CC04 EE02