

(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2004-531980
(P2004-531980A)

(43) 公表日 平成16年10月14日(2004.10.14)

(51) Int.C1.⁷

HO4J 15/00

HO4J 11/00

F1

HO4J 15/00

HO4J 11/00

テーマコード(参考)

5KO22

Z

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 111 頁)

(21) 出願番号 特願2003-507980 (P2003-507980)
 (86) (22) 出願日 平成14年6月25日 (2002.6.25)
 (85) 翻訳文提出日 平成15年12月18日 (2003.12.18)
 (86) 國際出願番号 PCT/US2002/020379
 (87) 國際公開番号 WO2003/001702
 (87) 國際公開日 平成15年1月3日 (2003.1.3)
 (31) 優先権主張番号 09/892,379
 (32) 優先日 平成13年6月26日 (2001.6.26)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(71) 出願人 595020643
 クゥアルコム・インコーポレイテッド
 Q U A L C O M M I N C O R P O R A T
 E D
 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

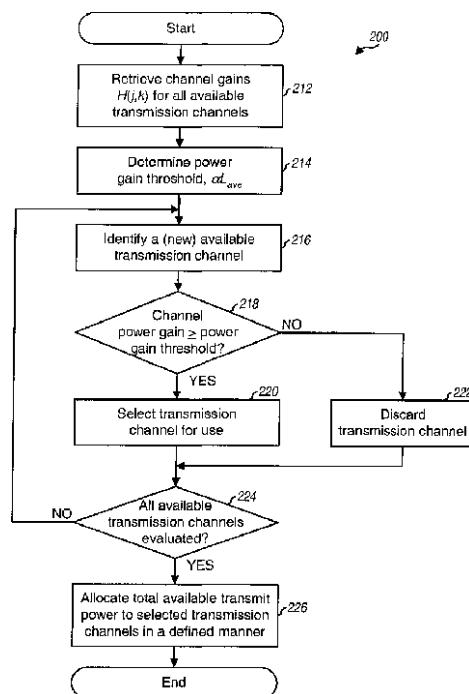
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】選択的チャンネル送信を使用する多重チャンネル通信システムにおける送信のためのデータを処理するための方法及びシステム

(57) 【要約】

【解決手段】

データ送信に使用するために送信チャンネルを選択し、且つ選択された送信チャンネルを介してデータを処理し、送信するための技術。使用するために利用可能な送信チャンネルは、各グループが任意の数のチャンネルを含む1つ以上のグループに分離される。選択的チャンネル送信を有して、各グループにおける“良い”チャンネルのみが選択され（例えば、チャンネルの受信SNR及びSNR閾値に基づいて）、“悪い”チャンネルは、使用されなく、且つグループに対して利用可能な送信パワー全体は、良いチャンネルのみに亘って（例えば、均一に）分配される。各グループはまた、それぞれの符号化及び変調方式と関連させられてもよく、且つ各グループに対するデータは、グループのために選択された方式に基づいて、符号化され、且つ変調されてもよい。各グループにおける良いチャンネルのみを使用することによって、且つ選択されたチャンネルに対するデータ処理をチャンネルにより実現可能な容量と整合することによって、向上した性能が実現する。



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

多重チャンネル通信システムにおける多重送信チャンネル上で送信するデータを処理するための方法、該方法は下記を具備する：

データ送信に利用可能な複数の送信チャンネルの特性を推定する；

複数の送信チャンネルを 1 以上のグループの送信チャンネルに分離する；並びに

各グループの送信チャンネルについて、

推定されたチャンネル特性に基づいてデータ送信に使用する 1 つ以上の送信チャンネルを選択し、

規定された配分方式に従って 1 以上の選択された送信チャンネル間でグループに利用可能な送信パワー全体を配分し、10

1 以上の選択された送信チャンネルに関するデータを符号化し且つ変調し、及び

配分された送信パワーに基づいて各選択された送信チャンネルに関する符号化され且つ変調されたデータを送信する。

【請求項 2】

各グループに利用可能な送信パワー全体が、グループにおける 1 以上の選択された送信チャンネルの間で近似的に等しく配分される、請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

各グループに利用可能な送信パワー全体が、グループにおける 1 以上の選択された送信チャンネルの間で非均一に配分される、請求項 1 記載の方法。20

【請求項 4】

より多くの量の送信パワーが、より高い性能を実現可能な送信チャンネルへ配分される、請求項 3 記載の方法。

【請求項 5】

各グループにおける 1 以上の送信チャンネルが、規定された配分方式に従って配分された送信パワー全体を用いて実現可能な性能に部分的にに基づいて選択される、請求項 1 記載の方法。

【請求項 6】

インタリープ方式に従って各グループに対するデータをインタリープする、請求項 1 記載の方法。30

【請求項 7】

各グループに対するデータが、グループにおける全ての選択された送信チャンネルに亘ってインタリープされる、請求項 6 記載の方法。

【請求項 8】

各グループにおける 1 以上の送信チャンネルが閾値に基づいて更に選択される、請求項 1 記載の方法。

【請求項 9】

各グループに関する閾値が、グループにおいて選択された送信チャンネルに高いスループットを与えるために選択される、請求項 8 記載の方法。

【請求項 10】

各グループに対する閾値が、グループにおいて利用可能な送信チャンネルに最高の可能なスループットを与えるために選択される、請求項 8 記載の方法。40

【請求項 11】

各グループに対する閾値が、特定の目標の受信された信号対雑音プラス干渉比 (S N R) である、請求項 8 記載の方法。

【請求項 12】

各グループが、1 以上の送信チャンネルを選択するために使用されるそれぞれの閾値と関連している、請求項 1 記載の方法。

【請求項 13】

各グループにおける 1 以上の選択された送信チャンネルに関するデータが、共通の符号化50

及び変調方式に基づいて符号化され且つ変調される、請求項 1 記載の方法。

【請求項 14】

各グループに関するデータが、該グループのために選択されたそれぞれの符号化及び変調方式に基づいて符号化され且つ変調される、請求項 1 記載の方法。

【請求項 15】

各グループに対する符号化及び変調方式が、複数の可能な符号化及び変調方式の間から選択される、請求項 14 記載の方法。

【請求項 16】

多重チャネル通信システムが直交周波数分割変調（O F D M）システムであり、複数の送信チャンネルが複数の周波数サブチャンネルに相当する、請求項 1 記載の方法。 10

【請求項 17】

多重チャネル通信システムが多重入力多重出力（M I M O）通信システムであり、複数の送信チャンネルがM I M O チャンネルの複数の空間サブチャンネルに相当する、請求項 17 記載の方法。

【請求項 18】

M I M O 通信システムがO F D M を利用し、複数の送信チャンネルが複数の周波数サブチャンネルの複数の空間サブチャンネルに相当する、請求項 17 記載の方法。

【請求項 19】

各グループがそれぞれの送信アンテナに相当するとともに、複数の周波数サブチャンネルに相当する複数の送信チャンネルを含む、請求項 18 記載の方法。 20

【請求項 20】

推定されたチャンネル特性がチャンネル利得である、請求項 1 記載の方法。

【請求項 21】

各グループについて、特定のパワー利得閾値以上のパワー利得を有する送信チャンネルが選択され、且つ該パワー利得がチャンネル利得から導出される、請求項 20 記載の方法。

【請求項 22】

推定されたチャンネル特性が、受信された信号対雑音プラス干渉比（S N R）である、請求項 1 記載の方法。 30

【請求項 23】

各グループについて、特定の S N R 閾値以上の S N R を有する送信チャンネルが選択される、請求項 22 記載の方法。

【請求項 24】

多重チャネル通信システムにおけるデータ送信を制御するための方法、該方法は下記を具備する：

複数の送信チャンネルを介して複数の送信を受信する；

受信された送信に基づいて複数の送信チャンネルの特性を推定する；

推定されたチャンネル特性及び測定基準に基づいてデータ送信に使用するための 1 つ以上の送信チャンネルを選択する；及び

複数の送信チャンネルに関するチャンネル状態情報（C S I）を送出する、且つここにおいて、複数の送信チャンネルのために利用可能な送信パワー全体が、規定された配分方式に従って 1 つ以上の選択された送信チャンネルの間で配分され、且つここにおいて、配分された送信パワーに基づいて選択された各送信チャンネルを介してデータが送信される。 40

【請求項 25】

規定された配分方式は、1 つ以上の選択された送信チャンネルの間で送信パワー全体を均一に分配する、請求項 24 記載の方法。

【請求項 26】

C S I は 1 つ以上の選択された送信チャンネルを識別する、請求項 24 記載の方法。

【請求項 27】

C S I は、1 つ以上の選択された送信チャンネルを識別するためのチャンネルマスクを具備する、請求項 26 記載の方法。 50

【請求項 2 8】

C S I は、1つ以上の選択された送信チャンネルのために使用される特定の符号化及び変調方式を識別する、請求項 2 4 記載の方法。

【請求項 2 9】

C S I は、1つ以上の選択された送信チャンネルのために使用される特定のデータレートを識別する、請求項 2 4 記載の方法。

【請求項 3 0】

C S I は、以前に C S I を送出してからの変化を識別する差動表示器を具備する、請求項 2 4 記載の方法。

【請求項 3 1】

1つ以上の選択された送信チャンネルを介して送信されたデータが、共通の符号化及び変調方式に従って符号化され且つ変調される、請求項 2 4 記載の方法。

【請求項 3 2】

多重チャンネル通信システムにおいて、データ送信に使用するための複数の送信チャンネルを選択するための方法、該方法は下記を具備する：

符号レートの組を規定する、ここで、各符号レートが送信の前にデータを符号化するために選択可能である；

設定点の組を規定する、ここで、各設定点はそれぞれの符号レートに対応し、且つ対応する符号レートで特定レベルの性能に要求される目標の信号対雑音プラス干渉比 (S N R) を表示する、；

各符号レートについて、

データ送信に使用可能な1つ以上の送信チャンネルを識別する、ここにおいて、利用可能な送信パワー全体が規定された配分方式に従って1つ以上の識別された送信チャンネルの間で分配されるとき、1つ以上の識別された送信チャンネルは符号レートに対応する設定点を実現する、及び

1つ以上の識別された送信チャンネルと配分された送信パワーに基づいて符号レートに関する性能測定基準を決定する；並びに

データ送信に使用するための最高の性能測定基準を有する符号レートに関連した識別された送信チャンネルを選択する。

【請求項 3 3】

規定された配分方式が識別された送信チャンネルの間で利用可能な送信パワー全体を均一に分配する、請求項 3 2 記載の方法。

【請求項 3 4】

各符号レートに関する性能測定基準は、識別された送信チャンネルによって実現可能な全体的なスループットである、請求項 3 2 記載の方法。

【請求項 3 5】

多重チャンネル通信システムにおける送信機ユニット、該送信機ユニットは下記を具備する：

データ送信に使用するために利用可能な複数の送信チャンネルに関するチャンネル状態情報 (C S I) を受信するように、利用可能な送信チャンネルを1つ以上のグループに分離するように、且つ受信された C S I に基づいてデータ送信に使用するために各グループにおける1つ以上の利用可能な送信チャンネルを選択するように、動作するコントローラー；並びに

コントローラーに結合され、及び変調シンボルを与えるための特定の符号化及び変調方式に基づいて各グループに関するデータを受信し、符号化し、変調するように動作し、規定された配分方式に従ってグループにおける1つ以上の選択された送信チャンネルの間で各グループのために利用可能な送信パワー全体を分配するように動作し、且つ配分された送信パワーに基づいて各選択された送信チャンネルに関する変調シンボルを送信するように動作する、送信データプロセッサ。

【請求項 3 6】

10

20

30

40

50

規定された配分方式は、グループにおける1つ以上の選択された送信チャンネルの間で各グループのために利用可能な送信パワー全体を均一に分配する、請求項35記載の送信機。

【請求項37】

さらに、送信データプロセッサに結合され、及び変調シンボルを受信するように動作し、且つ変調シンボルを1つ以上のシンボルストリームに多重解除するように動作する送信チャンネルプロセッサを具備し、変調シンボルを送信するために使用される各アンテナ当たり1つのシンボルストリームである、請求項35に記載の送信機。

【請求項38】

送信チャンネルプロセッサは、受信されたCSIに基づいて変調シンボルを前調整するために更に動作する、請求項37記載の送信機。 10

【請求項39】

多重チャンネル通信システムにおける受信機ユニット、該受信機ユニットは下記を具備する：

複数の送信チャンネルを介して受信される複数の送信を処理するように動作し、且つ処理された送信に基づいて複数の送信チャンネルの特性を推定するように動作する、受信データプロセッサ；

受信データプロセッサに結合され、且つ推定されたチャンネル特性及び測定基準に基づいて、データ送信に使用するための1つ以上の送信チャンネルを選択するように動作するコントローラー；並びに

コントローラーに結合され、且つ複数の送信チャンネルに関するチャンネル状態情報(CSI)を送信するように動作する送信データプロセッサ、及び

ここにおいて、複数の送信チャンネルのために利用可能な送信パワー全体が、規定された配分方式に従って1つ以上の選択された送信チャンネルの間で配分され、且つここにおいて、データは配分された送信パワーに基づいて各選択された送信チャンネルを介して受信機ユニットへ送信される。 20

【請求項40】

規定された配分方式は、1つ以上の選択された送信チャンネルの間で利用可能な送信パワー全体を均一に分配する、請求項39記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般にデータ通信に関し、特に選択的チャンネル送信(selective channel transmission)と規定された(例えば均一の)送信パワー配分を使用する無線通信システムにおける送信のためのデータを処理するための技術に関する。

【背景技術】

【0002】

多重チャンネル通信システムは、音声、データ、等のような、種々の型の通信に対して増加した送信容量を提供するためにしばしば配備される。このような多重通信システムは、多重入力多重出力(MIMO)通信システム、直交周波数分割変調(OFDM)システム、OFDMを利用するMIMOシステム、又は若干の他の型のシステムであってもよい。MIMOシステムは、多数の空間サブチャンネルをサポートするために空間ダイバーシティを活用するための多重送信アンテナ及び多重受信アンテナを使用し、そしてそのサブチャンネルの各々は、データを送信するために使用されてもよい。OFDMシステムは、動作周波数帯域を多数の周波数サブチャンネル(又は周波数配置場所)に効果的に仕切り、そしてそのサブチャンネルの各々は、その上をデータが変調されてもよいそれぞれのサブキャリアと関連させられる。多重チャンネル通信システムは、こうして、多数の“送信”チャンネルをサポートし、そしてそのチャンネルの各々は、MIMOシステムにおける空間サブチャンネル、OFDMシステムにおける周波数サブチャンネル、又はOFDMを利用するMIMOシステムにおける周波数サブチャンネルの空間サブチャンネルに対応して 40

もよい。

【0003】

多重チャンネル通信システムの送信チャンネルは、一般に、様々な(different)リンク条件(例えば、様々なフェージング及びマルチパス効果による)に遭遇し、様々な信号対雑音プラス干渉比(SNR)になる(achieve)かも知れない。その結果、特定レベルの性能のための送信チャンネルによってサポートされることができる送信容量(即ち、情報ビットレート)は、チャンネル毎に異なるかも知れない。更に、リンク条件は、一般に、時間が経つにつれて変化する。この結果、送信チャンネルによってサポートされるビットレートも、時間と共に変化する。

【0004】

送信チャンネルの様々な送信容量プラスこれらの容量の時間-変化特質(time-variant nature)は、チャンネル上での送信以前にデータを処理することが可能な効果的な符号化及び変調方式を提供することを課題とする。更に、実際的に考慮すれば、符号化及び変調方式は、送信機及び受信機システムを両方とも実施し利用することが簡単でなければならない。

【0005】

従って、性能を向上させ且つ複雑度を低減させるために、様々な容量で多重送信チャンネル上の送信のためにデータを効果的に且つ効率的に処理する技術が必要とされる。

【発明の開示】

【0006】

本発明の観点は、データ送信に使用するための送信チャンネルを選択し、且つ選択された送信チャンネルを介してデータを処理し送信するための技術を提供する。ある実施形態において、使用するために利用可能な送信チャンネルは、各グループが任意の数の送信チャンネルを含む、1つ以上のグループに分離(segregate)されてもよい。OFDMを利用するMIMOシステムについて、利用可能な送信チャンネルは、空間サブチャンネル及び周波数サブチャンネルに相当し、各グループは、例えば、それぞれの送信アンテナに相当してもよく、且つ各グループにおける送信チャンネルは、相当する送信アンテナに対する周波数サブチャンネルであってもよい。

【0007】

選択的チャンネル送信(SCT)と呼ばれる観点において、各グループにおける“良い”送信チャンネルのみがデータ送信に使用するために選択され、“悪い”送信チャンネルは、使用されない。良い送信チャンネルは、特定のSNR又はパワー利得閾値以上のSNR又はパワー利得を有するものとして規定されることがある。各グループのために利用可能な送信パワー全体は、それから、規定された配分方式に従って良い送信チャンネルの間で分配される。実施形態において、規定された配分方式は、良い送信チャンネルの間で利用可能な送信パワー全体を均一に分配する。他の配分方式も使用されてもよい。

【0008】

もう1つの観点において、選択的チャンネル送信は、共通の符号化及び変調と共に使用されてもよく、そしてその符号化及び変調は、それから、送信機システムでの符号化/変調及び受信機システムでの相補的復調/復号を簡単化する。各グループの送信チャンネルは、それぞれの符号化及び変調方式と関連させられてもよく、各グループに対するデータは、グループのために選択された方式に基づいて、符号化され変調されてもよい。各グループは、こうして、(1)データ送信に使用するための送信チャンネルを選択するために使用されるそれぞれの(例えば、SNR又はパワー利得)閾値、及び(2)グループに対するデータを処理するために使用されるそれぞれの符号化及び変調方式、と関連することができる。

【0009】

選択的チャンネル送信は、(1)グループにおける全ての利用可能な送信チャンネルの間から選択される、各グループにおける最良の送信チャンネルのみを使用すること、(2)選択された送信チャンネルのみの間で利用可能な送信パワー全体を配分すること、及び(

10

20

30

40

50

3) 選択された送信チャンネルに対するデータ処理をこれらのチャンネルのために実現可能な容量と整合すること、を結びつけた便益により向上した性能を提供することができる。

【詳細な説明】

【0010】

本発明は、後で更に詳細に説明するように、本発明の種々の観点、実施形態、及び特徴を実施する方法、システム、及び装置を提供する。

【0011】

本発明の特徴、特質、及び利点は、同様な参照文字が全体に亘って対応して記入される図面とともに、以下に述べる詳細な説明からより明らかになるであろう。

10

【0012】

本発明の種々の観点、実施形態、及び特徴は、多重送信チャンネルがデータ送信のために利用可能な任意の多重チャンネル通信システムに適用されてもよい。このような多重チャンネル通信システムは、多重入力多重出力(MIMO)システム、直交周波数分割変調(OFDM)システム、OFDMを利用するMIMOシステム、及びその他を含む。多重チャンネル通信システムは、符号分割多元接続(CDMA)、時分割多元接続(TDMA)、周波数分割多元接続(FDMA)、又は若干の他の多元接続技術も実施してもよい。多元接続技術は、多数の端末を用いて並行通信をサポートするために使用されることもできる。

20

【0013】

図1は、本発明の種々の観点及び実施形態を実施するために設計され且つ動作することができる多重入力多重出力(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多重(N_T)送信アンテナ及び多重(N_R)受信アンテナを使用する。MIMOシステム100は、多数の端末(T)106と並行通信する基地局(BS)104を有する多元接続通信システムのために効果的に形成される。ここにおいて、基地局104は、多重アンテナを使用し、上り方向リンク送信のための多重入力(MI)を表し、下り方向リンク送信のための多重出力(MO)を表す。下り方向リンク(即ち、順方向リンク)は、基地局から端末への送信を指し、上り方向リンク(即ち、逆方向リンク)は、端末から基地局への送信を指す。

30

【0014】

MIMOシステムは、データ送信のために多重(N_T 個の)送信アンテナ及び多重(N_R 個の)受信アンテナを使用する。 N_T 個の送信アンテナ及び N_R 個の受信アンテナによって形成されるMIMOチャンネルは、 $N_c = \min\{N_T, N_R\}$ を持つ、 N_c 個の独立チャンネルに分解することができる。 N_c 個の独立チャンネルの各々は、MIMOチャンネルの空間サブチャンネルとも呼ばれ、1つのディメンション(a dimension)に相当する。1つの共通のMIMOシステム実施において、 N_T 個の送信アンテナは、単一の送信機システムに設置されて送信機システムと関連し、 N_R 個の受信アンテナは、同様に、単一の受信機システムに設置されて受信機システムと関連する。MIMOシステムは、多数の端末と並行通信する基地局を有する多元接続通信システムのためにも効果的に形成される。この場合において、基地局は、多数のアンテナを備え、各端末は、1つ以上のアンテナを備えてよい。

40

【0015】

OFDMシステムは、動作周波数帯域を多数の(N_F 個の)周波数サブチャンネル(即ち、周波数配置場所又はサブバンド)に効果的に仕切る。各タイムスロットで、変調シンボルは、 N_F 個の各周波数サブチャンネル上を送信されてもよい。各タイムスロットは、周波数サブチャンネルの帯域幅に依存してもよい特定の時間間隔に相当する。

【0016】

多重チャンネル通信システムは、多数の送信チャンネルを介してデータを送信するために動作させられてもよい。OFDMを利用しないMIMOシステムについて、一般に、1つの周波数サブチャンネルのみがあり、各空間サブチャンネルは、送信チャンネルと呼ばれ

50

ことができる。O F D Mを利用するM I M Oシステムについて、各周波数サブチャンネルの各空間サブチャンネルは、送信チャンネルと呼ばれることができる。そして、M I N Oを利用しないO F D Mシステムに関しては、各周波数サブチャンネル当り1つの空間サブチャンネルのみが存在し、各周波数サブチャンネルは、送信チャンネルと呼ばれることができる。

【 0 0 1 7 】

多重チャンネル通信システムにおける送信チャンネルは、一般に、様々なリンク条件（例えば、様々なフェージング及びマルチパス効果による）に遭遇し、様々な信号対雑音プラス干渉比（S N R）になり得る。その結果、送信チャンネルの容量は、チャンネル毎に異なり得る。この容量は、特定のレベルの性能（例えば、特定のビット誤りレート（B E R）又はパケット誤りレート（P E R））の送信チャンネル上を送信されることが可能である。情報ビットレート（即ち、変調シンボル当りの情報ビットの数）によって定量化されることが可能である。リンク条件は、一般に、時間と共に変化するので、送信チャンネルに対するサポートされた情報ビットレートも、時間と共に変化する。10

【 0 0 1 8 】

送信チャンネルの容量をより完全に利用するために、リンク条件を記述しているチャンネル状態情報（C S I）が決定され（一般に、受信機システムで）、送信機システムへ与えられてもよい。送信機システムは、それから、各送信チャンネルに対する送信された情報ビットレートがチャンネルの送信容量に整合するように、データを処理（例えば、符号化、変調、及び重み付け）してもよい。C S Iは、“全C S I”又は“部分C S I”的どちらかに分類されることが可能である。全C S Iは、 $N_T \times N_R$ M I M Oマトリクス（即ち、各送信チャンネルに対する特徴(characterization)）における各送信受信アンテナ対の間の伝播通路に対する全システム帯域幅に亘る充分な特徴（例えば、振幅及び位相）を含む。部分C S Iは、例えば、送信チャンネルのS N Rを含んでもよい。20

【 0 0 1 9 】

種々の技術は、多重送信チャンネルを介する送信以前にデータを処理するために使用されることがある。1つの技術において、各送信チャンネルに対するデータは、チャンネルのC S Iに基づいてそのチャンネルのために選択された、特定の符号化及び変調方式に基づいて符号化され変調されてもよい。各送信チャンネルに対して別々に符号化及び変調をすることによって、符号化及び変調は、各チャンネルによって実現されるS N Rに対して、最適化されることがある。このような技術の1つの実施において、固定基底符号(fix ed base code)は、データを符号化するために使用され、それから各送信チャンネルに対して符号化されたビットは、そのチャンネルによってサポートされる符号レートを取得するためにパンクチャ(puncture)される（即ち、選択的に削除される）。この実施において、各送信チャンネルに対する変調方式は、チャンネルの符号レート及びS N Rに基づいても選択される。この符号化及び変調方式は、2001年2月1日に出願された、“無線通信システムのための符号化方式”と題する、米国特許出願番号第09/776075号に更に詳細に記載され、それは本特許出願の譲受人に譲渡され、この中に参照文献として組み入れられる。この技術について、実質的な実施上の複雑性は、一般に、各送信チャンネルに対して、様々な符号レート及び変調方式を有することと関連させられる。30

【 0 0 2 0 】

本発明の観点に従って、（1）使用するために利用可能な送信チャンネルの全部又は一部(all or a subset)を含む組と共に、データ送信のために使用される送信チャンネルの組を決定するために、（2）規定された方法で選択された送信チャンネルへ利用可能な送信パワー全体を配分するために、及び（3）選択された送信チャンネルへ配分された特定の送信パワーに部分的に基づき決定されることがある1つ以上の符号化及び変調方式に基づいて、選択された送信チャンネル全部に対するデータを処理するために、複数の技術が提供される。選択的チャンネル送信を使用して、特定の（S N R又はパワー利得）閾値以上の送信容量（例えば、受信されたS N R（以下、受信S N Rとする。）又はパワー利得）を有する“良い”送信チャンネルのみが、データ送信に使用するために選択され、“悪40

10

20

30

40

50

い”送信チャンネルは、使用されない。利用可能な送信パワー全体は、それから、規定された方法で（例えば、均一に）良い送信チャンネルの間で配分される。

【0021】

もう1つの観点において、利用可能な送信チャンネルは、グループに分離され、選択的チャンネル送信は、各グループのチャンネルに独立に適用される。例えば、各送信アンテナの周波数サブチャンネルは、纏められてもよく、選択的チャンネル送信は、送信アンテナの各々に対して独立に適用されてもよい。この分離は、各グループ（例えば、各送信アンテナ）ベースで実現される最適化を可能にする。

【0022】

選択的チャンネル送信技術は、全CSI又は部分CSIが送信機で利用可能であるとき、有利に使用されることができる。これらの技術は、共通の符号化及び変調方式と共に使用できることができる、その方式の場合、一方においてまだ高い性能を実現しながら、前に説明したチャンネル特有の(channel-specific)符号化及び変調技術と関連する多くの複雑さが改善される。選択的チャンネル送信技術は、（1）利用可能な送信チャンネルの間から選択されたN_u個の最良の送信チャンネルのみを使用すること、及び（2）符号化及び変調を、選択された送信チャンネルのために実現されたSNRに近似的に整合させること、を結びつけた便益により、チャンネル特有の符号化及び変調技術を超える向上した性能も提供することができる。

【0023】

OFDMを利用し、利用可能な全CSIを有するMIMOシステムについて、送信機システムは、各周波数サブチャンネルの各送信受信アンテナ対の間の送信通路の複素数値化された利得の知識を有することができる。この情報は、各固有モード（即ち、空間サブチャンネル）が独立したデータストリームのために使用されてもよいように、MIMOチャンネルを直交にするために使用されてもよい。

【0024】

OFDMを利用し、利用可能な部分CSIを有するMIMOシステムについて、送信機は、送信チャンネルの限定された知識を有することができる。独立したデータストリームは、利用可能な送信アンテナを介して相当する送信チャンネル上を送信されてもよく、受信機システムは、データストリームを分けるために、特定の線形（空間の）又は非線形（空間時間）処理技術（即ち、等化）を使用してもよい。等化(equalization)は、各送信チャンネル（例えば、各送信アンテナ及び／又は各周波数サブチャンネル）に相当するデータストリームを与える、各データストリームは、関連するSNRを有する。

【0025】

送信チャンネルに対するSNRの組が受信機システムで利用可能であるならば、この情報は、選択された送信チャンネルの間で利用可能な送信パワー全体を分配し、且つ適正な符号化及び変調方式を選択するために使用されることができる。実施形態において、各グループにおける利用可能な送信チャンネルは、低減する受信SNRの順に順位付けされ、利用可能な送信パワー全体は、グループにおけるN_u個の最良の送信チャンネルのために配分され、使用される。実施形態において、特定のSNR閾値より下る受信SNRを有する送信チャンネルは、使用するためには選択されない。SNR閾値は、スループット(throughput)又は若干の他の基準を最適化するために選択されてもよい。各グループに対する利用可能な送信パワー全体は、高い性能を実現することができるよう、規定された方法で（例えば、均一に）グループにおける選択された送信チャンネルへ配分される。同様な処理は、チャンネル利得（SNRの代わりに）が送信機システムで利用可能であるならば、行われてもよい。実施形態において、共通の符号化方式（例えば、特定の符号レートの特定のターボ符号(Turbo code)）及び共通の変調方式（例えば、PSK又はQAMの集合体(constellation)）は、各グループにおける全ての選択された送信チャンネルのために使用される。

【0026】

[選択的チャンネル送信]

10

20

30

40

50

簡単な（共通の）符号化及び変調方式が送信チャンネルの各グループに対する送信機システムで使用されることができるならば、そのときは、単一の（例えば、畳込み又はターボ）符号化器及び符号レートは、グループにおける全ての選択された送信チャンネルに対するデータを符号化するために使用されてもよく、結果として生じる符号化されたビットは、単一の（例えば、P S K 又は Q A M ）変調方式を使用して、変調シンボルへ写像されてもよい。結果として生じる変調シンボルは、それから、可能な変調シンボルと同じ“アルファベット”から全てを引き出され、同じ符号及び符号レートで符号化される。これは、それから、送信機及び受信機の両方でのデータ処理を簡素化する。

【 0 0 2 7 】

しかしながら、多重チャンネル通信システムにおける通信チャンネルは、一般に、様々なリンク条件に遭遇し、様々な S N R を実現する。この場合において、全ての利用可能な送信チャンネルがデータ送信のために使用され、同じ量の送信パワーが各選択された送信チャンネルのために使用されるときは、送信された変調シンボルは、その上を変調シンボルが送信される特定のチャンネルに依存して、様々な S N R で受信されるだろう。全ての利用可能な送信チャンネルが使用されるときは、送信チャンネルの組上のシンボル誤り確率における大きな変動、及び帯域幅効率における関連する損失、を生む結果になり得る。

【 0 0 2 8 】

本発明の観点に従って、一方において実施の複雑さを低減させながら高い性能を実現するための規定された方法で、データ送信に使用するための送信チャンネルの組を選択し、且つ選択された送信チャンネルへ利用可能な送信パワー全体を配分するための技術が提供される。実施形態において、単一の符号化及び変調方式は、各グループにおける全ての選択された送信チャンネルのために使用される。この符号化及び変調方式は、選択された送信チャンネルに対して受信機システムで実現される S N R の分配に基づいて、選択されてもよい。各グループに対する単一の符号化及び変調方式の使用は、送信機システムでの符号化 / 変調処理及び受信機システムでの相補的復調 / 復号処理の複雑性を大きく低減させる。

【 0 0 2 9 】

等量の送信パワーが O F D M を利用する M I M O システムにおける全ての利用可能な送信チャンネルのために使用されるときは、特定のチャンネルに対する受信されるパワーは、次のように表現されることができる。

【 0 0 3 0 】

【 数 1 】

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

ここで、 $P_{rx}(j,k)$ は、送信チャンネル(j,k)（即ち、 k 番目の周波数サブチャンネルの j 番目の空間サブチャンネル）に対して受信されるパワーであり、 P_{tx_total} は、送信機での利用可能な送信パワー全体であり、 N_T は、送信アンテナの数であり、 N_F は、周波数サブチャンネルの数であり、及び $H(j,k)$ は、送信チャンネル(j,k)に対する送信機から受信機への複素数値化された“効果的な”チャンネル利得である。

【 0 0 3 1 】

方程式(1)は、各送信チャンネルに対する受信パワーがそのチャンネルのパワー利得、即ち、 $|H(j,k)|^2$ に依存することを示す。簡素化のために、チャンネル利得 $H(j,k)$ は、送信機及び受信機での処理の効果を含む。そして、簡素化のために、空間サブチャンネルの数は、送信アンテナの数に等しく、且つ $N_T \cdot N_F$ は、利用可能な送信チャンネル全体の数を表すことを仮定する。等量のパワーが全ての利用可能な送信チャンネルに対して送信されるならば、そのときは、全てのチャンネルに対して受信されるパワー全体 P_{rx_total}

10

20

30

40

40

50

は、次のように表現されることがある。

【0032】

【数2】

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

等しい送信パワーがそれらのチャンネル利得に関係なく全ての利用可能な送信チャンネルのために使用されるならば、そのときは、貧弱な送信チャンネルは、受信 S/N/R をより悪くしてしまうだろう。実際は、特定の受信 S/N/R を実現するためには、送信チャンネルが貧弱になればなるほど、より多くの送信パワーがこのチャンネルへ配分される必要がある。1つ以上の送信チャンネルが過度に貧弱になるとき、これらのチャンネルに対する S/N/R は、非常に悪いものであり得るから確実なデータ送信は、サポートされることができなく、そのときは、これらのチャンネルが使用されるならば、全面的なシステムスループットは劇的に低減するかも知れない。

【0033】

1つの観点において、各グループにおける利用可能な送信チャンネルは、それらの送信容量に基づいて使用するために選択され、(例えば、受信されるパワー又は S/N/R によって決定されるように) その容量が容量全体に比べて、特定の閾値 以上であるチャンネルのみが使用するために選択される。反対に、その容量がこの閾値より下がる送信チャンネルは、消去される(即ち、使用されない)。選択された送信チャンネルに対して、利用可能な送信パワー全体は、特定の方法で(例えば、均一に) チャンネル間に配分される。閾値は、後で説明するように、スループットを最大化するために、又は若干の他の基準に基づいて選択されることができる。共通の符号化及び変調方式は、処理を簡単化するために各グループにおける全ての選択された送信チャンネルのためにも使用されてもよい。

【0034】

パワー利得が送信容量を決定するために使用され、且つ1つのグループがシステムにおける全ての利用可能な送信チャンネルを含むならば、そのときは、平均のパワー利得 L_{ave} は、最初に全ての利用可能な送信チャンネルに対して計算され、次のように表現されることができる。

【0035】

【数3】

$$L_{ave} = \frac{\sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j, k)|^2}{N_T N_F} \quad . \quad \text{式 (3)}$$

閾値 は、(例えば、後で説明するように) 導出され、且つパワー利得閾値 L_{ave} を計算するために使用されてもよく、そしてその閾値は、それから、送信チャンネルを選択するために使用されることがある。各送信チャンネルのパワー利得は、それから、パワー利得閾値に対抗して比較され、且つ送信チャンネルは、そのパワー利得がパワー利得閾値以上(即ち、 $|H(j, k)|^2 > L_{ave}$) であるならば、使用するために選択される。

【0036】

実施形態において、利用可能な送信パワー全体は選択された送信チャンネル間で均一に配分され、且つ各選択された送信チャンネルに対する送信パワーは、次のように表現されることがある。

【0037】

【数4】

10

20

30

40

50

$$P_{tx}(j,k) = \begin{cases} \frac{P_{tx_total}}{N_U} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{ その他の場合} \end{cases}, \quad \text{式 (4)}$$

ここで、 N_U は、 $N_T \cdot N_F$ 個の利用可能な送信チャンネルの間で、使用するために選択された送信チャンネルの数である。利用可能な送信パワー全体が全ての $N_T \cdot N_F$ 個の利用可能な送信チャンネル間で均一に分配されるならば、そのときは、各送信チャンネルに対して配分された送信パワーは、 $P_{tx_total} / N_T N_F$ である。しかしながら、選択的チャンネル送信及び均一なパワー配分と共に、各送信チャンネルへ配分される送信パワーは、 $b = N_T N_F / N_U$ の係数ずつ増加させられる。
10

【0038】

多くの通信システムにおいて、受信機での既知の量は、送信チャンネルに対する受信S/N/Rである。このようなシステムにおいて、選択的チャンネル送信技術は、チャンネル利得の代わりに受信S/N/Rに基づいて、動作させるために即座に変更することができる。

【0039】

利用可能な送信パワー全体が全ての利用可能な送信チャンネルへ均一に配分され、且つ雑音分散(noise variance)²が全てのチャンネルに対して一定であるならば、そのときは、送信チャンネル(j,k)に対する受信S/N/R、(j,k)は、次のように表現することができる。
20

【0040】

【数5】

$$\gamma(j,k) = \frac{P_{tx}(j,k)}{\sigma^2} = \frac{P_{tx_total}}{\sigma^2 N_T N_F} |H(j,k)|^2. \quad \text{式 (5)}$$

利用可能な送信チャンネル当たりの平均の受信S/N/R、 γ_{ave} は次のように表現することができる。
30

【0041】

【数6】

$$\gamma_{ave} = \frac{P_{tx_total}}{\sigma^2 (N_T N_F)^2} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2. \quad \text{式 (6)}$$

全ての利用可能な送信チャンネルに対する全体の受信S/N/R、 γ_{total} は、次のように表現することができる。
40

【0042】

【数7】

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

それぞれ方程式(6)及び(7)における平均及び全体の受信S/N/R、 γ_{ave} 及び γ_{total} は、全ての利用可能な送信チャンネルに亘って等しく分配される全体の送信パワーに基づく。
50

【0043】

閾値は導出され、且つ S N R 閾値 α_{ave} を計算するために使用されてもよく、そしてその閾値は送信チャンネルを選択するために使用されることができる。各送信チャンネルの S N R は、それから、S N R 閾値に対抗して比較されてもよく、且つ送信チャンネルは、その S N R が S N R 閾値以上（即ち、 $(j, k) \alpha_{ave}$ ）であるならば、使用するために選択されてもよい。N_U個の送信チャンネルが N_T・N_F 個の利用可能な送信チャンネルの間から選択されるならば、そのときは、利用可能な送信パワー全体は、方程式(4)に示されるように N_U個の選択された送信チャンネルの間で均一に分配されてもよい。

【0044】

前に注目したように、選択的チャンネル送信は、送信チャンネルのグループへ個々に且つ独立に適用されてもよい。この場合において、通信システムにおける利用可能な送信チャンネルは、最初に多数のグループに分離される。任意の数のグループが形成されてもよく、且つ各グループは、任意の数のチャンネル（即ち、各グループにおけるチャンネルの数は、等しい必要はない）を含んでもよい。

【0045】

特定の量の送信パワーは、種々のシステム制約及び配慮に基づいて、各グループのためにも利用可能である。選択的チャンネル送信技術について、各グループにおける利用可能な送信チャンネルの全部又は一部は、例えば、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。各グループのために利用可能な送信パワー全体は、それから、特定の規定された方法で、グループにおける選択された送信チャンネルへ配分される。

【0046】

種々の付加的な柔軟性は、各グループの送信チャンネルに対して、別々にデータを処理することによってもたらされるかも知れない。例えば、選択的チャンネル送信は、各グループのチャンネルに独立に適用されてもよい。しかも、選択的チャンネル送信が適用されるそれらのグループについて、1つの閾値が全てのグループのために使用されてもよく、各グループが別々の閾値を割り当てられてもよく、又は若干のグループが同じ閾値を共用してもよく、一方において、他のグループが別々の閾値を割り当てられてもよい。しかも、同じ又は様々な送信パワー配分方式は、選択的チャンネル送信が適用されるそれらのグループのために使用されてもよい。様々な符号化及び変調方式は、各グループのためにも使用されてもよく、そしてそのグループは、グループにおける選択された送信チャンネルの送信容量（例えば、実現された S N R ）に基づいて選択されてもよい。

【0047】

O F D M を利用する M I M O システムについて、M I M O 構造は、空間領域において多重 (N_S) 送信チャンネルを創り出し、O F D M 構造は、周波数領域において多重 (N_F) 送信チャンネルを創り出す。データを送出するために利用可能な送信チャンネルの全体の数は、そのときは、N = N_S・N_F である。N 個の送信チャンネルは、それから、種々の方法で多数のグループに分離されてもよい。

【0048】

1つの実施形態において、送信チャンネルは、送信アンテナ当りの基準で分離される。空間サブチャンネルの数が送信アンテナの数に等しい（即ち、N_T = N_S）ならば、そのときは、選択的チャンネル送信は、N_T 個の送信アンテナの各々に独立に適用される。実施形態において、N_T 個の送信アンテナに相当する N_T 個のグループは、各グループ又は送信アンテナ当り 1 つの閾値の割合で、N_T 個のそれぞれの閾値に関連させられてもよい。選択的チャンネル送信は、それから、充分な送信容量（例えば、受信 S N R ）を有する各送信アンテナと関連する送信チャンネル（又は周波数サブチャンネル）の一部を決定する。これは、例えば、各周波数サブチャンネルに対する受信 S N R を送信アンテナに対する閾値と比較することによって実現されることがある。各送信アンテナのために利用可能な送信パワー全体は、それから、特定の方法で（例えば、均一に）送信アンテナに対する選択された周波数サブチャンネルへ配分される。

10

20

30

40

50

【0049】

もう1つの実施形態において、利用可能な送信チャンネルは、周波数サブチャンネル当りの基準で分離される。この実施形態において、選択的チャンネル送信は、 N_F 個の周波数サブチャンネルの各々に独立に適用されてもよい。各グループにおける空間サブチャンネルは、それから、グループに対する閾値に基づいてデータ送信に使用するために選択されてもよい。

【0050】

グループへの利用可能な送信チャンネルの分離は、最適化がグループ当り（例えば、送信アンテナ当り又は周波数サブチャンネル当り）基準で実現されることを可能にする。特定の符号化及び変調方式は、各グループにおける全ての選択された送信チャンネルのためにも使用されてもよく、それは、送信機及び受信機の両方での処理を簡単化することができる。適用例において、1つ以上の送信アンテナは、データ送信のために予定された各端末へ割り当てられてもよい。各端末に対して割り当てられた送信アンテナに関連する送信チャンネルは、グループに配置されてもよく、選択的チャンネル送信は、各グループの送信チャンネル上で行われてもよく、且つ単一の符号化及び変調方式は、各端末へのデータ送信のために使用されてもよい。

【0051】

グループ j に対して利用可能な送信パワー全体がグループにおける全ての利用可能な送信チャンネルに亘って均一に分配され、且つ雑音分散²が全てのチャンネルに対して一定であるならば、そのときは、グループ j における送信チャンネル k に対する受信SNR、 $\gamma_j(k)$ は、次のように表現することができる。

【0052】

【数8】

$$\gamma_j(k) = \frac{P_{rx,j}(k)}{\sigma^2} = \frac{P_{tx_total,j}}{\sigma^2 N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{式 (8)}$$

ここで、 $P_{rx,j}(k)$ は、グループ j における送信チャンネル k に対する受信パワーであり、 $P_{tx_total,j}$ は、グループ j に対して利用可能な送信パワー全体であり、 $H_j(k)$ は、グループ j における送信チャンネル k に対する送信機から受信機への効果的チャンネル利得であり、及び N_j は、グループ j における送信チャンネルの数である。グループ j は、特定の送信アンテナ j に相当してもよく、そしてその場合において $N_j = N_F$ である。

【0053】

グループ j における利用可能な送信チャンネル当りの平均の受信SNR、 $\gamma_{ave,j}$ は、次のように表現することができる。

【0054】

【数9】

$$\gamma_{ave,j} = \frac{P_{tx_total,j}}{\sigma^2 N_j^2} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{式 (9)}$$

グループ j における全ての利用可能な送信チャンネルに対する全体の受信SNR、 $\gamma_{total,j}$ は、次のように表現することができる。

【0055】

【数10】

10

30

40

$$\gamma_{total,j} = \frac{P_{tx_total,j}}{\sigma^2} L_{ave,j} = \frac{P_{tx_total,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 , \quad \text{式 (10)}$$

ここで、グループ j に対する平均のパワー利得 $L_{ave,j}$ は、次のように表現されることができる。

【0056】

10

【数11】

$$L_{ave,j} = \frac{1}{N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{式 (11)}$$

グループ j に対する平均及び全体の受信 S N R、 $L_{ave,j}$ 及び $\gamma_{total,j}$ は、グループにおける全ての利用可能な送信チャンネルに亘って均一に分配されているグループ j に対する全体の送信パワー $P_{tx_total,j}$ に基づく。

【0057】

20

閾値 γ_j は、グループ j に関して導出され、S N R 閾値 $\gamma_{ave,j}$ を計算するために使用されることができ、そしてその閾値は、それから、送信チャンネルを選択するために使用することができる。グループにおける各送信チャンネルの S N R は、S N R 閾値と比較されてもよく、送信チャンネルは、その S N R が S N R 閾値以上（即ち、 $\gamma_j(k) > \gamma_{ave,j}$ ）であるならば、使用のために選択することができる。 N_{uj} 個の送信チャンネルがグループにおける N_j 個の利用可能な送信チャンネルの間から選択されるならば、そのときは、グループに対する利用可能な送信パワー全体は、 N_{uj} 個の選択された送信チャンネルの間で均一に分配されてもよい。グループ j における各選択された送信チャンネルに対する送信パワーは、そのときは、次のように表現されてもよい。

【0058】

30

【数12】

$$P_{tx,j}(k) = \begin{cases} \frac{P_{tx_total,j}}{N_{uj}} , & \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0 , & \text{その他の場合} \end{cases} \quad \text{式 (12)}$$

方程式 (25) に示されるように、それに対する受信 S N R は S N R 閾値以上（即ち、 $\gamma_j(k) > \gamma_{ave,j}$ ）の送信チャンネルのみの使用のために選択される。

【0059】

40

前に説明した処理は、各グループの送信チャンネルに対して繰り返されてもよい。各グループは、そのグループに対する所望の性能を与えるために導出された様々な閾値 $\gamma_{ave,j}$ と関連させられてもよい。グループ当り（例えば、送信アンテナ当り）の基準で送信パワーを配分することは、柔軟性を高めることができ、更に性能を向上させることができる。

【0060】

図 2 A は、本発明の実施形態に従って、選択的チャンネル送信を使用して送信チャンネルを選択し且つ送信パワーを配分するための処理 200 の流れ図である。処理 200 は、全ての利用可能な送信チャンネルが考慮されている（即ち、通信システム当り 1 つのグループの送信チャンネルの割合で）と仮定する。処理 200 は、チャンネル利得 $H(j,k)$ 、受信

50

S N R、 (j, k) 、又は若干の他の特性が送信チャンネルのために利用可能であるならば、使用することができる。明確にするために、処理 200 については、チャンネル利得が利用可能である場合については後で説明し、受信 S N R が利用可能である場合は、プラケットの中に示される。

【0061】

最初に、全ての利用可能な送信チャンネルのチャンネル利得 $H(j, k)$ [又は受信 S N R、 (j, k)] は、ステップ 212 で検索される。データ送信のための送信チャンネルを選択するために使用されるパワー利得閾値 L_{ave} [又は S N R 閾値 L_{ave}] は、ステップ 214 でも決定される。閾値は、更に後で詳細に説明するように計算されてもよい。

【0062】

各利用可能な送信チャンネルは、それから、できるだけ使用のために評価される。（まだ評価されていない）利用可能な送信チャンネルは、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ンネルに関して、チャンネルに対するパワー利得 [又は受信 S N R] がパワー利得閾値以上である（即ち、 $|H(j, k)|^2 > L_{ave}$ ）[又は S N R 閾値（即ち、 $(j, k) > L_{ave}$ ）] か否かの決定がステップ 218 でなされる。識別された送信チャンネルが基準を満足していれば、そのときは、それはステップ 220 での使用のために選択される。さもなければ、送信チャンネルが基準を満足しないならば、そのときは、それはステップ 222 で廃棄され、データ送信のためには使用されない。

【0063】

それから、全ての利用可能な送信チャンネルが評価されたか否かの決定がステップ 224 でなされる。そうでなければ、処理は、ステップ 216 へ戻り、もう 1 つの利用可能な送信チャンネルが評価のために識別される。さもなければ、処理は、ステップ 226 へ進む。

【0064】

ステップ 226 で、利用可能な送信パワー全体が、規定された方法で選択された送信チャンネルへ配分される。実施形態において、利用可能な送信パワー全体が方程式 (4) に示されるように、選択されたチャンネルの間で均一に配分される。他の実施形態において、利用可能な送信パワー全体は、種々の他の配分方式を使用して、非均一な方法で配分されてもよい。処理は、それから、終了する。

【0065】

[閾値選択]

データ送信のための送信チャンネルの選択のために使用される閾値は、種々の基準に基づいて設定することができる。1 つの実施形態において、閾値は、スループットを最適化するために設定される。閾値を導出するための幾つかの方式は、後で説明する。

【0066】

第 1 の閾値導出方式において、閾値は、選択された送信チャンネルのチャンネル利得及び理論的な送信容量に基づいて設定される。最初に、全ての利用可能な送信チャンネルに対するチャンネル利得は、パワー利得を計算するために使用され、そしてその利得は、それから、順位付けされ、パワー利得を低減させる順にリスト G() に配置され、ここで、 $G(1) = \max\{|H(j, k)|^2\}, \dots, \text{ 及び } G(N_T N_F) = \min\{|H(j, k)|^2\}$ であるような $1 \leq i \leq N_T N_F$ である。

【0067】

1. $N_T N_F$ である、各 j について、 j 個の最良の送信チャンネルによってサポートされる理論的なスループットは、それから、計算される。これは、次のように実現されることができる。先ず、利用可能な送信パワー全体は、 j 個の最良の送信チャンネルへ（例えば、均一に）配分され、 j 個の送信チャンネルの各々に対する送信パワーは、そのときは、 P_{tx_total} / j である。次に、 j 個の送信チャンネルの各々に対する実現可能な受信 S N R は、各送信チャンネルへ配分された送信パワー P_{tx_total} / j 及びチャンネルのパワー利得に基づいて計算される。 j 個の送信チャンネルの各々に対する受信 S N R、 (k) は、次のように計算されることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 8 】

【 数 1 3 】

$$\gamma_\lambda(k) = \frac{P_{tx_total}}{\sigma^2 \lambda} G(k), \quad 1 \leq k \leq \lambda. \quad \text{式 (13)}$$

個の最良の送信チャンネルに対する理論的なスループット $T(\lambda)$ は、それから、次のように計算されることができる。

【 0 0 6 9 】

【 数 1 4 】

10

$$T(\lambda) = \lambda \cdot \sum_{k=1}^{\lambda} \log_2(1 + \gamma_\lambda(k)). \quad \text{式 (14)}$$

ここで、 λ は、使用される変調及び符号化方式における非能率の割合を示す実数尺度の係数である。

【 0 0 7 0 】

理論的なスループット $T(\lambda)$ は、 $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$ である、各 λ の各値に対して計算され、アレイ(array)に蓄積される。 $T(\lambda)$ の全ての $N_T N_F$ 個の値が、選択された送信チャンネルの $N_T N_F$ 個の可能な組について計算された後、それから、理論的なスループット値のアレイは、詳しく考察(traverse)され、 $T(\lambda)$ の最大の値が決定される。最高の理論的なスループット T_{max} に相当する λ の値 λ_{max} は、そのときは、これらのチャンネル条件及び均一な送信パワー配分に対する最大の理論的なスループットという結果になる送信チャンネルの数である。

20

【 0 0 7 1 】

利用可能な送信チャンネルに対するパワー利得がリスト $G(\lambda)$ において低減する順に順位付けされているので、理論的なスループット $T(\lambda)$ は、一般的に最適の点に達するまで、より多くの送信チャンネルの使用のために選択されるように増加し、そしてその後、利用可能な送信パワー全体のより多くがより貧弱な送信チャンネルへ配分されるので、スループット $T(\lambda)$ は、低減する。こうして、全ての可能な λ の値に対する理論的なスループット $T(\lambda)$ を計算する代わりに、 λ の各新しい値に対するスループット $T(\lambda)$ は、 λ の前の値に対するスループット $T(\lambda - 1)$ に対抗して比較されてもよい。 $T(\lambda) < T(\lambda - 1)$ のとき、スループットが尖端スループット値 T_{max} に達するならば、そのときは、計算は、終了することができる。

30

【 0 0 7 2 】

閾値 α は、そのときは、次のように表現されることがある。

【 0 0 7 3 】

【 数 1 5 】

40

$$\alpha = \frac{G(\lambda_{max})}{L_{ave}}. \quad \text{式 (15)}$$

閾値 α は、所与のチャンネル条件に対して理論的なスループットを最適化する。

【 0 0 7 4 】

前の説明において、選択された送信チャンネルの組に対する全面的なスループットは、送信チャンネルの各々によって実現される理論的なスループットに基づいて導出される。全面的なスループットを導出するためのこの方法は、明白な筋書き通りに正確な結果をもたらさないかも知れない(例えば、データストリームが全ての選択された送信チャンネル上を送信され、且つ1つ以上の送信チャンネルが過度に貧弱で、全体のデータ送信を崩壊させる(corrupt)ようであるならば)。

50

【0075】

選択された送信チャンネルの組に対する全面的なスループットを導出するためのもう1つの方法において、選択された送信チャンネルの組に対するS N Rの集合(ensemble)全部は、全面的なスループット及び／又は符号化及び変調方式を導出するために使用される。全面的なスループット及び／又は符号化及び変調方式へのS N Rの集合の間の写像は、統計的な測定、コンピュータシミュレーション、等に基づいて実現されてもよく、更に、例えば、1つ以上のリストを用いて実施されてもよい。共通の符号化及び変調方式が全ての選択された送信チャンネルのために使用されるならば、そのときは、全面的なスループットは、使用するために選択された特定の符号化及び変調方式並びに選択された送信チャンネルの数と関係させられる。

10

【0076】

例えば、S N Rの集合全部の確率分布は、第1のステップのように決定されてもよい。このS N R確率分布を考慮する(given)と、S N Rが所与のS N R閾値より下に下がる確率は、S N R確率分布の試験によって見出されるかも知れない。これは、所与のS N R閾値に対する“消去”確率のように表されることができる。使用される各変調及び符号化方式について、S N R閾値の機能のように消去確率を説明する機能は、コンピュータシミュレーション又は非常に多数の試行(即ち、性能データベース)に亘る観察によって開発されてもよい。S N R確率分布及び性能データベースを考慮すると、受信機システムは、使用するために適切な変調及び符号化方式を選択することができる。

20

【0077】

第2の閾値導出方式において、閾値は、選択された送信チャンネルに対する実現可能な平均のS N Rに基づいて設定される。この方式は、たとえこれらのチャンネルが個々に様々なS N Rを実現するかも知れなくとも、全ての選択された送信チャンネルを介して送信され確実に受信される能够性があるように、データが処理される(例えば、符号化され、インタリープされる)ことができることを想定する。

30

【0078】

最初に、設定点のベクトル(即ち、 $Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$)及び相当する符号レートのベクトル(即ち、 $R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$)が規定される。符号レートは、符号化及び変調方式の効果を含み、情報ビットレート(即ち、変調シンボル当りの情報の数)を表す。各ベクトルは、利用可能な符号レートの数に相当する N_z 個の要素を含み、そしてそれは、システムにおいて使用するために利用可能なものであってもよい。代案として、 N_z 個の設定点は、システムによってサポートされた動作点に基づいて規定されてもよい。各設定点は、特定のレベルの性能を実現するために必要とされる特定の受信S N Rに相当する。設定点は、一般に、情報ビットレートに依存し、そしてそのビットレートは、更に、データ送信のために使用される特定の符号レート及び変調方式に依存する。送信機及び受信機で処理することを簡便化するために、共通の変調方式が全ての選択された送信チャンネルのために使用される能够性がある。この場合において、情報ビットレート及び設定点は、両方とも直接に符号レートに関係させられる。

30

【0079】

1 $n = N_z$ である、各符号レート r_n は、それぞれの設定点 z_n と関連させられ、そしてその設定点は、要求されたレベルの性能でその符号レートで動作するように要求された最小の受信S N Rである。符号レート $N_z r_n$ に対する要求された設定点 z_n は、技術的に周知のように、コンピュータシミュレーション、数学的な導出、及び／又は経験的な測定に基づいて決定される能够性がある。2つのベクトルR及びZにおける要素は、最大の設定点である z_1 及びサポートされた最高の符号レートである r_1 を用いて、 $\{z_1 > z_2 > \dots > z_{N_z}\}$ 及び $\{r_1 > r_2 > \dots > r_{N_z}\}$ であるように整列することができる。

40

【0080】

全ての利用可能な送信チャンネルに対するチャンネル利得は、パワー利得を計算するために使用され、そしてそのパワー利得は、それから、前に説明したように、順位付けされ、リストG()に配置される。選択された送信チャンネルの $N_T N_F$ 個の可能な組に対する平

50

均的な実現可能な S N R の列 ()は、それから、計算される。1 $N_T N_F$ である、の各値について、利用可能な送信パワー全体は、個の最良の送信チャンネルの間で均一に配分され、個の送信チャンネルに対する平均の S N R、 $\gamma_{avg}()$ は、次のように計算されることができる。

【0081】

【数16】

$$\gamma_{avg}(\lambda) = \frac{P_{tx_total}}{\sigma^2 \lambda^2} \sum_{k=1}^{\lambda} G(k) , \quad \text{式 (16)}$$

10

ここで、 γ^2 は、単一の送信チャンネルにおいて受信される雑音パワーである。この S N R 値 $\gamma_{avg}()$ は、利用可能な送信パワー全体が全ての個のチャンネルへ均一に配分されるならば、個の最良の送信チャンネルの平均の S N R を表す。平均の S N R、 $\gamma_{avg}()$ は、それから、列 () の 番目の要素として蓄積される。列 () は、利用可能な送信パワー全体がより多くの送信チャンネルへ配分され、送信チャンネルが次第により悪くなっているので、より大きな値の 对する漸減的により低い値の $\gamma_{avg}()$ を含む。

【0082】

各符号レート r_n (ここで、 $1 \leq n \leq N_z$) について、の最大値 $r_{n,max}$ は、それから、個の最良の送信チャンネルに対する平均の S N R が符号レート r_n と関連する設定点 z_n 以上であるように決定される。これは、次のように、列 () を詳しく考察し、且つ列の各要素を設定点 z_n に対抗して比較する (例えば、第 1 番目の要素、即ち、 $= 1$ で開始する) ことによって実現されることができる。

【0083】

【数17】

$$-- \quad \Gamma(\lambda) \geq z_n . \quad \text{式 (17)}$$

20

こうして、各符号レート r_n について、の各値 ($= 1, 2, \dots, r_{n,max}$ に対する) は、全体の送信パワーが全ての個のチャンネルに亘って均一に分配されているならば、個の最良の送信チャンネルに対する平均の S N R が関連する設定点 z_n を実現することができるかどうかを決定するために評価される。この条件を満足するの最大値 $r_{n,max}$ は、一方において要求された設定点 z_n を実現しながら、符号レート r_n のために選択されてもよい送信チャンネルの最大の数である。

【0084】

符号レート r_n と関連する閾値 γ_n は、そのときは、次のように表現されてもよい。

【0085】

【数18】

$$\alpha_n = \frac{G(\lambda_{n,max})}{L_{ave}} . \quad \text{式 (18)}$$

40

閾値 γ_n は、符号レート r_n に対するスループットを最適化し、そしてその符号レートは、設定点 z_n を要求する。共通の符号レートが全ての選択された送信チャンネルのために使用されるならば、符号レート r_n に対する最大の実現可能なスループット T_n は、各チャンネル (そしてそれは、 r_n である) 掛ける選択されたチャンネルの数 $r_{n,max}$ に対するスループットとして計算されることがある。符号レート r_n に対する最大の実現可能なスループット T_n は、次のように表現されることがある。

【0086】

【数19】

50

$$T_n = \lambda_{n,\max} r_n , \quad \text{式 (19)}$$

ここで、 T_n に対する単位は、変調シンボル当りで情報ビット刻みである。

【0087】

符号レートのベクトルに対する最適スループットは、そのときは、次によって与えられることができる。

【0088】

【数20】

10

$$T_{opt} = \max \{T_n\} . \quad \text{式 (20)}$$

符号レートが増加するにつれて、変調シンボル当りより多くの情報ビットを送信することができる。しかしながら、要求されるS N Rも増加し、そしてそのS N Rは、所与の雑音分散²に対して選択された送信チャンネルのためにより多くの送信パワーを要求する。全体の送信パワーは、限られているので、より少ない送信チャンネルに亘って利用可能な送信パワー全体を分配することによって、それだけより高度に要求されたS N Rが実現されることができる。こうして、ベクトルRにおける各符号レートに対する最大の実現可能なスループットは、計算されるかも知れなく、且つ最高のスループットを与える特定の符号レートは、評価されている特定のチャンネル条件に対する最適の符号レートとして考えることができる。最適の閾値 γ_{opt} は、そのときは、最適のスループット T_{opt} という結果になる特定の符号レート r_n に相当する閾値 γ_n に等しい。

20

【0089】

前に説明した閾値導出方式において、最適の閾値 γ_{opt} は、全ての利用可能な送信チャンネルに対するチャンネル利得に基づいて決定される。受信S N Rがチャンネル利得の代わりに利用可能であるならば、そのときは、受信S N Rは、順位付けされ、低減するS N Rの順にリスト()に配置されてもよく、ここで、リストにおける第1番目の要素(1) = $\max\{(j, k)\}, \dots, \text{及びリストにおける最後の要素 } (N_T N_R) = \min\{(j, k)\}$ であるような $1 \leq N_T N_R \leq N_T N_F$ である。選択された送信チャンネルの $N_T N_F$ 個の可能な組に対する平均の実現可能なS N Rの列()は、それから、決定されてもよい。 $N_T N_F$ 個の最良の送信チャンネルに対する平均のS N R， $\gamma_{avg}()$ は、次のように計算ができる。

30

【0090】

【数21】

$$\gamma_{avg}(\lambda) = \frac{\sum_{k=1}^{\lambda} \gamma(k)}{\lambda} . \quad \text{式 (21)}$$

40

平均のS N R， $\gamma_{avg}()$ は、それから、列()の番目の要素として蓄積される。

【0091】

各符号レート r_n (ここで、 $1 \leq n \leq N_z$)について、 n の最大値 $\gamma_{n,\max}$ は、それから、 n 個の選択された送信チャンネルに対する平均のS N Rが関連する設定点 z_n 以上になるよう決定される。この条件は、前の方程式(17)に示されるように表現されてもよい。一旦、 n の最大値 $\gamma_{n,\max}$ が各符号レート r_n に対して決定されると、この符号レートと関連する閾値 γ_n は、次のように決定されてもよい。

【0092】

【数22】

$$\alpha_n = \frac{\Gamma(\lambda_{n,\max})}{\gamma_{ave}} . \quad \text{式 (22)}$$

ここで、 γ_{ave} は、全ての利用可能な送信チャンネル（即ち、 $\gamma_{ave} = (N_T N_F)$ ）に亘る平均のS/N/Rである。最適の閾値 γ_{opt} 及び最適のスループット T_{opt} は、前に説明したように決定されてもよい。

【0093】

前の説明について、閾値は、利用可能な送信チャンネルに対するスループットを最適化するために選択され、且つ選択された送信チャンネルに亘る利用可能な送信パワー全体の均一な分配に基づく。閾値も、他の性能(performance)又は測定基準(metric)を最適化するために選択されてもよく、それは、本発明の範囲の中にある。更に、他の送信パワー分配方式も、使用されてもよく、それは、本発明の範囲の中にある。

【0094】

図2Bは、データ送信のための送信チャンネルを選択するために使用される閾値 γ を導出するための処理240の流れ図であり、及び前に説明した第2の閾値導出方式を実施する処理240の流れ図である。処理240は、チャンネル利得、受信S/N/R、又は若干の他の特性が送信チャンネルのために利用可能であるならば、使用されてもよい。明確にするために、処理240は、チャンネル利得が利用可能な場合については後で説明し、且つ受信S/N/Rが利用可能な場合は、角括弧の中に示される。

【0095】

最初に、ステップ250で、設定点のベクトル ($Z = [z_1, z_2, \dots z_{N_z}]$) が規定され、且つ関連する設定点をサポートする、相当する符号レートのベクトル ($R = [r_1, r_2, \dots r_{N_z}]$) が決定される。ステップ252で、全ての利用可能な送信チャンネルに対するチャンネル利得 $H(j, k)$ [又は受信S/N/R (j, k)] は、検索され、最良から最悪へ順位付けされる。ステップ254で、選択された送信チャンネルの $N_T N_F$ 個の可能な組に対する平均の実現可能なS/N/Rの列 () は、それから、方程式(16)に示されるように、チャンネル利得に基づいて [又は方程式(21)に示されるように、受信S/N/Rに基づいて] 計算される。

【0096】

各利用可能な符号レートは、それから、ループを介して評価される。ステップ256で、ループの第1番目のステップにおいて、（まだ評価されていない）符号レート r_n は、評価のために識別される。ループを通じて第1番目のステージについて、識別された符号レートは、ベクトル R における第1番目の符号レート r_1 であることができる。ステップ258で、識別された符号レート r_n について、 n の最大値 $\lambda_{n,\max}$ は、 n 個の最良の送信チャンネルに対する平均のS/N/Rが、評価されている符号レート r_n と関連する設定点 z_n 以上であるように、決定される。これは、方程式(17)に示されるように、列 () の各要素を設定点 z_n と比較することによって行われることができる。ステップ260で、符号レート r_n と関連する閾値 γ_n は、それから、方程式(18)に示されるように、 n 個の送信チャンネルに対する平均のS/N/Rに基づいて決定される。ステップ262で、符号レート r_n に対する最大の実現可能なスループット T_n は、方程式(19)に示されるように、決定されることもできる。

【0097】

ステップ264で、全ての N_z 個の符号レートが評価されたか否かの決定が、それから、なされる。そうでないならば、処理は、ステップ256へ戻り、もう1つの符号レートが評価のために識別される。さもなければ、ステップ266で、最適のスループット T_{opt} 及び最適の閾値 γ_{opt} は、方程式(20)に示されるように、決定されてもよい。

【0098】

前に説明した閾値導出方式において、選択的チャンネル送信は、全てのチャンネル上に実施されるので、1つの閾値は、通信システムにおける全ての利用可能な送信チャンネルに対して決定される。それによって送信チャンネルが多数のグループに分離される実施形態

10

20

30

40

50

において、1つの閾値が導出され、各グループのために使用される。各グループに対する閾値は、グループに含まれる送信チャンネルに対するスループットを最適化するような、種々の基準に基づいて導出されてもよい。

【0099】

各グループに対する閾値を決定するために、前に説明した導出が使用されてもよい。しかしながら、各グループに対するリスト $G_j(\cdot)$ は、グループに含まれる送信チャンネルに対するパワー利得 [又は受信S N R] のみを含む。しかも、平均のS N Rの列 $\gamma_j(\cdot)$ は、グループにおける送信チャンネルのチャンネル利得 [又は受信S N R] に基づいて規定される。

【0100】

第2番目の閾値導出方式について、グループjに対する符号レート r_n と関連する閾値 $\alpha_{j,n}$ は、次のように表現されてもよい。

【0101】

【数23】

$$\alpha_{j,n} = \frac{G_j(\lambda_{n,\max})}{L_{ave,j}} \text{ or } \alpha_{j,n} = \frac{\Gamma_j(\lambda_{n,\max})}{\gamma_{ave,j}}. \quad \text{式(23)}$$

グループjに対する最適の閾値 $\alpha_{opt,j}$ は、グループjに対する最適のスループット $T_{opt,j}$ という結果になる特定の符号レート r_n に相当する閾値 $\alpha_{j,n}$ に等しい。

【0102】

前に注目したように、各グループの送信チャンネルは、それぞれの閾値と関連することができる。代わって、多数のグループが、同じ閾値を共用してもよい。例えば、同じ符号化及び変調方式が多数の送信アンテナに使用されるためであり、且つ利用可能な送信パワーもこれらの送信アンテナの間にあってもよいのであれば、これは望ましいことであろう。

【0103】

前に説明した方式において、閾値 α は、選択された送信チャンネルの間で利用可能な送信パワー全体の均一な分配により実現される最高のスループットに基づいて導出される。若干の他の方式において、閾値は、若干の他の条件及び/又は測定基準に基づいて導出されてもよい。

【0104】

ある方式において、閾値は、選択された送信チャンネルの間で利用可能な送信パワーの不均一な分配に基づいて導出されることもできる。例えば、パワー配分方式は、それによってより多くの送信パワーがより良い送信チャンネルへ配分されるようにも工夫できることができる、それは、スループットを向上させることができる。もう1つの例として、パワー配分方式は、それによってより多くの送信パワーがより貧弱な送信チャンネルへ（限界まで）配分されるように工夫できることができる、それは、貧弱なチャンネルが性能を制限するならば、性能を向上させることができる。

【0105】

種々の方式は、それによって利用可能な送信パワー全体が不均一に、例えば、送信チャンネルのために実現されたS N Rの分配並びに利用可能な符号化及び変調方式（即ち、利用可能な符号レート及び変調方式）に基づいて配分されるように工夫されてもよい。特定の例として、利用可能な送信チャンネルは、実現されたS N Rに基づいて順位付けされ、且つ多数の組に仕切られてもよい。最悪の組における送信チャンネルは、使用されなくともよく、利用可能な送信パワー全体の第1の百分率（即ち、x%）は、第2番目の組における送信チャンネルへ配分されてもよく、利用可能な送信パワー全体の第2の百分率（即ち、y%）は、第3番目の組における送信チャンネルへ配分されてもよい、等。若干の方式において、閾値は、等しくない送信パワー配分に基づいて実現されたスループットを最大化するために選択されることがある。

【0106】

10

20

30

40

50

もう1つの特定の方式において、閾値は、簡単に特定の（固定された）目標のS N R であってもよく、且つ目標のS N R 以上の受信S N R を有する全ての送信チャンネルは、最良の送信チャンネルの間の均一な送信パワーの配分に基づいている受信S N Rと共に、使用のために選択される。

【0107】

種々の他の送信パワー配分方式も、実施されてもよく、それは、本発明の範囲の中にある。

【0108】

[多重チャネル通信システム]

図3は、本発明の種々の観点及び実施形態を実施することが可能なMIMO通信システム300の図である。システム300は、第2のシステム350（例えば、端末106）と通信する第1のシステム310（例えば、図1における基地局104）を含む。システム300は、アンテナ、周波数、及びスペクトル効率を増加させ、性能を向上させ、且つ柔軟性を高めるための時間ダイバーシティの組合せを使用するために動作させられてもよい。

【0109】

システム310で、データ源312は、データ（即ち、情報ビット）を送信（T X）データプロセッサ314へ与え、そしてそれは、（1）特定の符号化方式に従ってデータを符号化し、（2）特定のインタリーブ方式に基づいて符号化されたデータをインタリーブ（即ち、再整理）し、且つ（3）インタリーブされたビットをデータ送信に使用するために選択された1つ以上の送信チャンネルに対する変調シンボルに写像する。符号化は、データ送信の信頼性を増加させる。インタリーブは、符号化されたビットに時間ダイバーシティを与え、選択された送信チャンネルに対する平均のS N Rに基づいてデータを送信させ、フェージングを抑制（combat）し、且つ、更に、各変調シンボルを形成するために使用される符号化されたビットの間の相互関係を除去する。インタリーブは、更に、符号化されたビットが多重周波数サブチャンネルを介して送信されるならば、周波数ダイバーシティを与えることができる。ある観点において、符号化、インタリーブ、及び／又はシンボル写像は、コントローラー334によって与えられる制御信号に基づいて行われることができる。

【0110】

T X チャンネルプロセッサ320は、T X データプロセッサ314からの変調シンボルを受信して多重解除し（demultiplex）、且つタイムスロット当たり1つの変調シンボルの割合で、各選択された送信チャンネルに変調シンボルのストリームを与える。T X チャンネルプロセッサ320は、更に、全C S Iが利用可能であるならば、選択された送信チャンネルに対して変調シンボルを前調整してもよい。

【0111】

O F D Mが使用されていないならば、T X チャンネルプロセッサ320は、データ送信のために使用される各アンテナに変調シンボルのストリームを与える。その上、O F D Mが使用されているならば、T X チャンネルプロセッサ320は、データ送信のために使用される各アンテナに変調シンボルベクトルのストリームを与える。更に、全C S I処理が行われるならば、T X チャンネルプロセッサ320は、O F D Mが使用されているか否かに依存して、データ送信のために使用される各アンテナに前調整された変調シンボルのストリーム又は前調整された変調シンボルベクトルのストリームを与える。各ストリームは、それから、それぞれの変調器（M O D）322によって受信されて変調され、且つ関連するアンテナ324を介して送信される。

【0112】

受信機システム350で、多数の受信アンテナ352は、送信された信号を受信し、それぞれの復調器（D E M O D）354へ受信された信号を与える。各復調器354は、変調器322で行われたものと相補的な（complementary）処理を行う。全ての復調器354からの変調シンボルは、それから、受信（R X）チャンネル／データプロセッサ356へ与

10

20

30

40

50

えられ、更に、送信されたデータストリームを回復するために処理される。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及びTXチャンネルプロセッサ320によって行われたものと相補的な処理を行い、データシンク360へ復号されたデータを与える。受信機システム350による処理は、後で更に詳細に説明する。

【0113】

[MIMO送信機システム]

図4Aは、MIMO送信機システム310aのブロック図であり、そしてそのシステムは、本発明の実施形態に従ってデータを処理することが可能である。送信機システム310aは、図3におけるシステム310の送信機部分の1つの実施形態であり、(1)変調シンボルを与えるための情報ビットを受信して処理するTXデータプロセッサ314a、及び(2)選択された送信チャンネルに対する変調シンボルを多重解除するTXチャンネルプロセッサ320a、を含む。

【0114】

図4A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、チャンネルインタリーバ414、パンクチャラ(puncturer)416、及びシンボル写像要素418を含む。符号器412は、送信される集合した情報ビットを受信し、符号化されたビットを与えるための特定の符号化方式に従って受信されたビットを符号化する。チャンネルインタリーバ414は、ダイバーシティを与えるための特定のインタリーブ方式に基づいて符号化されたビットをインタリーブする。実施形態において、インタリーブは、送信されたビットが、使用するために選択された送信チャンネルの平均のSNRに基づいて回復されてもよいように行われる。パンクチャラ416は、所望の数の符号化されたビットを与えるために、0又はより多いインタリーブされた符号化されたビットをパンクチャ(puncture)(即ち、削除)する。その上、シンボル写像要素418は、選択された送信チャンネルに対する変調シンボルにパンクチャされてないビットを写像する。

【0115】

パイロットデータ(例えば、全てが0又は全てが1の列のような周知のパターンのデータ)も、処理された情報ビットと共に多重化されてもよい。パイロットデータは、選択された送信チャンネルの一部又は全部において、又は利用可能な送信チャンネルの一部又は全部において送信(例えば、時分割多重化された(TDM)方法で)されてもよい。パイロットデータも、送信チャンネルの全部又は一部において符号化されたデータと一緒に、符号分割多重化された(CDM)方法で送信されてもよい。パイロットデータは、後で説明するように、チャンネル推定及び復調を行うために受信機で使用されてもよい。

【0116】

図4Aに示されるように、データ符号化、インタリーブ、及びパンクチャは、1つ又はより多くの符号化制御信号に基づいて実現できることができる、それは、使用される特定の符号化、インタリーブ、及びパンクチャ方式を識別する。シンボル写像は、使用される特定の変調方式を識別する変調制御信号に基づいて実現できることができる。

【0117】

1つの符号化及び変調方式において、符号化は、固定された基底符号を使用し、且つ、例えば、選択された送信チャンネルの平均のSNRによってサポートされるような、所望の符号レートを実現するためのパンクチャを調節することによって実現される。基底符号は、ターボ符号、畳込み符号、連接符号、又は若干の他の符号であってもよい。基底符号も、特定のレート(例えば、レート1/3符号)のものでもよい。この方式について、パンクチャは、所望の符号レートを実現するためのチャンネルインタリーブの後に行われてもよい。

【0118】

シンボル写像要素418は、非2進シンボルを形成するためにパンクチャされてないビットの組を分類し、且つ選択された送信チャンネルに使用するために選択された変調方式に相当する信号集合体における点に各非2進シンボルを写像するために設計ことができる。変調方式は、QPSK、MPSK、MQAM、又は若干の他の方式でもよい。

10

20

30

40

50

各写像された信号点は、変調シンボルに相当する。

【0119】

送信機システム310aでの符号化、インタリープ、パンクチャ、及びシンボル写像は、非常に多くの方式に基づいて行われることができる。1つの特定の方式は、前述の米国特許出願番号第09/776075号に記載されている。

【0120】

特定レベルの性能（例えば、1%PER）で各変調シンボルに対して送信されてもよい情報ビットの数は、受信SNRに依存する。こうして、選択された送信チャンネルに対する符号化及び変調方式は、チャンネルの特性（例えば、チャンネル利得、受信SNR、又は若干の他の情報）に基づいて決定されてもよい。チャンネルインタリープも、符号化制御信号に基づいて調節されてもよい。

【0121】

表1は、多数の受信SNR範囲で使用されてもよい符号化レート及び変調方式の種々の組合せをリストアップする。各送信チャンネルに対するサポートされたビットレートは、符号化レート及び変調方式の多数の可能な組合せの任意の1つを使用して実現されてもよい。例えば、変調シンボル当り1つの情報ビットは、(1)1/2の符号化レート及びQPSK変調、(2)1/3の符号化レート及び8PSK変調、(3)1/4の符号化レート及び16QAM、又は符号化レート及び変調方式の若干の他の組合せ、を使用することによって実現されてもよい。表1において、QPSK、16QAM、64QAMは、リストアップされたSNR範囲で使用される。8PSK、32QAM、128QAM、等のような他の変調方式も、使用されてもよく、それは、本発明の範囲の中にある。

【0122】

【表1】

表1

受信したSNRの範囲	情報ビット／シンボルの#	変調シンボル	符号化されたビット／シンボルの#	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

TXデータプロセッサ314aからの変調シンボルは、TXチャンネルプロセッサ320aへ与えられ、そしてそれは、図3におけるTXチャンネルプロセッサ320の1つの実施形態である。TXチャンネルプロセッサ320aの中において、デマルチプレクサ424は、変調シンボルを受信し、使用するために選択された各送信チャンネル当り1つのス

10

30

40

50

トリークの割合で、変調シンボルを多数の変調シンボルストリームに多重解除する。各変調シンボルストリームは、それから、それぞれの変調器322へ与えられる。O F D Mが使用されるならば、各送信アンテナの全ての選択された周波数サブチャンネルに対する各タイムスロットでの変調シンボルは、変調シンボルベクトルに結合させられる。各変調器322は、変調シンボル(O F D Mを用いないシステムに対して)又は変調シンボルベクトル(O F D Mを用いるシステムに対して)をアナログ信号に変換し、且つ、更に、増幅し、濾波し、直交変調し、無線リンクを介する送信のために適当に変調された信号を発生させるための信号をアップコンバートする。

【0123】

図4Bは、M I M O送信機システム310bのブロック図であり、そして、そのシステムは、本発明のもう1つの実施形態に従ってデータを処理することが可能である。送信機システム310bは、図3におけるシステム310の送信機部分のもう1つの実施形態であり、T Xチャンネルプロセッサ320bに結合されたT Xデータプロセッサ314bを含む。

【0124】

図4Bに示される実施形態において、T Xデータプロセッサ314bは、符号器412、チャンネルインタリーバ414、及びシンボル写像要素418を含む。符号器412は、符号化されたビットを与えるための特定の符号化方式に従って集合した情報を受信し、符号化する。符号化は、符号化制御信号によって識別されるように、コントローラー334によって選択された特定の符号及び符号レートに基づいて実現されてもよい。この実施形態において、パンクチャ及び/又は反復(もしあれば)は、符号器412によって行われる。チャンネルインタリーバ414は、符号化されたビットをインタリーブし、且つシンボル写像要素418は、インタリーブされたビットを選択された送信チャンネルに対する変調シンボルに写像する。

【0125】

図4Bに示される実施形態において、送信機システム310bは、全C S Iに基づいて変調シンボルを前調整することが可能である。T Xチャンネルプロセッサ320bの中において、M I M Oプロセッサ422は、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ンネル(即ち、固有モード)当り1つのストリームの割合で、多数の(N_c 個までの)変調シンボルストリームに変調シンボルを多重解除する。全C S I処理について、M I M Oプロセッサ422は、それから、 N_t 個の前調整された変調シンボルを発生させるために各タイムスロットで(N_c 個までの)変調シンボルを次のように前調整する。

【0126】

【数24】

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \cdots & e_{1N_c} \\ e_{21}, & e_{22}, & & e_{2N_c} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ e_{N_T 1}, & e_{N_T 2}, & \cdots & e_{N_T N_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_c} \end{bmatrix} \quad \text{式(24)}$$

10

20

30

40

ここで、 b_1, b_2, \dots, b_{N_c} は、それぞれ空間サブチャンネル $1, 2, \dots, N_c$ に対する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性に関係する固有ベクトルマトリクスEの要素であり、且つ x_1, x_2, \dots, x_{N_T} は、前調整された変調シンボルであり、そして、そのシンボルは、次のように表現されることができる：

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

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

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

【0127】

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、又は(例えば、受信

50

機によって)送信機へ与えられる。

【0128】

全CSI処理について、特定の送信アンテナ i に対する各前調整された変調シンボル x_i は、 N_c 個までの空間サブチャンネルに対する変調シンボルの線形組合せを表す。各タイムスロットについて、MIMOプロセッサ422によって発生させられた N_T 個(まで)の前調整された変調シンボルは、デマルチプレクサ424によって多重解除され、 N_T 個(まで)の変調器322へ与えられる。各変調器322は、前調整された変調シンボル(OFDMを用いないシステムに対して)又は前調整された変調シンボルベクトル(OFDMシステムを用いるシステムに対して)を無線リンクを介する送信に適当な変調された信号に変換する。

10

【0129】

図4Cは、MIMO送信機システム310cのブロック図であり、そしてそのシステムは、本発明の更にもう1つの実施形態に従ってOFDMを利用し、データを処理することが可能である。送信機システム310cは、図3におけるシステム310の送信機部分のもう1つの実施形態であり、TXチャンネルプロセッサ320cに結合されたTXデータプロセッサ314cを含む。TXデータプロセッサ314cは、グループのために選択された特定の符号化及び変調方式に基づいて各グループの送信チャンネルに対してデータを独立に符号化し変調するために動作させられてもよい。各グループは、1つの送信アンテナに相当してもよく、且つ各グループにおける送信チャンネルは、送信アンテナに対する周波数サブチャンネルに相当してもよい。

20

【0130】

図4Cに示される実施形態において、TXデータプロセッサ314cは、独立に符号化され変調するために各グループの送信チャンネル当たり1つのデータプロセッサの割合で、多数の空間サブチャンネルデータプロセッサ410a乃至410tを含む。各データプロセッサ410は、符号器412、チャンネルインタリーバ414、及びシンボル写像要素418を含む。これらのデータプロセッサ410の要素は、データプロセッサによって処理されているグループに対する情報ビットを符号化するために動作し、符号化されたビットをインタリーブし、且つ変調シンボルを発生させるためにインタリーブされたビットを写像する。図4Cに示されるように、符号化及び変調制御は、個々に各グループに備えられてもよい。

30

【0131】

各データプロセッサ410からの変調シンボルは、TXチャンネルプロセッサ320cの中のそれぞれの結合器434へ与えられる。各グループが特定の送信アンテナに対する選択された周波数サブチャンネルを含むならば、そのときは、結合器434は、各タイムスロットに対する変調シンボルベクトルを形成するために、選択された周波数サブチャンネルに対する変調シンボルを結合させ、そしてそれは、それから、それぞれの変調器322へ与えられる。変調された信号を発生させるための各変調器322による処理は、後で説明する。

【0132】

図4Dは、MIMO送信機システム310dのブロック図であり、そしてそのシステムも、本発明の更にもう1つの実施形態に従ってOFDMを利用し、データを処理することが可能である。この実施形態において、各周波数サブチャンネルに対する送信チャネルは、独立に処理されてもよい。TXデータプロセッサ314dの中において、送信されるための情報ビットは、データ送信に使用されるための周波数サブチャンネルの各々当たり1つのストリームの割合で、デマルチプレクサ428によって多数(N_F 個まで)の周波数サブチャンネルデータストリームに多重解除される。各周波数サブチャンネルデータストリームは、それぞれの周波数サブチャンネルデータプロセッサ430へ与えられる。

40

【0133】

各データプロセッサ430は、OFDMシステムのそれぞれの周波数サブチャンネルに関するデータを処理する。各データプロセッサ430は、図4Aに示されるTXデータプロ

50

セッサ314a、図4Bに示されるTXデータプロセッサ314b、又は若干の他の設計のものと同様に実施されてもよい。1つの実施形態において、データプロセッサ430は、周波数サブチャンネルに使用するために選択された各空間サブチャンネル当り1つのデータストリームの割合で、周波数サブチャン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多重解除する。各データサブストリームは、それから、符号化され、インタリープされ、且つデータサブストリームに対する変調シンボルを発生させるためにシンボル写像される。各周波数サブチャンネルデータストリーム又は各データサブストリームに対する符号化及び変調は、符号化及び変調制御信号に基づいて調節されてもよい。各データプロセッサ430は、こうして、 N_c 個までの変調シンボルストリームを、周波数サブチャンネルに使用するために選択された N_c 個までの空間サブチャンネルに与える。

10

【0134】

OFDMを利用するMIMOシステムについて、変調シンボルは、多重周波数サブチャンネル上を、且つ多重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320dの中において、各データプロセッサ430からの N_c 個までの変調シンボルストリームは、それぞれの空間プロセッサ432へ与えられ、そしてその空間プロセッサは、チャンネル制御及び/又は利用可能なCSIに基づいて受信された変調シンボルを処理する。各空間プロセッサ432は、全CSI処理が行われないならば、(図4Aに示されるもののような)デマルチプレクサを簡単に実装してもよく、又は全CSI処理が行われるならば、(図4Bに示されるもののような)デマルチプレクサが後に続くMIMOプロセッサを実装してもよい。OFDMを利用するMIMOシステムについて、全CSI処理(即ち、前調整)は、各周波数サブチャンネルに対して行われることができる。

20

【0135】

各サブチャンネル空間プロセッサ432は、各タイムスロットに対して N_c 個までの変調シンボルを、その周波数サブチャンネルに使用するために選択された送信アンテナに対して N_T 個までの変調シンボルに多重解除する。各送信アンテナについて、結合器434は、その送信アンテナに使用するために選択された N_F 個までの周波数サブチャンネルに関する変調シンボルを受信し、各タイムスロットに対するシンボルを変調シンボルベクトルVに結合させ、且つ変調シンボルベクトルを次の処理ステージ(即ち、それぞれの変調器322)へ与える。

30

【0136】

TXチャンネルプロセッサ320dは、こうして、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当り1つの変調シンボルベクトルの割合で、 N_T 個までの変調シンボルベクトルV₁乃至V_{N_t}を与えるために、変調シンボルを受信し、且つ処理する。各変調シンボルベクトルVは、単一のタイムスロットを扱い、且つ変調シンボルベクトルVの各要素は、その上を変調シンボルが伝達される独特のサブキャリアを有する特定の周波数サブチャンネルと関連させられる。

30

【0137】

図4Dは、OFDMのための変調器322の実施形態も示す。TXチャンネルプロセッサ320dからの変調シンボルベクトルV₁乃至V_{N_t}は、それぞれ、変調器322a乃至322tへ与えられる。図4Dに示される実施形態において、各変調器322は、逆高速フーリエ変換(IFFT)440、巡回接頭文字列発生器(cyclic prefix generator)442、及びアップコンバータ444を含む。

40

【0138】

IFFT440は、各受信された変調シンボルベクトルを、IFFTを使用するその時間領域表示(time-domain representation)(そしてそれは、OFDMシンボルと呼ばれる)に変換する。IFFT440は、任意の数の周波数サブチャンネル(例えば、8、16、32、...、NF)上でIFFTを行うために設計されることがある。実施形態において、OFDMシンボルへ変換された各変調シンボルベクトルについて、巡回接頭文字列(cyclic prefix)発生器442は、特定の送信アンテナに対する“送信シンボル”を形成するためにOFDMシンボルの時間領域表示の部分を反復する。巡回接頭文字列は、送信シン

50

ボルが、マルチパス遅延拡散の存在において、その直交特性を保持することを保証し、これによって、有害な通路効果に対抗して性能を向上させる。IFFT440及び巡回接頭文字列発生器442の実施は、技術的に周知であり、この中には詳細に説明しない。

【0139】

各巡回接頭文字列発生器442からの時間領域表示（即ち、各アンテナに対する送信シンボル）は、それから、変調された信号を発生させるためにアップコンバータ444によって処理され（例えば、アナログ信号に変換され、変調され、増幅され、且つ濾波され）、そしてその変調された信号は、それから、それぞれのアンテナから送信される。

【0140】

OFDM変調は、米国電気電子学会通信誌、1990年5月、John A. C. Bingham氏による、“データ送信のための多重搬送波変調：ある着想その時は来た”と題する論文に更に詳細に記載され、そしてそれは、参照文献としてこの中に組み入れられる。10

【0141】

図4A乃至4Dは、本発明の種々の観点及び実施形態を実施することが可能なMIMO送信機の4つの設計を示す。本発明は、MIMOを利用しないOFDMシステムにも実施されることができる。この場合において、利用可能な送信チャンネルは、OFDMシステムの周波数サブチャンネルに相当する。一般に、この中で説明する技術は、MIMO、OFDM、又は多重並列送信チャンネルをサポートすることが可能な任意の他の通信方式（例えば、CDMA方式）によってサポートされる多重並列送信チャンネルに対して適用可能である。20

【0142】

非常に多くの他の送信機設計も、この中に説明した種々の創意に富む技術を実施することが可能であり、これらの設計も本発明の範囲の中にある。若干のこれらの送信機設計は、次の特許出願に更に詳細に記載され、そしてその特許出願は、全て本出願の譲受人に譲渡され、参照文献としてこの中に組み入れられる：

- ・前に説明したように、米国特許出願番号第09/776075号；
- ・2000年3月22日に出願された、“多重搬送波変調を使用する高効率、高性能通信システム”と題する、米国特許出願番号第09/532492号；
- ・2001年3月23日に出願された、“無線通信システムにおけるチャンネル状態情報を利用するための方法及び装置”と題する、米国特許出願番号第09/826481号；
- ・2001年5月11日に出願された、“チャンネル状態情報を利用する多重入力多重出力（MIMO）通信システムにおけるデータを処理するための方法及び装置”と題する、米国特許出願番号第09/854235号；
- ・それぞれ2001年5月17日、及び2001年6月14日に出願された、“選択的チャンネル逆変換を使用する多重チャンネル通信システムにおける送信のためにデータを処理するための方法及び装置”と両方共に題する、米国特許出願番号第09/860274号及び[弁護士事件整理番号第104 45.1号]。30

【0143】

これらの特許出願は、更に詳細に、MIMO処理及びCSI処理も記載する。40

図4Cは、各送信アンテナに対するデータがその送信アンテナのために選択された符号化及び変調方式に基づいて独立に符号化され、且つ変調されてもよい実施形態を示す。類似して、図4Dは、各周波数サブチャンネルに対するデータがその周波数サブチャンネルのために選択された符号化及び変調方式に基づいて独立に符号化され、且つ変調されてもよい、実施形態を示す。一般に、全ての利用可能な送信チャンネル（例えば、全ての周波数サブチャンネルの全ての空間サブチャンネル）は、任意の数のグループに分離されてもよく、且つ各グループは、任意の数及び型の送信チャンネルを含んでもよい。例えば、各グループは、空間サブチャンネル、周波数サブチャンネル、又は両方の領域におけるサブチャンネルを含んでもよい。

【0144】

[MIMO 受信機システム]

図5は、本発明の実施形態に従ってデータを受信することが可能なMIMO受信機システム350aのブロック図である。受信機システム350aは、図3における受信機システム350の1つの特定の実施形態であり、送信された信号を受信し、且つ回復するための連続する相殺(cancellation)受信機処理技術を実施する。 N_T 個(まで)の送信アンテナから送信された信号は、 N_R 個のアンテナ352a乃至352rの各々によって受信され、それぞれの復調器(DEMOD)354(そしてそれは、フロントエンドプロセッサとも呼ばれる)へ経路設定される。

【 0 1 4 5 】

各復調器354は、それぞれの受信された信号を調整し(例えば、濾波し、且つ増幅し)、調整された信号を中間周波数又は基底帯域へダウンコンバートし、且つサンプル(sample)を与えるためにダウンコンバートされた信号をデジタル化する。各復調器354は、受信された変調シンボルのストリームを発生させるための受信されたバイロットを用いてサンプルを更に復調してもよく、そしてそれは、RXチャンネル/データプロセッサ356aへ与えられる。

【 0 1 4 6 】

O F D Mがデータ送信のために使用されるならば、各復調器354は、更に、図4Dに示される変調器322によって行われたものと相補的な処理を行う。この場合において、各復調器354は、変形(transform)されたサンプルの表示を発生させ、且つ変調シンボルベクトルのストリームを与えるFFTプロセッサ(図示されていない)を含む。各ベクトルは、使用するために選択された N_F 個までの周波数サブチャンネルに対する N_F 個までの変調シンボルを含み、且つ1つのベクトルが各タイムスロットに与えられる。各周波数サブチャンネルが独立に処理される(例えば、図4Dに示されるように)送信処理方式について、全ての 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、デマルチプレクサ(図5に示されていない)へ与えられ、そしてその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、データ送信のために使用される周波数サブチャンネルの数に相当する N_F 個までの変調シンボルストリームに多重解除する。デマルチプレクサは、それから、 N_F 個まで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356aへ与える。

【 0 1 4 7 】

O F D Mを利用しないMIMOシステムについて、1つのRX MIMO/データプロセッサ356aは、 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ために使用されてもよい。その上、O F D Mを利用するMIMOシステムについて、1つのRX MIMO/データプロセッサ356aは、データ送信のために使用される N_F 個までの周波数サブチャンネルの各々に対して 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の組を処理するために使用されてもよい。代わりに、単一のRXチャンネル/データプロセッサ356aは、各周波数サブチャンネルと関連する変調シンボルストリームの組を別々に処理するために使用されてもよい。

【 0 1 4 8 】

図5に示される実施形態において、RXチャンネル/データプロセッサ356a(そしてそのプロセッサ(それは図3におけるRXチャンネル/データプロセッサ356の1つの実施形態である)は多数の連続する(即ち、縦続接続された)受信機処理ステージ510を含み、ステージは受信機システム350aによって回復されるべき送信された各データストリーム当たり1ステージである。1つの送信処理方式において、選択的チャンネル送信は、全ての利用可能な送信チャンネルに適用される。この場合において、選択された送信チャンネルは、1つ以上のデータストリームを送信するために使用されてもよく、そのデータストリームの各々は、共通の符号化方式を用いて独立に符号化されてもよい。もう1つの送信処理方式において、選択的チャンネル送信は、各送信アンテナに独立に適用される。この場合において、各送信アンテナに対する選択された送信チャンネルは、1つ以上のデータストリームを送信するために使用されてもよく、そしてそのデータストリーム

10

20

30

40

50

の各々は、その送信アンテナのために選択された符号化方式を用いて独立に符号化されてもよい。1つのデータストリームが独立に符号化され、各空間サブチャンネル上を送信されるならば、そのときは、連続する相殺受信機処理技術は、送信されたデータストリームを回復するために使用されてもよい。明確にするために、RXチャンネル／データプロセッサ356aは、1つのデータストリームが独立に符号化され、データプロセッサ356aによって処理されている所与の周波数サブチャンネルの各空間サブチャンネル上を送信される、実施形態について説明する。

【0149】

各受信機処理ステージ510（最後のステージ510nについて、を除く）は、干渉補償器530に結合されたチャンネルMIMO／データプロセッサ520を含み、且つ最後のステージ510nは、チャンネルMIMO／データプロセッサ520nのみを含む。第1番目の受信機処理ステージ510aについて、チャンネルMIMO／データプロセッサ520aは、第1番目の送信チャンネル（又は第1番目の送信された信号）に復号されたデータストリームを供する復調器354a乃至354rからN_R個の変調シンボルストリームを受信し、且つ処理する。その上、第2番目乃至最後のステージ510b乃至510nの各々について、そのステージに対するチャンネルMIMO／データプロセッサ520は、そのステージによって処理されている送信チャンネルに対する復号されたデータストリームを導出するための前のステージにおいて、干渉補償器530からN_R個の修正されたシンボルストリームを受信し、且つ処理する。各チャンネルMIMO／データプロセッサ520は、更に、CSI（例えば、受信SNR）を関連する送信チャンネルに与える。

【0150】

第1番目の受信機処理ステージ510aについて、干渉補償器530aは、N_R個の変調シンボルストリームを全てのN_R個の復調器354から受信する。その上、第2番目乃至第2番目から最後までのステージの各々について、干渉補償器530は、N_R個の修正されたシンボルストリームを前のステージの干渉補償器から受信する。各干渉補償器530は、復号されたデータストリームを同じステージ中のチャンネルMIMO／データプロセッサ520からも受信し、且つこの復号されたデータストリームによる、受信された変調シンボルストリームにおける干渉成分の推定値である、N_R個の再変調されたシンボルストリームを導出するための処理（例えば、符号化、インタリープ、シンボル写像、チャンネル応答、等）を行う。再変調されたシンボルストリームは、それから、全てだが減算された（即ち、相殺された）干渉成分を含むN_R個の修正されたシンボルストリームを導出するために、受信された変調シンボルストリームから減算する。N_R個の修正されたシンボルストリームは、それから、次のステージへ与えられる。

【0151】

図5に示されるように、コントローラー362は、RXチャンネル／データプロセッサ356aに結合され、プロセッサ356aによって行われる連続する相殺受信機処理(cancellation receiver processing)における種々のステップを指示する。

【0152】

図5は、各データストリームがそれぞれの送信アンテナ（即ち、各送信された信号に相当する1つのデータストリーム）を介して送信されるときに、直接的に使用できる受信機構造を示す。この場合において、各受信機処理ステージ510は、受信機システム350aを目標にして送信された信号の1つを回復するために動作することができ、且つ回復される送信された信号に相当する復号されたデータデータストリームを供することができる。

【0153】

他の送信処理方式について、データストリームは、それぞれ空間、周波数、及び時間ダイバーシティを与えるために、多重送信アンテナ、周波数サブチャンネル、及び／又は時間間隔に亘って送信されることができる。これら的方式について、受信機処理は、最初に各周波数サブチャンネルの各送信アンテナ上を送信される信号に対する受信された変調シンボルストリームを導出する。多重送信アンテナ、周波数サブチャンネル、及び／又は時間間隔に対する変調シンボルは、それから、結合され、及び／又は送信機システムで行われ

10

20

30

40

50

る多重解除のように、相補的な方法で多重化されてもよい。結合された変調シンボルのストリームは、それから、相当する復号されたデータストリームを与えるために処理される。

【0154】

図6Aは、チャンネルMIMO / データプロセッサ520×の実施形態のブロック図であり、そしてそのプロセッサは、図5におけるチャンネルMIMO / データプロセッサ520の1つの実施形態である。この実施形態において、チャンネルMIMO / データプロセッサ520×は、(1)回復されているデータストリームに相当する回復された変調シンボルストリームを与えるために N_R 個(まで)の受信された変調シンボルストリームを処理するRXチャンネルプロセッサ620、及び(2)復号されたデータストリームを与るために回復された変調シンボルストリームを復号するRXデータプロセッサ630、を含む。RXチャンネルプロセッサ620は、空間 / 空間 時間プロセッサ622、セレクタ624、及びCSIプロセッサ626を含み、且つRXデータプロセッサ630は、復調要素632、デインタリーバ634、及び復号器636を含む。

10

【0155】

実施形態において、空間 / 空間 時間プロセッサ622は、(平坦なフェージングを有する非分散性MIMOチャンネルに対する) N_R 個の受信された信号上での線形空間処理、又は(周波数選択性フェージングを有する分散性MIMOチャンネルに対する) N_R 個の受信された信号上での空間 時間処理を行う。空間処理は、チャンネル相互関係マトリクス逆変換(CCM)技術、最小平均値自乗誤り(MMSE)技術、その他、のような、線形空間処理技術を使用して実現されてもよい。これらの技術は、好ましくない信号を無効にするために、及び/又は他の信号からの雑音及び干渉の存在下で、構成信号の各々の受信SNRを最大化するために、使用されてもよい。空間 時間処理は、MMSE線形等化器(MMSE-L-E)、決定帰還等化器(decision feedback equalizer)(DFE)、最大可能性順序推定器(maximum-likelihood sequence estimator)(MLE)、その他、のような、空間 時間処理技術を使用して実現することができる。CCM、MMSE、MMSE-L-E、及びDFE技術は、更に詳細に、前述の米国特許出願番号第09/854235に記載されている。DFE及びMLE技術は、米国電気電子学会、通信部会報、第7巻、第7号、1999年7月、S.L.Ariyavistakul氏、他による、“分散性干渉を有する最適な空間 時間プロセッサ：統一された分析及び要求されたフィルタスパン(Filter Span)”と題する論文に更に詳細に記載されており、参照文献としてこの中に組み入れられる。

20

30

【0156】

CSIプロセッサ626は、データ送信のために使用される送信チャンネルの各々に対するCSIを決定する。例えば、CSIプロセッサ626は、受信された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、それから、復号されているデータストリームのために使用されるk番目の送信チャンネルのSNRを計算してもよい。SNRは、技術的に周知のように従来のパイロット補助の単一及び多重搬送波システムと同様に推定されてもよい。データ送信のために使用される選択された送信チャンネルの全てに対するSNRは、送信機システムへ報告されるCSIを具備することができる。CSIプロセッサ626は、この受信機処理ステージによって回復されるために、更に、セレクタ624へ特定のデータストリームを識別する制御信号を与えてよい。

40

【0157】

セレクタ624は、多数のシンボルストリームを空間 / 空間時間プロセッサ622から受信し、それから、回復されるべきデータストリームに相当する回復された変調シンボルストリームを与るために若干の又は全ての受信された変調シンボルを減算する。回復された変調シンボルストリームを導出するためのシンボル減算は、CSIプロセッサ626からの制御信号に基づいて行われてもよい。減算された変調シンボルのストリームは、それからRXデータプロセッサ630へ与えられる。

【0158】

50

各送信チャンネルに対するデータストリームが共通の符号化及び変調方式に基づいて独立に符号化され且つ変調される、実施形態について、選択された送信チャンネルに対する回復された変調シンボルは送信チャンネルのために使用される共通の変調方式と相補的である復調方式（例えば、MPSK、MQAM）に従って復調される。復調要素632からの復調されたデータは、それから、チャンネルインターバによって行われたものと相補的な方法で、デインタリーバ634によってデインタリープされ(de-interleaved)、且つデインタリープされたデータは、更に、符号器によって行われたものと相補的な方法で、復号器636によって復号される。例えば、ターボ復号器又はビタビ復号器は、ターボ又は畳込み符号化がそれぞれ送信機システムで行われるならば、復号器636のために使用することができる。復号器636からの復号されたデータストリームは、回復されている送信されたデータストリームの推定値を表す。10

【0159】

図6Bは、干渉補償器 $530 \times$ のブロック図であり、そしてその干渉補償器は、図5における干渉補償器 530 の1つの実施形態である。干渉補償器 $530 \times$ の中において、同じステージの中のチャンネルMIMO/データプロセッサ 520 からの復号されたデータストリームは、再変調されたシンボルを与えるために、チャンネルデータプロセッサ 642 によって再符号化され、インタリープされ、且つ再変調され、そしてその再変調されたシンボルはMIMO処理より前の送信機システムでの変調シンボル及びチャンネル歪みの推定値である。チャンネルデータプロセッサ 642 は、データストリームに対して送信機システムで行われたものと同様な処理（例えば、符号化、インタリープ、及び変調）を行う。再変調されたシンボルは、それから、チャンネルシミュレータ 644 へ与えられ、そのチャンネルシミュレータは、復号されたデータストリームによる干渉の推定値 \underline{i}^k を与るために、推定されたチャンネル応答を用いて、シンボルを処理する。チャンネル応答推定値は、送信機システムによって送信されたパイロット及び/又はデータに基づいて、且つ、例えば、前述した米国特許出願番号第09/854235号に記載された技術に従って導出することができる。20

【0160】

干渉ベクトル \underline{i}^k における N_R 個の要素は、 k 番目の送信アンテナ上を送信されるシンボルストリームのために N_R 個の受信アンテナで受信される信号の成分に相当する。干渉ベクトルの各要素は、相当する受信された変調シンボルストリームにおける k 番目の復号されたデータストリームに関する推定された成分を表す。これらの成分は、 N_R 個の受信された変調シンボルストリーム（即ち、ベクトル \underline{r}^k ）における残りの（まだ検出されていない）データストリームへの干渉であり、且つ除去される k 番目の復号されたデータストリームからの成分を有する修正されたシンボルベクトル \underline{r}^{k+1} を与るために加算器 646 によって、受信されたシンボルベクトル \underline{r}^k から減算（即ち、相殺）される。修正されたシンボルベクトル \underline{r}^{k+1} は、図5に示されるように、次の受信機処理ステージへの入力ベクトルとして与えられる。30

【0161】

連続する相殺受信機処理の種々の観点は、前述の米国特許出願番号第09/854235号に、更に詳細に記載されている。40

【0162】

図7は、本発明のもう1つの実施形態に従って、OFDMをサポートし、且つデータを受信することが可能なMIMO受信機システム $350b$ のブロック図である。 N_T 個（まで）の送信アンテナから送信された信号は、 N_R 個のアンテナ $352a$ 乃至 $352r$ の各々によって受信され、且つそれぞれの復調器 354 へ経路設定される。各復調器 354 は、サンプルを与えるためにそれぞれの受信された信号を調整し、処理し、且つディジタル化し、そしてそのサンプルは、RX MIMO/データプロセッサ $356b$ へ与えられる。

【0163】

RX MIMO/データプロセッサ $356b$ 中において、各受信アンテナに関するサンプルは、それぞれのFFTプロセッサ 710 へ与えられ、そしてそのプロセッサは、受信さ50

れたサンプルの変形した表示を形成し、且つそれぞれの変調シンボルベクトルのストリームを与える。FFTプロセッサ710a乃至710rからのN_R個の変調シンボルベクトルのストリームは、それから、プロセッサ720へ与えられる。プロセッサ720は、最初に、各FFTプロセッサ710からの変調シンボルベクトルのストリームを多数(N_F個まで)のサブチャンネルシンボルストリームに多重解除する。プロセッサ720は、それから、N_T個(まで)の処理後の変調シンボルのストリームを与えるために各周波数サブチャンネルのN_R個のサブチャンネルシンボルストリーム上での空間処理又は空間時間処理を行うことができる。

【0164】

多重周波数サブチャンネル及び/又は多重空間サブチャンネルを介して送信された各データストリームについて、プロセッサ720は、更に、データストリームを送信するために使用した全ての周波数及び空間サブチャンネルに関する処理後の変調シンボルを、1つの回復された変調シンボルストリーム(one recovered modulation symbol stream)に再結合させ、そしてその変調シンボルストリームは、それから、データストリームプロセッサ730へ与えられる。各データストリームプロセッサ730は、特定の回復された変調シンボルのストリームを受信し、送信機ユニットでのストリーム上で行われたものと相補的な、復調、デインタリープ、及び復号を行い、且つそれぞれの復号されたデータストリームを与える。

【0165】

連続する相殺受信機処理技術を使用する受信機システム及び連続する相殺受信機処理技術を使用しないものは、送信されたデータストリームを受信し、処理し、且つ回復するために使用されてもよい。多重送信チャンネルを介して受信された信号を処理することが可能な若干の受信機システムは、前述した米国特許出願番号第09/532492号、第09/776075号、第09/826481号、第09/854235号、及び第09/860274号に記載されている。

【0166】

[送信機システムに対するCSI取得]

選択的チャンネル送信は、種々の方法で実施されることがあり、且つ種々の型のCSIは、受信機システムによって送信機システムへ報告されてもよい。1つの実施において、通信リンクの特性は、受信機システムで決定され、且つ送信チャンネル並びにその符号化及び変調方式を選択するために使用される。選択された送信チャンネル並びに符号化及び変調方式の個性は、送信機システムへ返送され、且つ送信のためのデータを処理するために使用されるCSIを具備する。もう1つの実施において、リンク特性は、受信機システムで決定され、且つ送信機システムへ与えられるCSIを具備する。送信機システムは、それから、送信チャンネル並びに符号化及び変調方式を選択するために、報告されたCSIを使用する。

【0167】

受信機システムによって送信機システムへ報告されたCSIは、こうして、(1)通信リンクの特性、(2)選択された送信チャンネル並びにその符号化及び変調方式、を表示する任意の型の情報、若しくは若干の他の情報又はその任意の組合せを具備する。種々の型及び形式の情報は、CSIとして供されてもよく、そのいくつかの例は後で説明する。

【0168】

1つの実施形態において、CSIは、使用するために選択されていた全ての送信チャンネルの表示並びに使用される符号化及び変調方式の表示を具備する。1つの特定の実施において、チャンネルマスク(channel mask)は、使用するために選択されてもよい各送信チャンネルに対するビットを含むために規定されてもよい。データ送信より前に、利用可能な送信チャンネルは、受信機システムで評価され、選択されてもよい。各選択された送信チャンネルに関するビットは、それから、使用可(enable)にされ(例えば、論理ハイに設定され)ることができ、且つ各選択されなかった送信チャンネルに対するビットは、使用不可(disable)にされ(例えば、論理ロウに設定され)ことができる。もう1つの実施に

10

20

30

40

50

おいて、選択された送信チャンネルは、ランレンジス符号化又は若干の他の型の符号化によって識別されてもよい。O F D Mシステム(M I M O付き又は無しで)について、周波数領域における相互関係は、データ量の低減がC S Iに帰還されることを可能にするために活用されてもよい。例として、特定の空間サブチャンネルに対するM個の周波数チャンネルが使用するために選択されるならば、そのときは、次の、(1)空間サブチャンネル並びに第1番目及び最後の選択されたサブチャンネルの個性、(2)空間サブチャンネル及び第1番目の選択された周波数サブチャンネルの個性並びにM、(3)空間サブチャンネル及び第1番目の選択された周波数サブチャンネルの個性を表示する特定の符号並びにM、又は(4)若干の他の値、符号、若しくはメッセージは、報告されてもよい。

【0169】

10

もう1つの実施形態において、C S Iは、各独立に処理された(即ち、符号化され、変調された)データストリームに関するデータレート表示器を具備する。独立に処理されたデータストリームを送信するために使用されるべき一群の1つ以上の送信チャンネルの品質は、最初に(例えば、グループにおける送信チャンネルに対する推定されたS N Rに基づいて)決定されてもよく、且つ決定されたチャンネル品質に相当するデータレートは、識別されてもよい(例えば、ルックアップテーブル(look-up table)に基づいて)。識別されたデータレートは、要求されたレベルの性能でデータストリームのために送信されてもよい最大のデータレートを表示する。データレートは、データレート表示器(D R I)へ写像され、且つデータレート表示器によって表され、そしてそれは、効率的に符号化ができる。一般的の実施において、S N R推定値は、例えば、ルックアップテーブルに基づいて直接にD R Iへ写像される。

【0170】

20

しかも、もう1つの実施形態において、C S Iは、各グループの選択された送信チャンネル又は各独立に処理されたデータストリームのために送信機システムで使用される特定の処理方式の表示を具備する。

【0171】

30

しかも、もう1つの実施形態において、C S Iは、各選択された送信チャンネル又は各独立に処理されたデータストリームのために推定されたS N R又はチャンネル利得を具備する。S N R又はチャンネル利得推定値は、任意の数のビットを有する値へ量子化されてもよい。

【0172】

40

しかも、もう1つの実施形態において、C S Iは、各選択された送信チャンネル、データストリーム、グループ若しくは送信チャンネル、又は任意の他の単位の送信に対するパワー制御情報を具備する。パワー制御情報は、各送信ユニットがより多いパワーかより少ないパワーかどちらかに対する要請を表示するための单一のビット含んでもよく、又はそれは、要請されたパワーレベルにおける変化の規模を表示するための多種多様のビットを含んでもよい。より多い送信パワーに対する要請は、関連する送信チャンネルに対する受信S N Rが劣化したことを表示し、且つより少ない送信パワーに対する要請は、関連する送信チャンネルに対する受信S N Rが向上したことを表示する。1つの実施において、送信機システムは、関連する送信チャンネルのS N Rを推定するために受信機システムから受信されたパワー制御情報を使用し、どの送信チャンネルを選択するべきかを決定し、且つ適切な符号化及び変調方式を選択する。

【0173】

50

しかも、もう1つの実施形態において、C S Iは、送信チャンネル、データストリーム、一群の送信チャンネル、又は若干の他の単位の送信に関する特定の尺度の品質のための差動表示器を具備する。最初に、送信単位に関するS N R若しくはD R I又は若干の他の品質測定は、参照測定値として決定され、報告される。その後、送信ユニットの品質の監視は、継続し、且つ最後の報告された測定値及び現在の測定値の間の差異は、決定される。差異は、それから、量子化され、差動表示器へ写像されてもよく、そしてそれは、それから、報告される。差動表示器は、特定のステップの大きさずつ最後の報告された測

定値への増加量又は低減量を表示してもよい(又は、最後の報告された測定値を維持するために)。参照測定値は、差動表示器における誤り及び/又はこれらの表示器の誤った受信が累積しないことを確実にするために、周期的に送信されてもよい。

【0174】

他の型の又は形式のCSIも、使用されてもよく、それは、本発明の範囲の中にある。一般に、CSIは、どんな型及び形式であっても、1組の選択された送信チャンネル並びにその符号化及び変調方式を識別するために使用され得る、十分な情報を含む。チャンネル特性の推定値に基づいて明白な型及び形式のCSI(例えば、チャンネルマスク、データレート表示器、差動表示器、等)を導出するための処理は、受信機システムで図3に示されるコントローラー362によって行われてもよい。

10

【0175】

CSIは、送信機システムから送信され、受信機システムで受信される信号に基づいて導出されてもよい。実施形態において、CSIは、送信された信号に含まれるパイロット参照に基づいて導出される。代案として又は追加的に、CSIは、送信される信号に含まれるデータに基づいて導出されてもよい。データは、選択された送信チャンネル上のみを送信されるが、パイロットデータは、受信機システムがチャンネル特性を推定することを可能にするために選択されなかった送信チャンネル上を送信されてもよい。

【0176】

しかももう1つの実施形態において、CSIは、受信機システムから送信機システムへ送信される1つ以上の信号を具備する。若干のシステムにおいて、相互関係の程度は、上り方向リンク及び下り方向リンク(例えば、上り方向リンク及び下り方向リンクが、時分割多重化された方法で、同じ周波数帯域を共用するところの時分割2重化(TDD)システム)の間に存在してもよい。これらのシステムにおいて、上り方向リンクの品質は、下り方向リンクの品質に基づいて推定(必要な程度の正確さまで)されてもよく、その逆も同様であり、そしてそれは、受信機システムから送信される信号(例えば、パイロット信号)に基づいて推定されてもよい。パイロット信号は、それから、それによって送信機システムが、受信機システムで観察されるようにCSIを推定することができる手段を表す。この型のCSIについて、チャンネル特性のどの報告も明白に必要ではない。TDMシステムに対するCSIは、2001年6月22日に出願された、“時分割2重化(TDD)通信システムにおけるデータを送信するための方法及び装置”と題する、米国特許出願番号[弁護士事件整理番号第P D 0 0 0 1 4 1号]に、更に詳細に記載され、本出願の譲受人に譲渡され、参照文献としてこの中に組み入れられる。

20

30

【0177】

信号品質は、種々の技術に基づいて送信機システムで推定され得る。若干のこれらの技術は、次の特許に記載され、そしてその特許は、本出願の譲受人に譲渡され、参照文献としてこの中に組み入れられる:

- ・1998年8月25日に発行された、“CDMA通信システムにおける受信されたパイロットパワー及び通路損失を決定するためのシステム及び方法”と題する、米国特許番号第5799005号;
- ・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けるリンク品質を測定するための方法及び装置”と題する、米国特許番号第5903554号;
- ・それぞれ1991年10月8日及び1993年11月23日に発行された、“CDMAセルラ移動電話システムにおける送信パワーを制御するための方法及び装置”と両方共に題する、米国特許番号第5056109号及び第5265119号;並びに2000年8月1日に発行された、“CDMA移動電話システムにおけるパワー制御信号を処理するための方法及び装置”と題する、米国特許番号第6097972号。

40

【0178】

パイロット信号及び/又はデータ送信に基づいて单一の送信チャンネルを推定するための方法も、技術的に利用可能な多数の論文に見出されるかも知れない。このようなチャンネル推定方法のものは、米国電気電子学会、通信部会報、1999年10月、F. Ling

50

氏による“最適受信、統合化性能、及び参照支援一貫性応用 C D M A 通信の中断率分析 (Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of Reference-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications)”と題する、論文に記載され、参考文献としてこの中に組み入れられる。

【0179】

C S I に対する種々の型の情報及び種々のC S I 報告機構は、1997年11月3日に出願され、本出願の譲受人に譲渡された、“高レートパケットデータ送信のための方法及び装置”と題する、米国特許出願番号第08/963386号、及び“T I E / E I A / I S 856 c d m a 2000高レートパケットデータ大気インタフェース仕様”にも記載され、そしてその両方共に参考文献としてこの中に組み入れられる。

10

【0180】

C S I は、種々のC S I 送信方式を使用して、受信機システムから送信機へ報告されてもよい。例えば、C S I は、丸ごと、差額的に、又はその組合せで送出されてもよい。1つの実施形態において、C S I は、周期的に報告され、差額的な更新は、前に送信されたC S I に基づいて送出される。もう1つの実施形態において、C S I は、変化（例えば、変化が特定の閾値を超えるならば）があるときのみ送出され、そしてその変化は、帰還チャネルの効果的なレートを下げるかも知れない。例として、チャネルマスク又はS N R は、それらが変化するときのみ返送（例えば、差額的に）されるかも知れない。C S I のために帰還されるデータ量を低減するための他の圧縮及び帰還チャネル誤り回復技術も使用されてもよく、それは、本発明の範囲の中にある。

20

【0181】

図3に返って参考すると、R X チャンネル / データプロセッサ356及び / 又は選択された送信チャネルの表示によって推定されたチャネル特性、並びにコントローラー362によって決定されたそれらの符号化及び変調方式を具備してもよい、全 / 部分C S I は、T X データプロセッサ364へ与えられ、そしてそのT X データプロセッサは、C S I を処理し、処理されたデータを1つ以上の変調器354へ与える。変調器354は、更に、処理されたデータを調整し、逆方向チャネルを介してC S I を送信機システム310へ返信する。

【0182】

システム310で、送信された帰還信号は、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、且つR X データプロセッサ332へ与えられる。R X データプロセッサ332は、T X データプロセッサ364によって行われたものと相補的な処理を行い、報告されたC S I を回復し、そしてそのC S I は、それから、コントローラー334へ与えられる。

30

【0183】

コントローラー334は、(1)データ送信のための各グループにおける最良の利用可能な送信チャネルの組を選択すること、並びに(2)選択された送信チャネルの各グループのために使用される符号化及び変調方式を決定すること、を含む多数の機能を行うために報告されたC S I を使用する。コントローラー334は、高いスループットを実現するために、又は若干の他の性能基準若しくは測定基準に基づいて、送信チャネルを選択してもよく、且つ更に、前に説明したように、送信チャネルを選択するために使用される閾値を決定してもよい。

40

【0184】

この中で説明した技術は、基地局から1つ以上の端末への下り方向リンク上のデータ送信のために使用されてもよく、且つ各端末から基地局への上り方向リンク上のデータ送信のためにも使用されてもよい。下り方向リンクについて、図3及び4A乃至4Dにおける送信機システム310は、基地局の部分を表してもよく、且つ図3、5、及び7における受信機システム350は、端末の部分を表してもよい。その上、上り方向リンクについて、図3及び4A乃至4Dにおける送信機システム310は、端末の部分を表してもよく、且つ図3、5、及び7における受信機システム350は、基地局の部分を表してもよい。

50

【 0 1 8 5 】

送信機及び受信機システムの要素は、1つ以上のデジタル信号プロセッサ（D S P）、特定用途集積回路（A S I C）、プロセッサ、マイクロプロセッサ、コントローラー、マイクロコントローラ、現場プログラム可能ゲートアレー（F P G A）、プログラム可能論理装置、他の電子ユニット、又はそれらの任意の組合せ、を用いて実施されてもよい。この中で説明した若干の機能及び処理も、プロセッサ上で実行されるソフトウェアを用いて実施されてもよい。本発明の明白な観点も、ソフトウェア及びハードウェアの組合せを用いて実施されてもよい。例えば、閾値 を決定するための、及び送信チャンネルを選択するための計算は、プロセッサ（図3におけるコントローラー334又は362）上で実行されるプログラム符号に基づいて行われてもよい。

10

【 0 1 8 6 】

表題は、参考のために、且つ明白な部分の場所を定めるのを援助するために、この中に含まれる。これらの表題は、この中に説明した概念の範囲を限定するために意図されるものではなく、これらの概念は、明細書全体に亘って他の部分への適用可能性を有し得る。

【 0 1 8 7 】

以上の開示された実施形態の説明は、技術的に技量のある任意の人が本発明を製品化し、又は使用することを可能にする。これらの実施形態への種々の変更は、技術的に技量のある人達には即座に明白であり、且つこの中に規定された包括的な原理は、本発明の精神又は範囲を離れることなく他の実施形態に適用され得る。こうして、本発明は、この中に示された実施形態に限定されるように意図されるものではなく、この中に開示された原理及び新規な特徴に矛盾しない最も広い範囲と一致するものである。

20

【 図面の簡単な説明 】**【 0 1 8 8 】**

【図1】図1は、本発明の種々の観点及び実施形態を実施するために設計され、動作させられ得る多重入力多重出力（M I M O）通信システムの図である。

【図2A - 2B】図2Aは、本発明の実施形態に従って、選択的チャンネル送信を使用して送信チャンネルを選択し且つ送信パワーを配分するための処理の流れ図である。図2Bは、本発明の実施形態に従って、データ送信のための送信チャンネルを選択するために使用される閾値 を導出するための処理の流れ図である。

【図3】図3は、本発明の種々の観点及び実施形態を実施することが可能なM I M O通信システムの図である。

30

【図4A - 4D】図4A乃至4Dは、本発明の4つの特定の実施形態に従って、データを処理することが可能な4つのM I M O送信機システムのブロック図である。

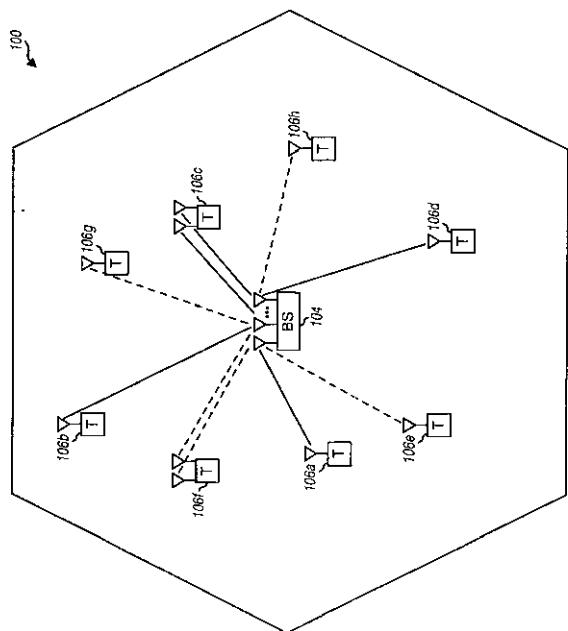
【図5】図5は、本発明の実施形態に従って、データを処理することが可能なM I M O受信機システムのブロック図である。

【図6A - 6B】図6A及び6Bは、それぞれ、図5に示されるM I M O受信機システムの中のチャンネルM I M O / データプロセッサ及び干渉補償器の実施形態のブロック図である。

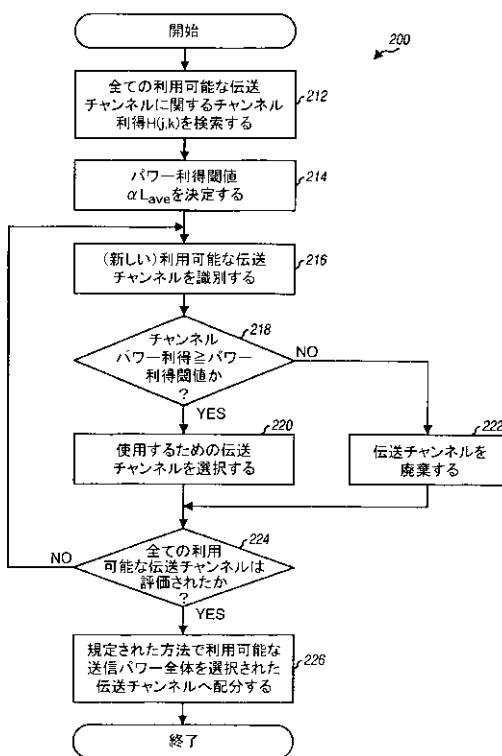
【図7】図7は、本発明のもう1つの実施形態に従って、データを受信することが可能なM I M O受信機システムのブロック図である。

40

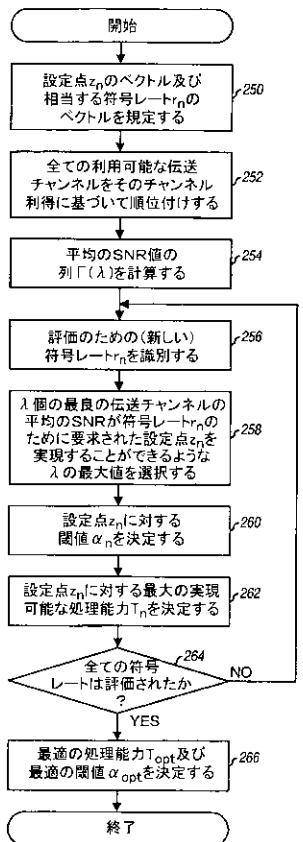
【図1】



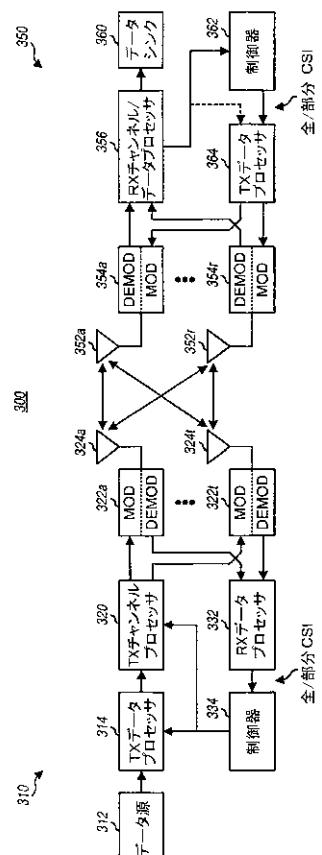
【図2A】



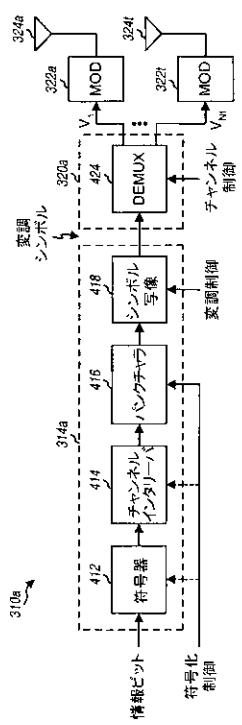
【図2B】



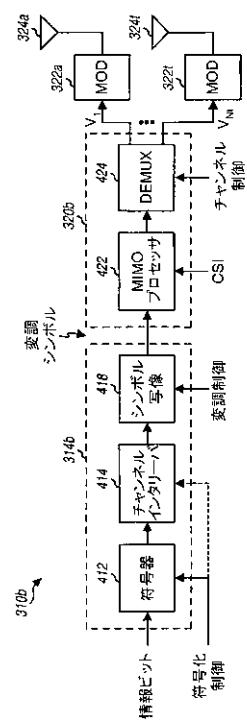
【図3】



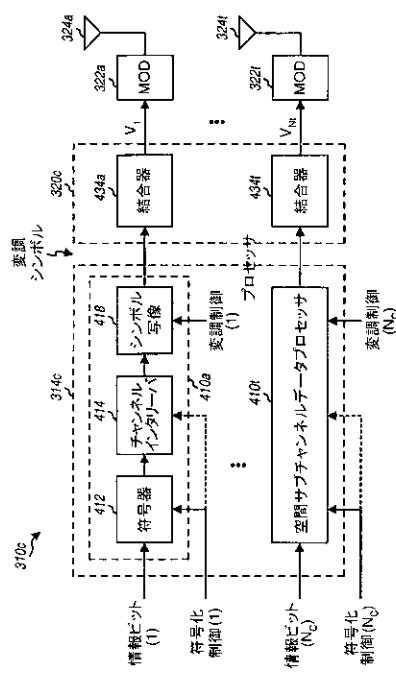
【図4A】



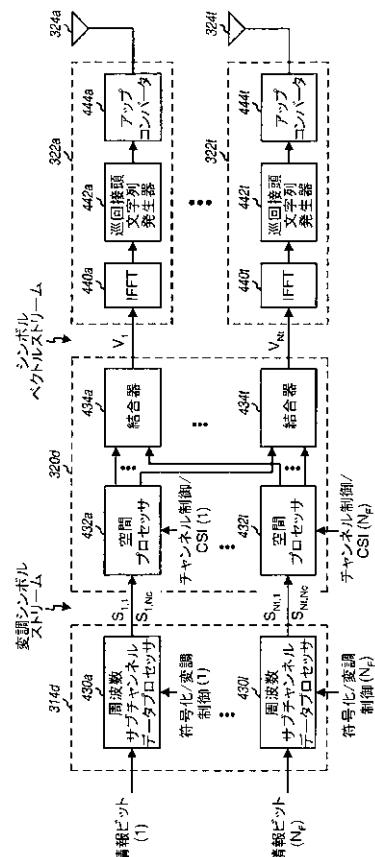
【図4B】



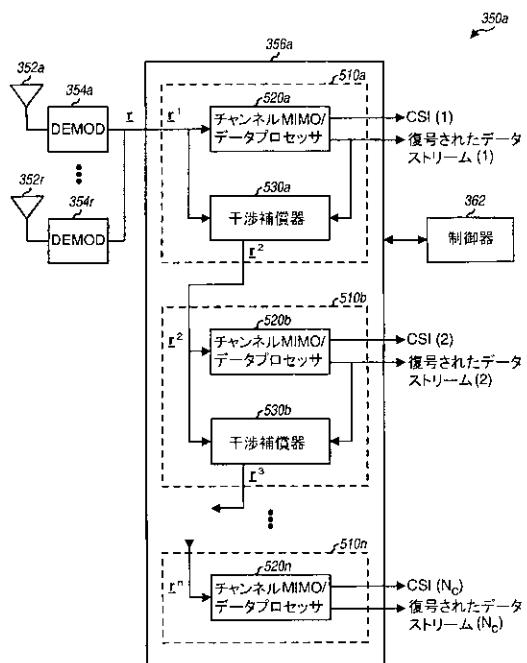
【図4C】



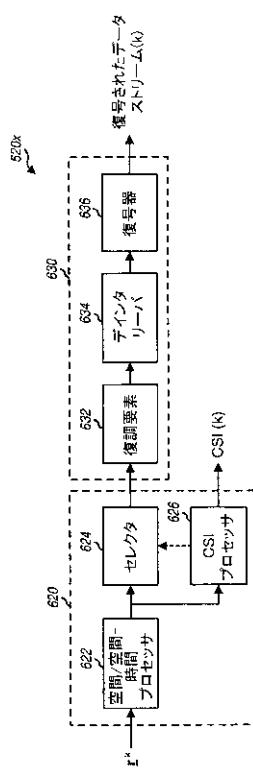
【図4D】



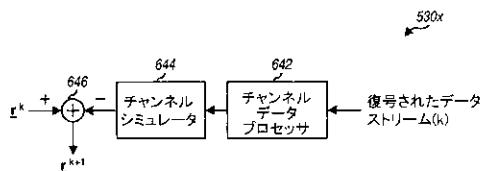
【図5】



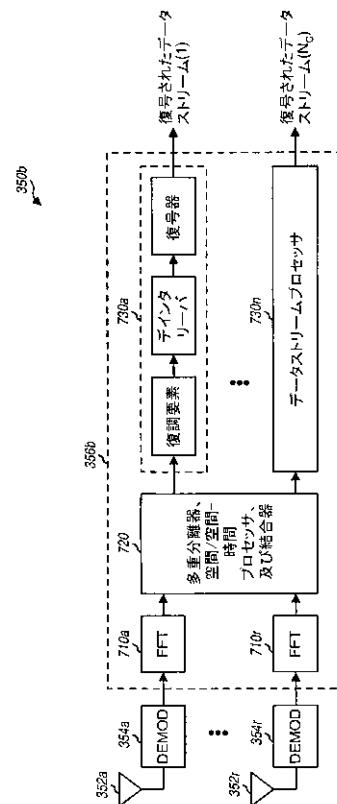
【図6A】



【図6B】



【図7】



【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
3 January 2003 (03.01.2003)

PCT

(10) International Publication Number
WO 03/001702 A1

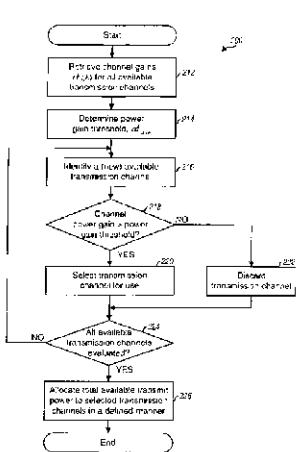
- (51) International Patent Classification: H04B 7/005, H04Q 7/38, H04L 1/00
- (74) Agents: WADSWORTH, Philip, R. et al., Qualcomm Incorporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (U.S.)
- (21) International Application Number: PCT/US02/20379
- (22) International Filing Date: 25 June 2002 (25.06.2002)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data: 09/892,379 26 June 2001 (26.06.2001) US
- (71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED (US/US) 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (U.S.)
- (72) Inventors: WALTON, Jay, R.; 7 Ledgewood Drive, Westford, MA 01886 (US); KETCHUM, John, W.; 37 Candleberry Lane, Harvard, MA 01428 (US).
- (84) Designated States (national): 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, FL, GH, GI, GE, GL, 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, TI, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, GE, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SI, TZ, UD, ZM, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TI, TM), European patent (AT, BE, CL, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent (BH, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

{Continued on next page}

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



WO 03/001702 A1



(57) Abstract: Techniques to select transmission channels for use for data transmission and to process and transmit data over the selected transmission channels. Transmission channel's available for use are segregated into one or more groups, with each group including any number of channels. With selective channel transmission, only "good" channels in each group are selected (e.g., based on the channels' received SNRs and an SNR threshold), "bad" channels are not used, and the total available transmit power for the group is (e.g., uniformly) distributed across only the good channels. Each group may also be associated with a respective coding and modulation scheme, and data for each group may be coded and modulated based on the scheme selected for the group. Improved performance is achieved by using only good channels in each group and matching the data processing for the selected channels to the capacity achievable by the channels.

WO 03/001702 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.

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

BACKGROUND

Field

[1001] The present invention relates generally to data communication, and more specifically to techniques for processing data for transmission in a wireless communication system using selective channel transmission and defined (e.g., uniform) transmit power allocation.

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 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 to improve performance and reduce complexity.

SUMMARY

[1006] Aspects of the invention provide techniques to select transmission channels for use for data transmission and to process and transmit data over the selected transmission channels. In certain embodiments, the transmission channels available for use may be segregated into one or more groups, with each group including any number of transmission channels. For a MIMO system that utilizes OFDM, the available transmission channels correspond to the spatial subchannels and frequency subchannels, each group may correspond to, for example, a respective transmit antenna, and the transmission channels in each group may be the frequency subchannels for the corresponding transmit antenna.

[1007] In an aspect, which is referred to as selective channel transmission (SCT), only "good" transmission channels in each group are selected for use for data transmission, and "bad" transmission channels are not used. The good transmission channels may be defined as those having SNRs or power gains at or above a particular SNR or power gain threshold. The total available transmit power for each group is then distributed amongst the good transmission channels in accordance with a defined allocation scheme. In an embodiment, the defined allocation scheme uniformly distributes the total available transmit power amongst the good transmission channels. Other allocation schemes may also be used.

[1008] In another aspect, the selective channel transmission may be used in conjunction with common coding and modulation, which would then simplify the

coding/modulation at a transmitter system and the complementary demodulation/decoding at a receiver system. Each group of transmission channels may be associated with a respective coding and modulation scheme, and data for each group may be coded and modulated based on the scheme selected for the group. Each group may thus be associated with (1) a respective (e.g., 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 process data for the group.

[1009] The selective channel transmission may provide improved performance due to the combined benefits of (1) using only the best transmission channels in each group, which are selected from among all available transmission channels in the group, (2) allocating the total available transmit power amongst only the selected transmission channels, and (3) matching the data processing for the selected transmission channels to the capacity achievable for these channels.

[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 select transmission channels and to allocate transmit power using selective channel transmission, in accordance with an embodiment of the invention;

[1014] FIG. 2B is a flow diagram of a process to derive 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;

[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 diagram 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 techniques can be used to support concurrent communication with a number of terminals.

[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

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) determine a set of transmission channels to be used for a data transmission, with the set including all or a subset of the transmission channels available for use, (2) allocate the total available transmit power to the selected transmission channels in a defined manner, and (3) process data for all selected transmission channels based on one or more coding

and modulation schemes, which may be determined based in part on the particular transmit power allocated to the selected transmission channels. Using selective channel transmission, only "good" transmission channels having transmission capacities (e.g., received 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. The total available transmit power is then allocated amongst the good transmission channels in a defined manner (e.g., uniformly).

[1029] In another aspect, the available transmission channels are segregated into groups and the selective channel transmission 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 transmission 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] The selective channel transmission techniques may be advantageously used when full or partial CSI is available at the transmitter. These techniques may be used in conjunction with a common coding and modulation scheme, in which case much of the complexity associated with the channel-specific coding and modulation technique described above may be ameliorated, while still achieving high performance. The selective channel transmission techniques may also provide improved performance over the channel-specific coding and modulation technique due to the combined benefits of (1) using only the N_U best transmission channels selected from amongst the available transmission channels and (2) approximately matching the coding and modulation to the SNRs achieved for the selected transmission channels.

[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 a data stream corresponding to each transmission channel (e.g., each transmit antenna and/or each frequency subchannel), and each data stream has an associated SNR.

[1033] If the set of SNRs for the transmission channels is available at the receiver system, this information may be used to distribute the total available transmit power amongst the selected transmission channels and to select the proper coding and modulation scheme. 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_U 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 allocated to the selected transmission channels in the group in a defined manner (e.g., uniformly) such that high performance may be achieved. Similar processing may be performed if the channel gains (instead of the SNRs) 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.

Selective Channel Transmission

[1034] If a simple (common) coding and modulation scheme can be used at the transmitter system for each group of transmission channels, then a single (e.g., convolutional or Turbo) coder and code rate may be used to encode data for all selected transmission channels in the group, 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 all available transmission channels are used for data transmission and the same amount of transmit power is used for each selected transmission channel, then the transmitted modulation symbols will be received at different SNRs depending on the

specific channels on which the modulation symbols are transmitted. If all available transmission channels are used, then the result may be a large variation in symbol error probability over the set of transmission channels, and an associated loss in bandwidth efficiency.

[1036] In accordance with an aspect of the invention, techniques are provided to selected a set of transmission channels for used for data transmission and to allocate the total available transmit power to the selected transmission channels in a defined manner to achieve high performance while reducing implementation complexity. In an embodiment, a single coding and modulation scheme is used for all selected transmission channels in each group. This coding and modulation scheme may be selected based on the distribution of SNRs achieved at the receiver system for the selected transmission channels. The use of a single coding and modulation scheme for each group greatly reduces the complexity of the coding/modulation process at the transmitter system and the complementary demodulation/decoding process at the receiver system.

[1037] If equal 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:

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

where

$P_{rx}(j,k)$ is the received power for transmission channel (j,k) (i.e., the j -th spatial subchannel of the k -th frequency subchannel),

P_{tx_total} 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) .

Equation (1) shows that the receive power for each transmission channel is dependent on the power gain of that channel, i.e., $|H(j,k)|^2$. 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 equal amount of power is transmitted for all available transmission channels, then the total received power P_{re_tot} for all channels may be expressed as:

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

[1038] If equal transmit power is used for all available transmission channels regardless of their channel gains, then the poor transmission channels would achieve worse received SNR. In fact, to achieve a particular received SNR, 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 SNR for these channels may be such that reliable data transmission cannot be supported, which may then dramatically decrease the overall system throughput if these channels are used.

[1039] In an aspect, the available transmission channels in each group are selected for use based on their transmission capacities, and only channels whose capacities (e.g., as determined by the received power or SNRs) are at or above a particular threshold, α , relative to the total capacity are selected for use. Conversely, transmission channels whose capacities fall below this threshold are erased (i.e., not used). For the selected transmission channels, the total available transmit power is allocated amongst the channels in a define manner (e.g., uniformly). The threshold can be selected to maximize throughput or based on some other criteria, as described below. A common coding and modulation scheme may also be used for all selected transmission channels in each group to simplify the processing.

[1040] If power gains are used to determine transmission capacities and one group includes all available transmission channels in the system, then the average power gain, L_{ave} , is initially computed for all available transmission channels and can be expressed as:

$$L_{ave} = \frac{\sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2}{N_T N_F} . \quad \text{Eq (3)}$$

WO 03/061702

PCT/US02/20379

11

A threshold α may be derived (e.g., as described below) and used to compute a power gain threshold, αL_{thr} , which can then be used to select transmission channels. The power gain of each transmission channel is then compared against the power gain threshold, and a transmission channel is selected for use if its power gain is greater than or equal to the power gain threshold (i.e., $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{\text{thr}}$).

[1041] In an embodiment, the total available transmit power is allocated uniformly amongst the selected transmission channels, and the transmit power for each selected transmission channel can be expressed as:

$$P_n(j,k) = \begin{cases} \frac{P_{\text{tot_avail}}}{N_U}, & |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{\text{thr}}, \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad \text{Eq (4)}$$

where N_U is the number of transmission channels selected for use from amongst the $N_T \cdot N_F$ available transmission channels. If the total available transmit power is distributed uniformly amongst all $N_T \cdot N_F$ available transmission channels, then the transmit power allocated for each transmission channel would be $\frac{P_{\text{tot_avail}}}{N_T \cdot N_F}$. However,

with selective channel transmission and uniform power allocation, the transmit power allocated to each transmission channel is increased by a factor of $b = \frac{N_T \cdot N_F}{N_U}$.

[1042] In many communication systems, the known quantities at the receiver are the received SNRs for the transmission channels. In such systems, the selective channel transmission technique can be readily modified to operate based on the received SNRs instead of the channel gains.

[1043] If the total available transmit power is uniformly allocated to 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:

$$\gamma(j,k) = \frac{P_n(j,k)}{\sigma^2} = \frac{P_{\text{tot_avail}}}{\sigma^2 N_T N_F} |H(j,k)|^2. \quad \text{Eq (5)}$$

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

$$\gamma_{ave} = \frac{P_{tx_total}}{\sigma^2(N_r N_f)} \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_f} |H(j,k)|^2 . \quad \text{Eq (6)}$$

The total received SNR, γ_{total} , for all available transmission channels may be expressed as:

$$\gamma_{total} = \frac{P_{tx_total}}{\sigma^2} L_{ave} = \frac{P_{tx_total}}{\sigma^2 N_r N_f} \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_f} |H(j,k)|^2 . \quad \text{Eq (7)}$$

The average and total received SNRs, γ_{ave} and γ_{total} , in equations (6) and (7), respectively, are based on the total transmit power being equally distributed across all available transmission channels.

[1044] A threshold α may be derived and used to compute an SNR threshold, $\alpha\gamma_{ave}$, which can be used to select transmission channels. The SNR of each transmission channel may then be compared against the SNR threshold, and a transmission channel may be selected for use if its SNR is greater than or equal to the SNR threshold (i.e., $\gamma(j,k) \geq \alpha\gamma_{ave}$). If N_U transmission channels are selected from amongst the $N_r N_f$ available transmission channels, then the total available transmit power may be distributed uniformly amongst the N_U selected transmission channels as shown in equation (4).

[1045] As noted above, the selective channel transmission may 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).

[1046] A particular amount of transmit power is also available for each group based on various system constraints and considerations. For the selective channel transmission 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 total available transmit power for each group is then allocated in a particular defined manner to the selected transmission channels in the group.

[1047] Various additional flexibilities may be afforded by processing data separately for each group of transmission channels. For example, the selective channel transmission may be independently applied to each group of channels. Also, for those groups for which selective channel transmission 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. Also, the same or different transmit power allocation schemes may be used for those groups for which selective channel transmission is applied. A different coding and modulation scheme may also be used for each group, which may be selected based on the transmission capacities (e.g., the achieved SNRs) of the selected transmission channels in the group.

[1048] 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 of transmission channels available to send data is then $N = N_S \cdot N_F$. The N transmission channels may then be segregated into a number of groups in various ways.

[1049] 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 selective channel transmission may be applied independently to each of the N_T transmit antennas. In an embodiment, 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 transmission then determines the subset of transmission channels (or frequency subchannels) associated with each transmit antenna having adequate transmission capacities (e.g., received SNRs). This can be achieved, for example, 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 in a defined manner (e.g., uniformly) to the selected frequency subchannels for the transmit antenna.

[1050] In another embodiment, the available transmission channels are segregated on a per frequency subchannel basis. In this embodiment, the selective channel

transmission may be applied independently to each of the N_F frequency subchannels. The spatial subchannels in each group may then be selected for use for data transmission based on the threshold for the group.

[1051] 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). A specific coding and modulation scheme may also be used for all selected transmission channels in each group, which can simplify the processing at both the transmitter and receiver systems. In an example application, one or more transmit antennas may be assigned to each terminal scheduled for data transmission. The transmission channels associated with the assigned transmit antennas for each terminal may be placed in a group, the selective channel transmission may be performed on each group of transmission channels, and a single coding and modulation scheme may be used for the data transmission to each terminal.

[1052] If the total available transmit power for group j is uniformly distributed across all available transmission channels in the group and the noise variance, σ^2 , is constant for all channels, then the received SNR, $\gamma_j(k)$, for transmission channel k in group j can be expressed as:

$$\gamma_j(k) = \frac{P_{tx,j}(k)}{\sigma^2} = \frac{P_{tx_total,j}}{\sigma^2 N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{Eq (8)}$$

where

$P_{tx,j}(k)$ is the received power for transmission channel k in group j ,
 $P_{tx_total,j}$ 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, $\gamma_{ave,j}$, per available transmission channel in group j may be expressed as:

$$\gamma_{ave,j} = \frac{P_{tx_total,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_t} |H_j(k)|^2 \quad \text{Eq (9)}$$

The total received SNR, $\gamma_{total,j}$, for all available transmission channels in group j may be expressed as:

$$\gamma_{total,j} = \frac{P_{tx_total,j}}{\sigma^2} L_{ave,j} = \frac{P_{tx_total,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_t} |H_j(k)|^2 \quad \text{Eq (10)}$$

where the average power gain, $L_{ave,j}$, for group j may be expressed as:

$$L_{ave,j} = \frac{1}{N_j} \sum_{k=1}^{N_t} |H_j(k)|^2 \quad \text{Eq (11)}$$

The average and total received SNRs, $\gamma_{ave,j}$ and $\gamma_{total,j}$, for group j is based on the total transmit power, $P_{tx_total,j}$, for group j being uniformly distributed across all available transmission channels in the group.

[1053] A threshold α_j may be derived for group j and used to compute an SNR threshold, $\alpha_j \gamma_{ave,j}$, which can then be used to select transmission channels. The SNR of each transmission channel in the group may be compared against the SNR threshold, and a transmission channel may be selected for use if its SNR is greater than or equal to the SNR threshold (i.e., $\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}$). If $N_{t,j}$ transmission channels are selected from amongst the N_t available transmission channels in the group, then the total available transmit power for the group may be distributed uniformly amongst the $N_{t,j}$ selected transmission channels. The transmit power for each selected transmission channel in group j may then be expressed as:

$$P_{tx,j}(k) = \begin{cases} \frac{P_{tx_total,j}}{N_{t,j}}, & \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{Eq (12)}$$

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.

[1054] The process described above may be repeated for each group of transmission channels. Each group may be associated with a different threshold, $\alpha_j \gamma_{av,j}$, derived to provide the desire performance for that group. The ability to allocate transmit power on a per group (e.g., per transmit antenna) basis can provide enhanced flexibility and may further improve performance.

[1055] FIG. 2A is a flow diagram of a process 200 to select transmission channels and to allocate transmit power using selective channel transmission, 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.

[1056] 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_{av} [or an SNR threshold, $\alpha \gamma_{av}$] 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.

[1057] 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., $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{av}$) [or the SNR threshold (i.e., $\gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{av}$)], at step 218. If the identified transmission channel satisfies the criterion, then it is selected for use, at step 220. Otherwise, if the transmission channel does not satisfy the criterion, then it is discarded and not used for data transmission, at step 222.

[1058] A determination is then made whether or not all available transmission channels have been evaluated, at step 224. If not, the process returns to step 216 and another available transmission channel is identified for evaluation. Otherwise, the process proceeds to step 226.

[1059] At step 226, the total available transmit power is allocated in a defined manner to the selected transmission channels. In an embodiment, the total available transmit power is allocated uniformly amongst the selected channels, as shown in equation (4). In other embodiments, the total available transmit power may be allocated in a non-uniform manner using various other allocation schemes. The process then terminates.

Threshold Selection

[1060] The threshold used to select transmission channels for data transmission may be set based on various criteria. In one embodiment, the threshold is set to optimize throughput. Several schemes to derive the threshold are described below.

[1061] In a first threshold derivation scheme, the threshold is set based on the channel gains and the theoretical transmission capacity of the selected transmission channels. Initially, the channel gains for all available transmission channels are used to compute power gains, which are then ranked and placed in a list $G(\lambda)$ in order of decreasing power gains, where $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$, such that $G(1) = \max \{ |H(j,k)|^2 \}, \dots, G(N_T N_F) = \min \{ |H(j,k)|^2 \}$.

[1062] For each λ , where $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$, the theoretical throughput supported by the λ best transmission channels is then computed. This can be achieved as follows. First, the total available transmit power is (e.g., uniformly) allocated to the λ best transmission channels, and the transmit power for each of the λ transmission channels is then $\frac{P_{tx_total}}{\lambda}$. Next, the received SNR achievable for each of the λ transmission channels is computed based on the transmit power $\frac{P_{tx_total}}{\lambda}$ allocated to each transmission channel and the channel's power gain. The received SNR, $\gamma_\lambda(k)$, for each of the λ transmission channels can be computed as:

$$\gamma_\lambda(k) = \frac{P_{tx_total}}{\sigma^2 \lambda} G(k), \quad 1 \leq k \leq \lambda. \quad \text{Eq (13)}$$

The theoretical throughput, $T(\lambda)$, for the λ best transmission channels can then be computed as:

$$T(\lambda) = \lambda \cdot \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k(\lambda)) \quad . \quad \text{Eq (14)}$$

where λ is real scale factor to account for the inefficiencies in the modulation and coding scheme employed.

[1063] The theoretical throughput, $T(\lambda)$, is computed for each value of each λ , where $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$, and stored to an array. After all $N_T N_F$ values of $T(\lambda)$ have been computed for the $N_T N_F$ possible sets of selected transmission channels, then the array of theoretical throughput values is traversed and the largest value of $T(\lambda)$ is determined. The value of λ , λ_{\max} , corresponding to the highest theoretical throughput, $T_{\max}(\lambda)$, is then the number of transmission channels that results in the maximum theoretical throughput for these channel conditions and uniform transmit power allocation.

[1064] Since the power gains for the available transmission channels are ranked in decreasing order in the list $G(\lambda)$, the theoretical throughput $T(\lambda)$ typically increases as more transmission channels are selected for use until the optimal point is reached, after which the throughput $T(\lambda)$ decreases because more of the total available transmit power is allocated to poorer transmission channels. Thus, instead of computing the theoretical throughput $T(\lambda)$ for all possible values of λ , the throughput for each new value of λ , $T(\lambda)$, may be compared against the throughput for the previous value of λ , $T(\lambda-1)$. The computation may then be terminated if the peak throughput value, $T_{\max}(\lambda)$, is reached when $T(\lambda) < T(\lambda-1)$.

[1065] The threshold α may then be expressed as:

$$\alpha = \frac{G(\lambda_{\max})}{L_{\max}} \quad . \quad \text{Eq (15)}$$

The threshold α optimizes the theoretical throughput for the given channel conditions.

[1066] In the above description, the overall throughput for a set of selected transmission channels is derived based on the theoretical throughput achieved by each of the transmission channels. This method to derive the overall throughput may not provide an accurate result in certain scenario (e.g., if a data stream is transmitted on all selected transmission channels and one or more of the transmission channels are excessively poor and would corrupt the entire data transmission).

[1067] In another method for deriving an overall throughput for a set of selected transmission channels, the entire ensemble of SNRs for a set of selected transmission channels is used to derive the overall throughput and/or the coding and modulation scheme. The mapping between the ensemble of SNRs to the overall throughput and/or the coding and modulation scheme may be achieved based on statistical measurements, computer simulations, and so on, and may further be implemented, for example, with one or more tables. If a common coding and modulation scheme is used for all selected transmission channels, then the overall throughput is related to the particular coding and modulation scheme selected for use and the number of selected transmission channels.

[1068] For example, the probability distribution of the entire ensemble of SNRs may be determined as a first step. Given this SNR probability distribution, the probability that the SNR falls below a given SNR threshold may be found by examination of the SNR probability distribution. This can be denoted as an "erasure" probability for the given SNR threshold. For each modulation and coding scheme employed, a function that describes the erasure probability as a function of the SNR threshold may be developed via computer simulation or observation over a large number of trials (i.e., a performance database). Given the SNR probability distribution and the performance database, the receiver system can select an appropriate modulation and coding scheme to be used.

[1069] In a second threshold derivation scheme, the threshold is set based on the average SNR achievable for the selected transmission channels. This scheme assumes that the data can be processed (e.g., coded and interleaved) such that it can be transmitted via all selected transmission channels and received reliably, even though these channels may individually achieve different SNRs.

[1070] Initially, a vector of setpoints (i.e., $Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_Z}]$) and a corresponding vector of code rates (i.e., $R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_Z}]$) are defined. The code rates include the effects of the coding and modulation scheme and are representative of the information bit rate (i.e., 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, the 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 information bit rate, which is further dependent on

the specific code rate and modulation scheme used for a data transmission. To simplify the processing at the transmitter and receiver, a common modulation scheme may be used for all selected transmission channels. In this case, the information bit rate and the setpoint are both directly related to the code rate.

[1071] Each code rate r_n , where $1 \leq n \leq N_Z$, 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 for code rate r_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 the list $G(\lambda)$ as described above. A sequence $\Gamma(\lambda)$ of average achievable SNRs for $N_T N_F$ possible sets of selected transmission channels is then computed. For each value of λ , where $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$, the total available transmit power is allocated uniformly amongst the λ best transmission channels, and the average SNR for the λ transmission channels, $\gamma_{avg}(\lambda)$, can be computed as:

$$\gamma_{avg}(\lambda) = \frac{P_{tx_real}}{\sigma^2 \lambda} \sum_{k=1}^{\lambda} G(k) \quad , \quad \text{Eq (16)}$$

where σ^2 is the received noise power in a single transmission channel. This SNR value, $\gamma_{avg}(\lambda)$, represents the average SNR of the λ best transmission channels if the total available transmit power is uniformly allocated to all λ channels. The average SNR, $\gamma_{avg}(\lambda)$, is then stored as the λ -th element of the sequence $\Gamma(\lambda)$. The sequence $\Gamma(\lambda)$ includes decreasingly lower values of $\gamma_{avg}(\lambda)$ for larger values of λ since the total available transmit power is allocated to more transmission channels and the transmission channels are progressively worse.

[1073] For each code rate r_n (where $1 \leq n \leq N_Z$), the largest value of λ , $\lambda_{n,max}$, is then determined such that the average SNR for the λ best transmission channels is greater than or equal to the setpoint z_n associated with the code rate r_n . This can be

achieved by traversing the sequence $\Gamma(\lambda)$ and comparing each element of the sequence (e.g., starting with the first element, or $\lambda = 1$) against the setpoint z_n , as follows:

$$\Gamma(\lambda) \geq z_n . \quad \text{Eq (17)}$$

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 average SNR for the λ best transmission channels can achieve the associated setpoint z_n , if the total transmit power is uniformly 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 .

[1074] The threshold α_n associated with code rate r_n may then be expressed as:

$$\alpha_n = \frac{G(\lambda_{n,\max})}{L_{\max}} . \quad \text{Eq (18)}$$

The threshold α_n optimizes the throughput for code rate r_n , which requires the setpoint z_n . If a common code rate is used for all selected transmission channels, the maximum achievable throughput T_n for code rate r_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 code rate r_n can thus be expressed as:

$$T_n = \lambda_{n,\max} r_n , \quad \text{Eq (19)}$$

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

[1075] The optimum throughput for the vector of code rates can then be given by:

$$T_{opt} = \max \{ T_n \} . \quad \text{Eq (20)}$$

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 the selected transmission channels for a given noise variance σ^2 . Since the total transmit power is limited, the higher required SNR may be achieved by distributing the total available transmit power over fewer transmission channels. 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 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 the optimum throughput T_{opt} .

[1076] In the threshold derivation schemes described above, the optimum threshold α_{opt} is determined based on the channel gains for all available 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 $\Gamma(\lambda)$ of average achievable SNRs for $N_T N_F$ possible sets of selected transmission channels may then be determined. The average SNR for the λ best transmission channels, $\gamma_{ave}(\lambda)$, can be computed as:

$$\gamma_{ave}(\lambda) = \frac{\sum_{k=1}^{\lambda} \gamma(k)}{\lambda} . \quad \text{Eq (21)}$$

The average SNR, $\gamma_{ave}(\lambda)$, is then stored as the λ -th element of the sequence $\Gamma(\lambda)$.

[1077] For each code rate r_n (where $1 \leq n \leq N_2$), the largest value of λ , $\lambda_{n,max}$, is then determined such that the average SNR for the λ selected transmission channels is greater than or equal to the associated setpoint z_n . This condition may be expressed as shown in equation (17) above. 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:

$$\alpha_n = \frac{\Gamma(\lambda_{n,max})}{\gamma_{ave}} . \quad \text{Eq (22)}$$

where γ_{ave} is the average SNR over all available transmission channels (i.e., $\gamma_{ave} = \Gamma(N_T N_F)$). The optimum threshold α_{opt} and the optimum throughput T_{opt} may also be determined as described above.

[1078] For the above description, the threshold is selected to optimize throughput for the available transmission channels and based on uniform distribution of the total available transmit power over the selected transmission channels. The threshold may

also be selected to optimize other performance criteria or metrics, and this is within the scope of the invention. Moreover, other transmit power distribution schemes may also be used and are within the scope of the invention.

[1079] FIG. 2B is a flow diagram of a process 240 to derive a threshold α used to select transmission channels for data transmission and which implements the second threshold derivation scheme described above. Process 240 may be used if the channel gains, received SNRs, or some other characteristics are available for the transmission channels. For 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.

[1080] Initially, a vector of setpoints ($Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_2}]$) is defined and a corresponding vector of code rates ($R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_2}]$) 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. A sequence $\Gamma(\lambda)$ of average achievable SNRs for $N_T N_F$ possible sets of selected transmission channels is then computed based on the channel gains as shown in equation (16) [or based on the received SNRs as shown in equation (21)], at step 254.

[1081] 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 average SNR for 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 comparing each element of the sequence $\Gamma(\lambda)$ with the setpoint z_n as shown in equation (17). The threshold α_n associated with code rate r_n is then determined based on the average SNR for $\lambda_{n,\max}$ transmission channels, as shown in equation (18), at step 260. The maximum achievable throughput, T_n , for code rate r_n can also be determined as shown in equation (19), at step 262.

[1082] A determination is then made whether or not all N_2 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 (20), at step 266. The process then terminates.

[1083] In the threshold derivation schemes described above, one threshold is determined for all available transmission channels in the communication system since the selective channel transmission is implemented on all channels. In embodiments whereby the transmission channels are segregated into a number of groups, one threshold may be derived and used for each group. The threshold for each group may be derived based on various criteria, such as to optimize the throughput for the transmission channels included in the group.

[1084] To determine the threshold for each group, the derivations described above may be used. However, the list $G_j(\lambda)$ for each group includes only the power gains [or received SNRs] for the transmission channels included in the group. Also, a sequence $\Gamma_j(\lambda)$ of average SNRs is defined based on the channel gains [or received SNRs] of the transmission channels in the group.

[1085] For the second threshold derivation scheme, the threshold $\alpha_{j,a}$ associated with code rate r_a for group j may be expressed as:

$$\alpha_{j,a} = \frac{G_j(\lambda_{a,\max})}{L_{ave,j}} \text{ or } \alpha_{j,a} = \frac{\Gamma_j(\lambda_{a,\max})}{y_{ave,j}} . \quad \text{Eq (23)}$$

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

[1086] As noted above 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 also between these transmit antennas.

[1087] In the schemes described above, the threshold α is derived based on the highest throughput achieved with uniform distribution of the total available transmit power amongst the selected transmission channels. In some other schemes, the threshold may be derived based on some other conditions and/or metrics.

[1088] In certain schemes, the threshold may be derived based on non-uniform distribution of the total available transmit power amongst the selected transmission

channels. For example, a power allocation scheme may also be devised whereby more transmit power is allocated to better transmission channels, which may improve throughput. As another example, a power allocation scheme may be devised whereby more transmit power is allocated to poorer transmission channels (to a limit), which may improve performance if the poor channels limit performance.

[1089] Various schemes may be devised whereby the total available transmit power may be allocated non-uniformly, for example, based on the distribution of SNRs achieved for the transmission channels and the available coding and modulation schemes (i.e., the available code rates and modulation schemes). As a specific example, the available transmission channels may be ranked based on their achieved SNRs and partitioned into a number of sets. The transmission channels in the worse set may be omitted from use, a first percentage (i.e., x %) of the total available transmit power may be allocated to the transmission channels in the second set, a second percentage (i.e., y %) of the total available transmit power may be allocated to the transmission channels in the third set, and so on. In some schemes, the threshold may be selected to maximize the throughput achieved based on unequal transmit power allocation.

[1090] In another specific scheme, the threshold may simply be a particular (fixed) target SNR, and all transmission channels having received SNRs greater than or equal to the target SNR is selected for use, with the received SNR being based on uniform transmit power allocation amongst the best transmission channels.

[1091] Various other transmit power allocation schemes may also be implemented and are within the scope of the invention.

Multi-Channel Communication System

[1092] 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 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.

[1093] 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 coding scheme, (2) interleaves (i.e., reorders) the encoded data based on a

particular interleaving scheme, and (3) maps the interleaved bits into modulation symbols for one or more transmission channels selected for use for data transmission. 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. In an aspect, the coding, interleaving, and/or symbol mapping may be performed based on control signals provided by a controller 334.

[1094] A TX channel processor 320 receives and demultiplexes the modulation symbols from TX data processor 314 and provides a stream of modulation symbols for each selected transmission channel, one modulation symbol per time slot. TX channel processor 320 may further precondition the modulation symbols for the selected transmission channels if full CSI is available.

[1095] If OFDM is not employed, TX channel processor 320 provides a stream of modulation symbols for each antenna used for data transmission. And if OFDM is employed, TX channel processor 320 provides a stream of 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 a stream of preconditioned modulation symbol vectors for each antenna used for data transmission, depending on whether or not OFDM is employed. Each stream is then received and modulated by a respective modulator (MOD) 322 and transmitted via an associated antenna 324.

[1096] 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 then provided to a receive (RX) channel/data processor 356 and further 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

[1097] 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, and includes (1) a TX data processor 314a that receives and processes information bits to provide modulation symbols and (2) a TX channel processor 320a that demultiplexes the modulation symbols for the selected transmission channels.

[1098] In the embodiment shown in FIG. 4A, TX data processor 314a includes an encoder 412, a channel interleaver 414, a puncturer 416, and a symbol mapping element 418. Encoder 412 receives the aggregate information bits to be transmitted and encodes the received bits in accordance with a particular coding scheme to provide coded bits. Channel interleaver 414 interleaves the coded bits based on a particular interleaving scheme to provide diversity. In an embodiment, the interleaving is performed such that the transmitted bits may be recovered based on the average SNR of the transmission channels selected for use. Puncturer 416 punctures (i.e., deletes) zero or more of the interleaved coded bits to provide the desired number of coded bits. And symbol mapping element 418 maps the unpunctured bits into modulation symbols for the selected transmission channels.

[1099] Pilot data (e.g., data of known pattern such as a sequence of all zeros or all ones) may also be multiplexed with the processed information bits. The 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 pilot data may also be transmitted in a code division multiplexed (CDM) manner along with the coded data in all or a subset of the transmission channels. The pilot data may be used at the receiver to perform channel estimation and demodulation, as described below.

[1100] 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.

[1101] 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, e.g., as supported by the average 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.

[1102] 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.

[1103] 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.

[1104] The number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol for a particular level of performance (e.g., 1% 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.

[1105] 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 combinations of coding rate and modulation scheme. For example, one information bit per modulation symbol may be achieved by 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

[1106] The 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 modulation symbols into a number of modulation symbol streams, one stream for each transmission channel selected for use. Each modulation symbol stream is then provided to a respective modulator 322. If OFDM is employed, the modulation symbols at each time slot for all selected frequency subchannels of each transmit antenna are combined into a modulation symbol vector. Each modulator 322 converts the modulation symbols (for a system without OFDM) or the 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.

[1107] 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 coupled to a TX channel processor 320b.

[1108] In the embodiment shown in FIG. 4B, TX data processor 314b includes encoder 412, channel interleaver 414, and symbol mapping element 418. Encoder 412 receives and encodes the aggregate information bits in accordance with a particular coding 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. In this embodiment, puncturing and/or bit repetition (if any) is performed by encoder 412. Channel interleaver 414 interleaves the coded bits, and symbol mapping element 418 maps the interleaved bits into modulation symbols for the selected transmission channels.

[1109] In the embodiment shown in FIG. 4B, transmitter system 310b is capable of preconditioning the modulation symbols based on full CSI. Within TX channel processor 320b, a MIMO processor 422 demultiplexes the modulation symbols into a number of (up to N_c) modulation symbol streams, one stream for each spatial subchannel (i.e., eigenmode) used to transmit the modulation symbols. For full-CSI processing, MIMO processor 422 then preconditions the (up to N_c) modulation symbols at each time slot to generate N_T preconditioned modulation symbols, as follows:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \Delta & e_{1N_c} \\ e_{21}, & e_{22}, & & e_{2N_c} \\ \vdots & & O & \vdots \\ e_{N_T 1}, & e_{N_T 2}, & \Delta & e_{N_T N_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_c} \end{bmatrix}. \quad \text{Eq (24)}$$

where b_1, b_2, \dots, b_{N_c} are respectively the 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:

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

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

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

The eigenvector matrix E may be computed by the transmitter or is provided to the transmitter (e.g., by the receiver).

[1110] For full-CSI processing, each preconditioned modulation symbol, x_i , for a particular transmit antenna i represents a linear combination of the modulation symbols for up to N_c spatial subchannels. For each time slot, the (up to) N_T preconditioned modulation symbols generated by MIMO processor 422 are demultiplexed by demultiplexer 424 and provided to (up to) N_T modulators 322. Each modulator 322

WO 03/061702

PCT/US02/20379

31

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.

[1111] 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 coupled to a TX channel processor 320c. TX data processor 314c may be operated to independently code and modulate data for 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.

[1112] In the embodiment shown in FIG. 4C, TX data processor 314c includes a number of spatial subchannel data processor 410a through 410t, 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, and symbol mapping element 418. 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, and map the interleaved bits to generate modulation symbols. As shown in FIG. 4C, the coding and modulation control may be individually provided for each group.

[1113] The modulation symbols from each data processor 410 are provided to a respective combiner 434 within TX channel processor 320c. If each group includes the selected frequency subchannels for a particular transmit antenna, then combiner 434 combines the modulation symbols for the selected frequency subchannels to form a modulation symbol vector for each time slot, which is then provided to a respective modulator 322. The processing by each modulator 322 to generate a modulated signal is described below.

[1114] 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 314d, the information bits to be transmitted are demultiplexed by a demultiplexer 428 into a number of (up to N_F) 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.

[1115] 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 shown 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, and symbol mapped to generate 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. Each data processor 430 thus provides up to N_c modulation symbol streams for up to N_c spatial subchannels selected for use for the frequency subchannel.

[1116] For a MIMO system utilizing OFDM, the modulation symbols may be transmitted on multiple frequency subchannels and from multiple transmit antennas. Within a MIMO processor 320d, the up to N_c modulation symbol streams from each data processor 430 are provided to a respective 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 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 for each frequency subchannel.

[1117] 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_F frequency subchannels selected for use for that transmit antenna, combines the symbols for each time slot into a modulation symbol vector V , and provides the modulation symbol vector to the next processing stage (i.e., a respective modulator 322).

[1118] TX channel 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.

[1119] FIG. 4D also shows an embodiment of modulator 322 for OFDM. The modulation symbol vectors V_1 through V_{N_t} from TX channel processor 320d 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.

[1120] IFFT 440 converts each received modulation symbol 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, ..., N_F). In an embodiment, for each modulation symbol 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.

[1121] 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.

[1122] 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.

[1123] 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. In general, the techniques described herein are applicable for multiple parallel transmission channels supported by MIMO, OFDM, or any other communication

scheme (e.g., a CDMA scheme) capable of supporting multiple parallel transmission channels.

[1124] 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;
- 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;
- U.S. Patent Application Serial Nos. 09/860,274 and [Attorney Docket No. 104-451], both entitled "METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING DATA FOR TRANSMISSION IN A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM USING SELECTIVE CHANNEL INVERSION," filed May 17, 2001 and June 14, 2001, respectively.

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

[1125] FIG. 4C shows an embodiment wherein the data for each transmit antenna may be coded and modulated independently 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 independently 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, and each

group may include any number and type of transmission channels. For example, each group may include spatial subchannels, frequency subchannels, or subchannels in both domains.

MIMO Receiver Systems

[1126] 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 a 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).

[1127] 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.

[1128] 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_F modulation symbols for up to N_F 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 demultiplexes the modulation symbol vector streams from each FFT processor into up to N_F modulation symbol streams corresponding to the number of frequency subchannels used for the data transmission. The demultiplexer then provides each of up to N_F modulation symbol streams to a respective RX MIMO/data processor 356a.

[1129] 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_F 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.

[1130] 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 transmission 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 transmission is applied independently 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. 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 by data processor 356a.

[1131] 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.

[1132] 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, symbol mapping, channel response, and so on) to derive N_R remodulated symbol streams that are estimates of the interference components in 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.

[1133] As shown in FIG. 5, controller 362 may couple to RX channel/data processor 356a and direct various steps in the successive cancellation receiver processing performed by processor 356a.

[1134] 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.

[1135] 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 and/or multiplexed 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.

[1136] 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 (1) an RX channel processor 620 that processes the (up to) N_R received modulation symbol streams to provide a recovered modulation symbol stream corresponding to the data stream being recovered and (2) an RX data processor 630 that decodes the recovered modulation symbol stream to provide the decode data stream. RX channel processor 620 includes a spatial/space-time processor 622, a selector 624, and a CSI processor 626, and RX data processor 630 includes a demodulation element 632, a de-interleaver 634, and a decoder 636.

[1137] In an embodiment, spatial/space-time processor 622 performs linear spatial processing on the N_R received signals (for a non-dispersive MIMO channel with flat fading) or space-time processing on the N_R received signals (for a dispersive MIMO channel 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 and/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 space-time processing techniques such as an 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.

[1138] CSI processor 626 determines the CSI for each of the transmission channels used for data transmission. For example, CSI processor 626 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 being decoded. The SNR may be estimated similar to conventional pilot assisted single and multi carrier systems, as is known in the art. The SNRs for all of the selected transmission channels used for data transmission may comprise the CSI that is reported back to the transmitter system. CSI processor 626 may further provide to selector 624 a control signal that identifies the particular data stream to be recovered by this receiver processing stage.

[1139] Selector 624 may receive a number of symbol streams from spatial/spacetime processor 622 and would then extract some or all of the received modulation symbols to provide the recovered modulation symbol stream corresponding to the data stream to be recovered. The symbol extraction to derive the recovered modulation symbol stream may be performed based on a control signal from CSI processor 626. The extracted stream of modulation symbols is then provided to RX data processor 630.

[1140] For an embodiment in which the data stream for each transmission channel is independently coded and modulated based on a 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 632 is then de-interleaved by de-interleaver 634 in a complementary manner to that performed by the channel interleaver, and the de-interleaved data is further decoded by decoder 636 in a complementary manner to that performed by the encoder. For example, a Turbo decoder or a Viterbi decoder may be used for decoder 636 if Turbo or convolutional coding, respectively, is performed at the transmitter system. The decoded data stream from decoder 636 represents an estimate of the transmitted data stream being recovered.

[1141] 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 642 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 642 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 644, which processes the

symbols with the estimated channel response to provide an estimate, $\hat{\mathbf{i}}^k$, of the interference due the decoded data stream. The channel response estimate may be derived based on the pilot and/or data transmitted by the transmitter system and, e.g., in accordance with the techniques described in the aforementioned U.S. Patent Application Serial No. 09/854,235.

[1142] The N_R elements in the interference vector $\hat{\mathbf{i}}^k$ correspond to the component of the received signal at the N_R receive antennas due to the symbol stream transmitted on the k -th transmit antenna. Each element of the interference vector represents an estimated component due to the k -th decoded data stream in a corresponding received modulation symbol stream. These components are interference to the remaining (not yet detected) data streams in the N_R received modulation symbol streams (i.e., the vector \underline{r}^k), and are subtracted (i.e., canceled) from the received symbol vector \underline{r}^k by a summer 632 to provide a modified symbol vector \underline{r}^{k+1} having the components from the k -th decoded data stream removed. The modified symbol vector \underline{r}^{k+1} is provided as the input vector to the next receiver processing stage, as shown in FIG. 5.

[1143] 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.

[1144] FIG. 7 is a block diagram of a MIMO receiver system 350b capable of supporting OFDM and 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.

[1145] 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 N_R streams of modulation symbol vectors from FFT processors 710a through 710r are then provided to a processor 720. Processor 720 first demultiplexes the stream of modulation symbol vectors from each FFT processor 710 into a number of (up to N_F) subchannel symbol streams. Processor 720 may then perform spatial processing or space-time processing on the N_R subchannel symbol

streams of each frequency subchannel to provide (up to) N_T streams of post-processed modulation symbols.

[1146] For each data stream transmitted over multiple frequency subchannels and/or multiple spatial subchannels, processor 720 further recombines the post-processed modulation symbols for all frequency and spatial subchannels used for transmitting the data stream into one recovered modulation symbol stream, which is then provided to a data stream processor 730. Each data stream processor 730 receives a particular stream of recovered modulation symbols, performs demodulation, de-interleaving, and decoding complementary to that performed on the stream at the transmitter unit, and provides a respective decoded data stream.

[1147] 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 transmission channels are described in the aforementioned U.S. Patent Application Serial Nos. 09/532,492, 09/776,075, 09/826,481, 09/854,235 and 09/860,274.

Obtaining CSI for the Transmitter System

[1148] The selective channel transmission may be implemented in various manners, and various types of CSI may be reported by a receiver system to a transmitter system. In one implementation, the characteristics of the communication link are determined at the receiver system and used to select the transmission channels and their coding and modulation scheme(s). The identity of the selected transmission channels and coding and modulation scheme(s) comprise the CSI that is sent back to the transmitter system and used to process data for transmission. In another implementation, the link characteristics are determined at the receiver system and comprise the CSI that is provided to the transmitter system. The transmit system then uses the reported CSI to select the transmission channels and coding and modulation scheme(s).

[1149] The CSI that is reported by the receiver system to the transmitter system may thus comprise any type of information that is indicative of (1) the characteristics of the communication link, (2) the selected transmission channels and their coding and modulation scheme(s), or some other information or any combination thereof. Various

types and forms of information may be provided as CSI, some examples of which are described below.

[1150] In one embodiment, the CSI comprises an indication of all transmission channels that have been selected for use and an indication of the coding and modulation scheme(s) to be used. In one specific implementation, a channel mask may be defined to include a bit for each transmission channel that may be selected for use. Prior to a data transmission, the available transmission channels may be evaluated and selected at the receiver system. The bit for each selected transmission channel may then be enabled (e.g., set to logic high) and the bit for each unselected transmission channel may be disabled (e.g., set to logic low). In another implementation, the selected transmission channels may be identified by run-length coding or some other type of coding. For an OFDM system (with or without MIMO), correlation in the frequency domain may be exploited to permit reduction in the amount of data to be fed back for the CSI. As an example, if M frequency subchannels for a particular spatial subchannel are selected for use, then the following may be reported (1) the identities of the spatial subchannel and the first and last selected frequency subchannels, (2) the identities of the spatial subchannel and the first selected frequency subchannel and M, (3) a specific code indicative of the identities of the spatial subchannel and first selected frequency subchannel and M, or (4) some other values, codes, or messages.

[1151] In another embodiment, the CSI comprises a data rate indicator for each independently processed (i.e., coded and modulated) data stream. The quality of a group of one or more transmission channels to be used for transmitting an independently processed data stream may be determined initially (e.g., based on the estimated SNRs for the transmission channels in the group) and a data rate corresponding to the determined channel quality may 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 for the data stream for the required level of performance. The data rate may be mapped to and represented by a data rate indicator (DRI), which can be efficiently coded. In a typical implementation, the SNR estimates are mapped directly to the DRI based on, e.g., a look-up table.

[1152] In yet another embodiment, the CSI comprises an indication of the particular processing scheme to be used at the transmitter system for each group of selected transmission channels or each independently processed data stream.

WO 03/001702

PCT/US02/20379

43

[1153] In yet another embodiment, the CSI comprises the SNR or channel gain estimated for each selected transmission channel or each independently processed data stream. The SNR or channel gain estimate may be quantized to a value having any number of bits.

[1154] In yet another embodiment, the CSI comprises power control information for each selected transmission channel, data stream, group or transmission channels, or any other unit of transmission. The power control information may include a single bit for each transmission unit to indicate a request for either more power or less power, or it may include multiple bits to indicate the magnitude of the change in power level requested. A request for more transmit power would indicate that the received SNR for the associated transmission channel(s) has degraded, and a request for less transmit power would indicate that the received SNR for the associated transmission channel(s) has improved. In one implementation, the transmitter system makes use of the power control information received from the receiver system to estimate the SNR of the associated transmission channel(s), determines which transmission channels to select, and selects the appropriate coding and modulation scheme(s).

[1155] In yet another embodiment, the CSI comprises a differential indicator for a particular measure of quality for a transmission channel, a data stream, a group or transmission channels, or some other unit of transmission. Initially, the SNR or DRI or some other quality measurement for the transmission unit is determined and reported as a reference measurement value. Thereafter, monitoring of the quality of the transmission unit continues, and the difference between the last reported measurement and the current measurement is determined. The difference may then be quantized and mapped to a differential indicator, which is then reported. The differential indicator may indicate an increase or decrease to the last reported measurement by a particular step size (or to maintain the last reported measurement). 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.

[1156] Other types and forms of CSI may also be used and are within the scope of the invention. In general, the CSI includes sufficient information in whatever type and form that may be used to identify a set of selected transmission channels and their coding and modulation scheme(s). The processing to derive certain types and forms of CSI (e.g., the channel mask, data rate indicator, differential indicator, and so on) based

on estimates of the channel characteristics may be performed at the receiver system by a controller 362 shown in FIG. 3.

[1157] The CSI may be derived based on the signals transmitted from the transmitter system and received at the receiver system. 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 system to estimate the channel characteristics.

[1158] In yet another embodiment, the CSI comprises one or more signals transmitted from the receiver system to the transmitter system. In some systems, a 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 system. The pilot signals would then represent a means by which the transmitter system could estimate the CSI as observed at the receiver system. For this type of CSI, no reporting of channel characteristics is explicitly necessary. CSI for a TDD system is described in further detail in U.S Patent Application Serial No. [Attorney Docket No. PD000141], entitled "METHOD AND APPARATUS FOR TRANSMITTING DATA IN A TIME DIVISION DUPLEXED (TDD) COMMUNICATION SYSTEM," filed June 22, 2001, assigned to the assignee of the present application and incorporated herein by reference.

[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 and/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, and incorporated herein by reference.

[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 "TIA/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 from the receiver system 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 channel mask or SNRs may be sent back (e.g., differentially) only when they change. 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 full/partial CSI, which may comprise the channel characteristics estimated by RX channel/data processor 356 and/or the indication of the selected transmission channels and their coding and modulation scheme(s) determined by controller 362, is provided to a TX data processor 364, 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 364 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 best available transmission channels in each group for data transmission, and (2) determining the coding and modulation scheme to be used for each group of selected transmission channels. Controller 334 may select 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 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 terminal to the 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 7 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 7 may represent part of a base station.

[1166] 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,

WO 03/001702

PCT/US02/20379

47

computations to determine the threshold α and to select transmission channels may be performed based on program codes executed on a processor (controller 334 or 362 in FIG. 3).

[1167] Headings are included herein for reference and to aid in 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.

[1168] 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 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.

[1169] **WHAT IS CLAIMED IS:**

CLAIMS

1. A method for processing data for transmission over multiple transmission channels in a multi-channel communication system, comprising:
 - 2 estimating characteristics of a plurality of transmission channels available for data transmission;
 - 4 segregating the plurality of transmission channels into one or more groups of transmission channels; and
 - 6 for each group of transmission channels,
 - 8 selecting one or more transmission channels for use for data transmission based on the estimated channel characteristics,
 - 10 allocating total transmit power available for the group amongst the one or more selected transmission channels in accordance with a defined allocation scheme,
 - 12 coding and modulating data for the one or more selected transmission channels, and
 - 14 transmitting the coded and modulated data for each selected transmission channel based on the allocated transmit power.
2. The method of claim 1, wherein the total transmit power available for each group is allocated approximately equally amongst the one or more selected transmission channels in the group.
3. The method of claim 1, wherein the total transmit power available for each group is allocated non-uniformly amongst the one or more selected transmission channels in the group.
4. The method of claim 3, wherein greater amount of transmit power is allocated to transmission channels capable of achieving higher performance.
5. The method of claim 1, wherein the one or more transmission channels in each group are selected based in part on performance achievable with the total transmit power allocated in accordance with the defined allocation scheme.

6. The method of claim 1, further comprising:
 - 2 interleaving the data for each group in accordance with an interleaving scheme.
7. The method of claim 6, wherein the data for each group is interleaved
 - 2 across all selected transmission channels in the group.
8. The method of claim 1, wherein the one or more transmission channels
 - 2 in each group are further selected based on a threshold.
9. The method of claim 8, wherein the threshold for each group is selected
 - 2 to provide high throughput for the selected transmission channels in the group.
10. The method of claim 8, wherein the threshold for each group is selected
 - 2 to provide a highest possible throughput for the transmission channels available in the group.
11. The method of claim 8, wherein the threshold for each group is a particular target received signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR).
12. The method of claim 1, wherein each group is associated with a respective threshold used for selecting the one or more transmission channels.
13. The method of claim 1, wherein the data for the one or more selected transmission channels in each group is coded and modulated based on a common coding and modulation scheme.
14. The method of claim 1, wherein the data for each group is coded and
 - 2 modulated based on a respective coding and modulation scheme selected for the group.
15. The method of claim 14, wherein the coding and modulation scheme for
 - 2 each group is selected from among a plurality of possible coding and modulation schemes.

16. 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 transmission channels correspond to a plurality of frequency
4 subchannels.

17. 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 transmission channels correspond to a plurality of spatial
4 subchannels of a MIMO channel.

18. The method of claim 17, wherein the MIMO communication system
2 utilizes OFDM, and wherein the plurality of transmission channels correspond to a
plurality of spatial subchannels of a plurality of frequency subchannels.

19. The method of claim 18, wherein each group corresponds to a respective
2 transmit antenna and includes a plurality of transmission channels corresponding to a
plurality of frequency subchannels.

20. The method of claim 1, wherein the estimated channel characteristics are
2 channel gains.

21. The method of claim 20, 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 derived from the channel gains.

22. The method of claim 1, wherein the estimated channel characteristics are
2 received signal-to-noise-plus-interference ratios (SNRs).

23. The method of claim 22, wherein, for each group, transmission channels
2 having SNRs greater than or equal to a particular SNR threshold are selected.

24. A method for controlling data transmission in a multi-channel
2 communication system, comprising:
4 receiving a plurality of transmissions via a plurality of transmission channels;
6 estimating characteristics of the plurality of transmission channels based on the
received transmissions;
8 selecting one or more transmission channels for use for data transmission based
on the estimated channel characteristics and a metric; and
10 sending channel state information (CSI) for the plurality of transmission
channels, and wherein total transmit power available for the plurality of transmission
12 channels is allocated amongst the one or more selected transmission channels in
accordance with a defined allocation scheme, and wherein data is transmitted over each
selected transmission channel based on the allocated transmit power.

25. The method of claim 24, wherein the defined allocation scheme
2 uniformly distributes the total transmit power amongst the one or more selected
transmission channels.

26. The method of claim 24, wherein the CSI identifies the one or more
2 selected transmission channels.

27. The method of claim 26, wherein the CSI comprises a channel mask to
2 identify the one or more selected transmission channels.

28. The method of claim 24, wherein the CSI identifies a particular coding
2 and modulation scheme to be used for the one or more selected transmission channels.

29. The method of claim 24, wherein the CSI identifies a particular data rate
2 to be used for the one or more selected transmission channels.

30. The method of claim 24, wherein the CSI comprises differential indicator
2 identifying changes since previously sent CSI.

31. The method of claim 24, wherein the data transmitted over the one or
2 more selected transmission channels is coded and modulated in accordance with a
common coding and modulation scheme.

32. In a multi-channel communication system, a method for selecting
2 transmission channels for use for data transmission, comprising:
4 defining a set of code rates, wherein each code rate is selectable for coding data
prior to transmission;
6 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;
8 for each code rate,
10 identifying one or more transmission channels for possible use for data
transmission, wherein the one or more identified transmission channels achieve
12 the setpoint corresponding to the code rate when total available transmit power
is distributed amongst the one or more identified transmission channels in
accordance with a defined allocation scheme, and
14 determining a performance metric for the code rate based on the one or
more identified transmission channels and the allocated transmit power; and
16 selecting the identified transmission channels associated with the code rate
having a highest performance metric for use for data transmission.

33. The method of claim 32, wherein the defined allocation scheme
2 uniformly distributes the total available transmit power amongst the identified
transmission channels.

34. The method of claim 32, wherein the performance metric for each code
2 rate is an overall throughput achievable by the identified transmission channels.

35. A transmitter unit in a multi-channel communication system, comprising:
2 a controller operative to receive channel state information (CSI) for a plurality of
transmission channels available for use for data transmission, segregate the available
4 transmission channels into one or more groups, and select one or more available

transmission channels in each group for use for data transmission based on the received
6 CSI; and
a transmit data processor coupled to the controller and operative to receive,
8 code, and modulate data for each group based on a particular coding and modulation
scheme to provide modulation symbols, distribute total transmit power available for
10 each group amongst the one or more selected transmission channels in the group in
accordance with a defined allocation scheme, and transmit the modulation symbols for
12 each selected transmission channel based on the allocated transmit power.

36. The transmitter of claim 35, wherein the defined allocation scheme
2 uniformly distributes the total available transmit power for each group amongst the one
or more selected transmission channels in the group.

37. The transmitter of claim 35, further comprising:
2 a transmit channel processor coupled to the transmit data processor and
operative to receive and demultiplex the modulation symbols into one or more symbol
4 streams, one symbol stream for each antenna used to transmit the modulation symbols.

38. The transmitter of claim 37, wherein the transmit channel processor is
2 further operative to precondition the modulation symbols based on the received CSI.

39. A receiver unit in a multi-channel communication system, comprising:
2 a receive data processor operative to process a plurality of transmissions
received via a plurality of transmission channels and to estimate characteristics of the
4 plurality of transmission channels based on the processed transmissions;
a controller coupled to the receive data processor and operative to select, based
6 on the estimated channel characteristics and a metric, one or more transmission
channels for use for data transmission; and
8 a transmit data processor coupled to the controller and operative to transmit
channel state information (CSI) for the plurality of transmission channels, and
10 wherein total transmit power available for the plurality of transmission channels
is allocated amongst the one or more selected transmission channels in accordance with

12 a defined allocation scheme, and wherein data is transmitted to the receiver unit over
each selected transmission channel based on the allocated transmit power.

40. The receiver of claim 39, wherein the defined allocation scheme
2 uniformly distributes the total available transmit power amongst the one or more
selected transmission channels.

WO 03/061702

PCT/US02/20379

1/10

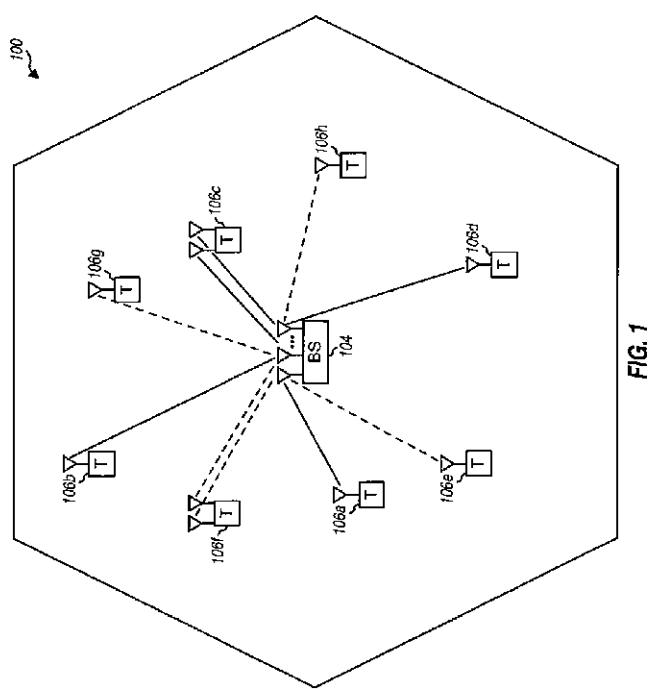


FIG. 1

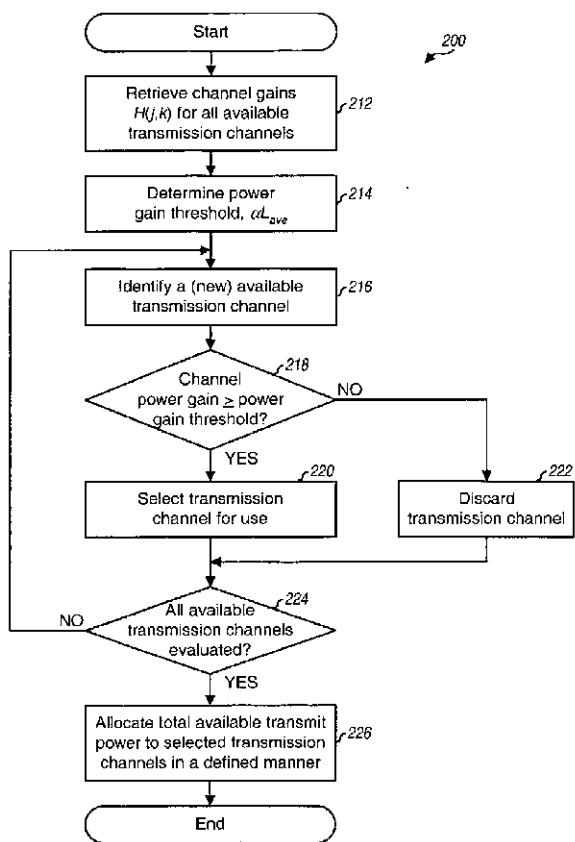


FIG. 2A

WO 03/061702

PCT/US02/20379

3/10

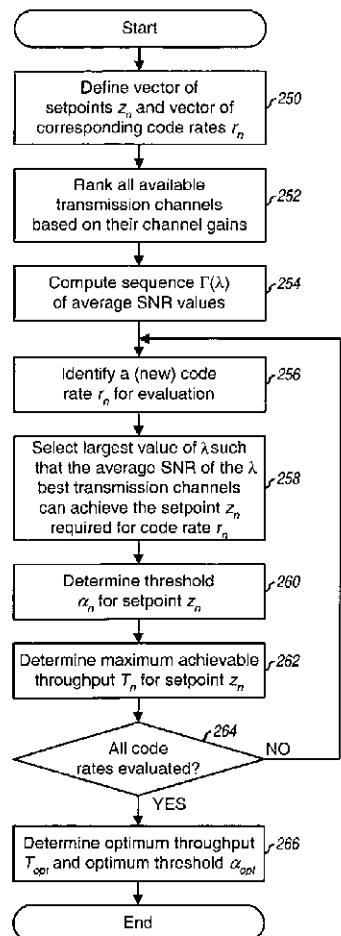


FIG. 2B

WO 03/001702

PCT/US02/20379

4/10

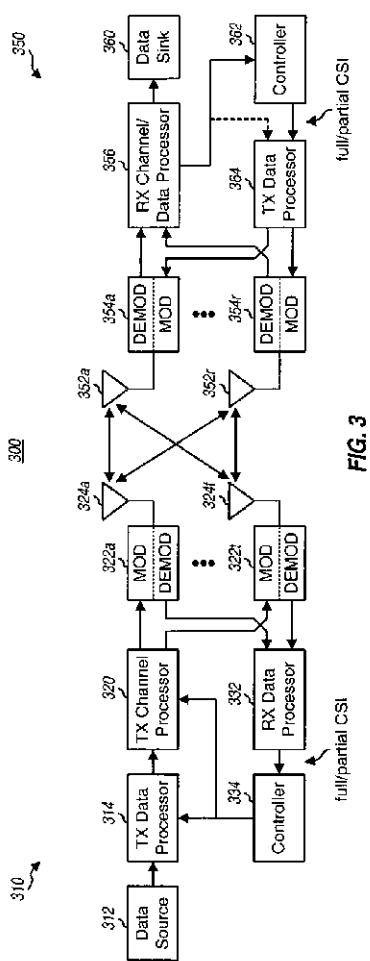


FIG. 3

WO 03/061702

PCT/US02/20379

5/10

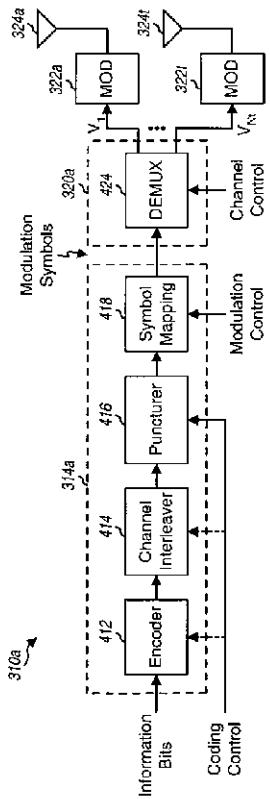


FIG. 4A

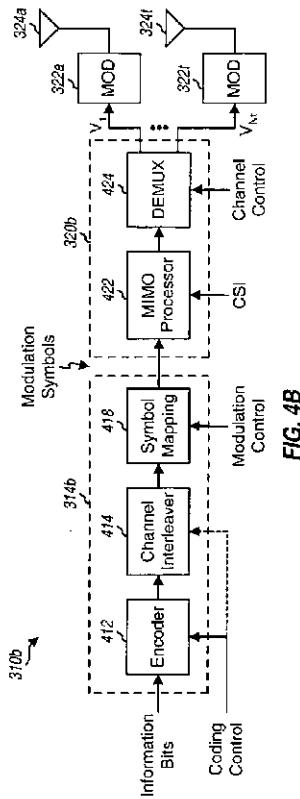


FIG. 4B

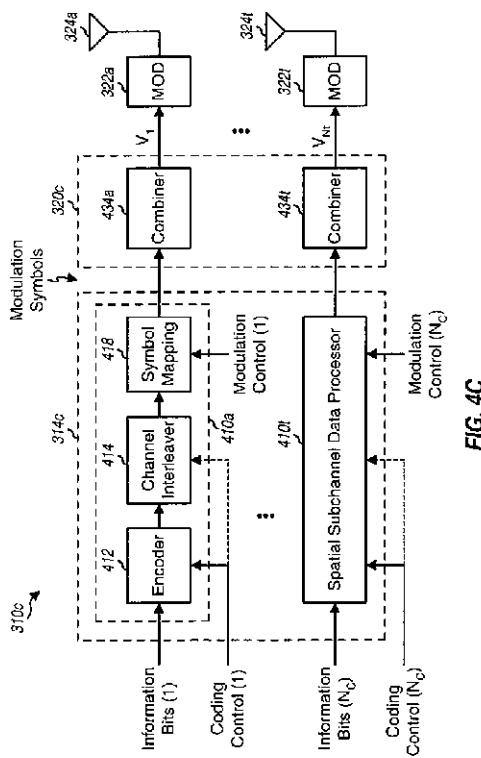


FIG. 4C

WO 03/001702

PCT/US02/20379

7/10

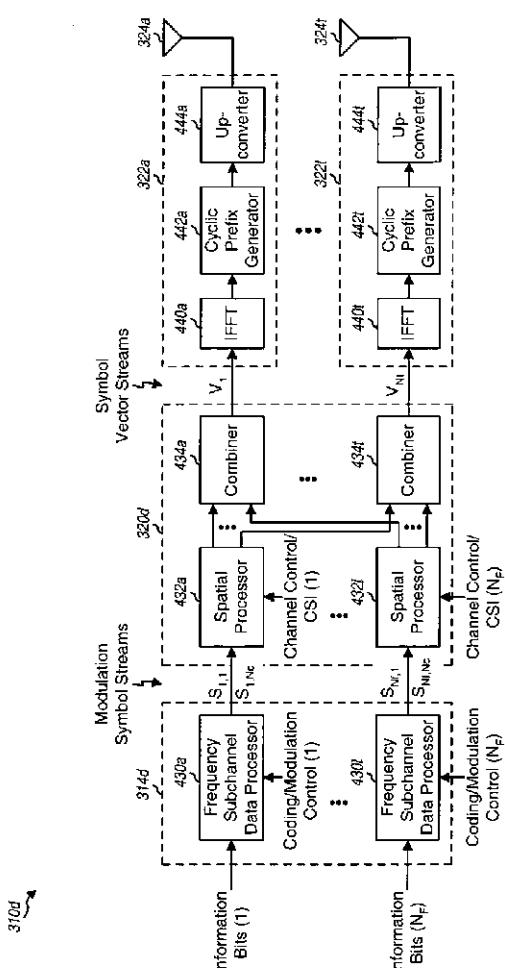


FIG. 4D

WO 03/001702

PCT/US02/20379

8/10

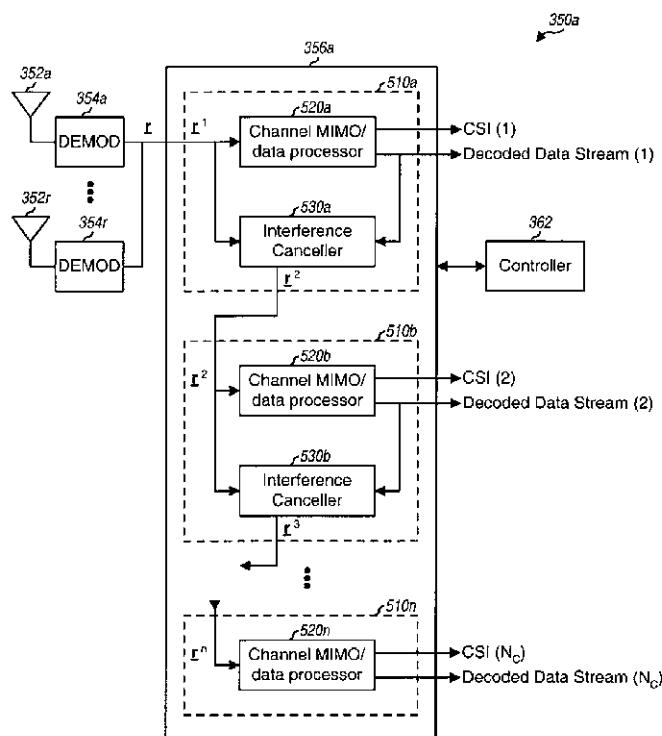


FIG. 5

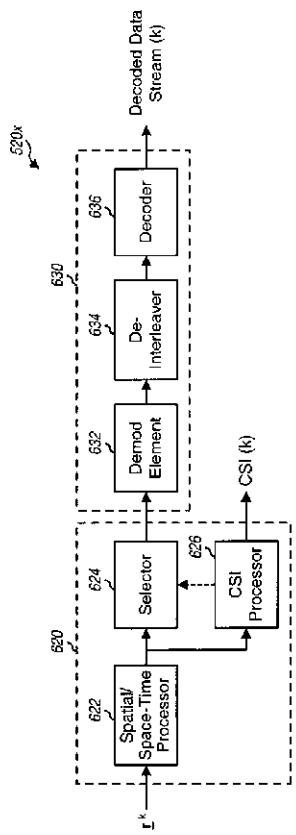


FIG. 6A

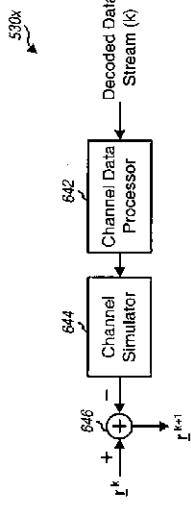


FIG. 6B

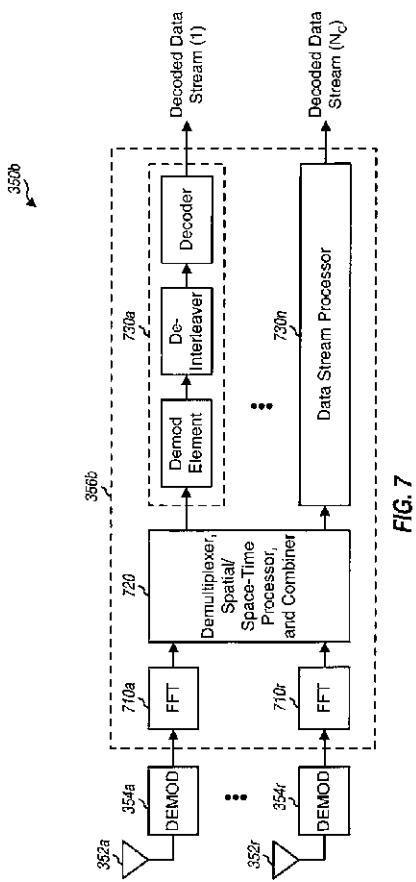


FIG. 7

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No PCT/US 02/20379
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 HO4B7/005 HO4Q7/38 HO4L1/00		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by class location symbols) IPC 7 HO4B HO4Q HO4L		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the International search (name of data base and where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No
X	WO 01 01722 A (QUALCOMM INC) 4 January 2001 (2001-01-04)	1-5, 8-11, 20-26, 29,35, 36,39 32-34
Y	page 3, paragraph 4 page 8, paragraph 3 page 15, paragraph 3 -page 16, paragraph 1 page 18, paragraph 1 -page 19, paragraph 2; claims 1-3,17,18; figures 1,3 ---	-/-
<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 : *1* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *2* earlier document but published on or after the International filing date *3* document which may throw doubt on priority, claiming or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *4* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *5* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed *6* document member of the same patent family		
Date of the actual compilation of the International Search Report	Date of mailing of the International Search Report	
29 August 2002	05/09/2002	
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. 5018 Patentlan 2 NL-2200 RD The Hague Tel (+31-70) 340-3040, Fax: 31-651890 n. Fax: (031-70) 340-3016	Authorized officer López Márquez, T	

Form PCT/ISA/01 (second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No PCT/US 02/20379
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No
X	WO 00 38351 A (ERICSSON TELEFON AB L M) 29 June 2000 (2000-06-29) * abstract * page 3, line 1 - page 4, line 22 page 6, line 21 - page 7, line 2 page 9, line 10 - line 19 page 9, line 32 - line 6 page 11, line 4 - line 24 page 13, line 1 - line 30 figures 1-3 ----	1,3,5, 8-10,20 32,34
Y	US 6 167 031 A (THIELECKE JOERN ET AL) 26 December 2000 (2000-12-26) * abstract * column 4, line 42 - column 5, line 17 column 6, line 49 - line 61 column 7, line 30 - line 34 figure 2 ----	32-34
A	US 6 144 646 A (MOLES BRYAN JEFFERY ET AL) 7 November 2000 (2000-11-07) * abstract * column 2, line 5 - line 65 figure 2 ----	1,24,32, 35,39
A	US 5 210 771 A (KOTZIN MICHAEL D ET AL) 11 May 1993 (1993-05-11) * abstract * column 3, line 40 - line 68 -----	1,24,32

Form 107/15A/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International Application No.
PCT/US D2/20379

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 0101722	A	04-01-2001	AU 5772100 A WO 0101722 A1 US 2002102982 A1	31-01-2001 04-01-2001 01-08-2002
WO 0038351	A	29-06-2000	AU 3090500 A CN 1334999 T EP 1142156 A2 WO 0038351 A2 SE 514179 C2 SE 9902774 A TW 462161 B	12-07-2000 06-02-2002 10-10-2001 29-06-2000 15-01-2001 19-06-2000 01-11-2001
US 6167031	A	26-12-2000	AU 9012598 A BR 9811397 A CA 2300884 A1 CN 1277754 T EP 1010288 A1 JP 2001515307 T WO 9912304 A1 TW 410514 B	22-03-1999 22-08-2000 11-03-1999 20-12-2000 21-06-2000 18-09-2001 11-03-1999 01-11-2000
US 6144646	A	07-11-2000	EP 1196908 A1 WO 0103096 A1	17-04-2002 11-01-2001
US 5210771	A	11-05-1993	BR 9205359 A CA 2092292 A1 CN 1069610 A ,B DE 4292564 C2 DE 4292564 T0 FR 2680064 A1 GB 2264027 A ,B GB 2290928 A ,B HK 1007225 A1 IL 102076 A IT 1258453 B JP 2697306 B2 JP 6501145 T KR 9611367 B1 MX 9204488 A1 SG 45273 A1 WO 9303558 A1	31-05-1994 02-02-1993 03-03-1993 29-01-1998 31-07-1997 05-02-1993 11-08-1993 10-01-1996 01-04-1999 29-12-1994 26-02-1996 14-01-1998 27-01-1994 03-09-1996 01-02-1993 16-01-1998 18-02-1993

Form PCT/SA/210 (patents) 6. Annex 1 (July 1998)

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,P,L,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 ワルトン、ジェイ・アール

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

(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 3
7

F ターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33 FF00

【要約の続き】

【選択図】図2A