

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5296042号
(P5296042)

(45) 発行日 平成25年9月25日 (2013. 9. 25)

(24) 登録日 平成25年6月21日 (2013. 6. 21)

(51) Int. Cl.

F I

H O 4 J 11/00 (2006. 01)

H O 4 J 11/00 Z

H O 4 J 99/00 (2009. 01)

H O 4 J 15/00

請求項の数 30 外国語出願 (全 38 頁)

(21) 出願番号 特願2010-280775 (P2010-280775)
 (22) 出願日 平成22年12月16日 (2010. 12. 16)
 (62) 分割の表示 特願2008-291137 (P2008-291137)
 の分割
 原出願日 平成14年5月17日 (2002. 5. 17)
 (65) 公開番号 特開2011-97619 (P2011-97619A)
 (43) 公開日 平成23年5月12日 (2011. 5. 12)
 審査請求日 平成23年1月12日 (2011. 1. 12)
 (31) 優先権主張番号 09/860, 274
 (32) 優先日 平成13年5月17日 (2001. 5. 17)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 595020643
 クォアルコム・インコーポレイテッド
 QUALCOMM INCORPORATED
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
 121-1714、サン・ディエゴ、モア
 ハウス・ドライブ 5775
 (74) 代理人 100108855
 弁理士 蔵田 昌俊
 (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】 選択的なチャネル電力制御を使用するマルチチャネル通信システムにおける送信

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

マルチチャネル通信システム中で複数の送信チャネルを通して送信するためのデータを処理する方法において、

データ送信に対して利用可能な複数の送信チャネルの特性を決定することと、

前記決定された特性としきい値とに基づいて、1つ以上であり、かつ、すべての送信チャネルより少ない利用可能な送信チャネルを選択することと、

前記決定された特性に基づいて、選択されたすべての送信チャネルに対する共通のコーディングスキームおよび共通の変調スキームを決定することと、

前記決定された共通のコーディングスキームに基づいて、選択されたすべての送信チャネルに対するデータをコーディングしてコード化データを提供することと、

前記決定された共通の変調スキームに基づいて、選択されたすべての送信チャネルに対する前記コード化データを変調して変調シンボルを提供することと、

選択された送信チャネルに対する送信電力レベルを示し、かつ、前記選択された送信チャネルの前記決定された特性に一部基づいて導出される各重みに基づいて、前記選択された各送信チャネルに対する変調シンボルを重み付けすることとを含み、

前記選択された送信チャネルに対する前記重みは、選択されたすべての送信チャネル中に利用可能な総送信電力を分散させて、前記選択されたすべての送信チャネルを通して受信される変調シンボルに対して同様な受信品質が達成されるように導出される方法。

【請求項 2】

10

20

前記受信品質は、信号対雑音プラス干渉比により推定される請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

前記利用可能な送信チャネルに対して決定される特性は、チャネル利得である請求項 1 記載の方法。

【請求項 4】

特定の電力利得しきい値よりも大きいまたは等しい電力利得を持つ送信チャネルが選択され、前記電力利得は前記チャネル利得に基づいて決定される請求項 3 記載の方法。

【請求項 5】

前記利用可能な送信チャネルに対して決定される特性は、受信信号対雑音プラス干渉比である請求項 1 記載の方法。

10

【請求項 6】

特定の信号対雑音プラス干渉比しきい値よりも大きいまたは等しい信号対雑音プラス干渉比を持つ送信チャネルが選択される請求項 5 記載の方法。

【請求項 7】

前記利用可能な送信チャネルに対して決定される特性は、電力制御情報により表現される請求項 1 記載の方法。

【請求項 8】

前記電力制御情報は、電力レベルを変化させるための要求を示す請求項 7 記載の方法。

【請求項 9】

前記選択された各送信チャネルに対する重みは、データ送信に対して利用可能な総送信電力に基づいてさらに決定される請求項 1 記載の方法。

20

【請求項 10】

前記選択された各送信チャネルに対する重みは正規化係数に基づいてさらに導出され、前記正規化係数は前記選択された送信チャネルの特性に基づいて決定される請求項 1 記載の方法。

【請求項 11】

前記しきい値は、前記選択された送信チャネルに対して高スループットを提供するように選択される請求項 1 記載の方法。

【請求項 12】

前記しきい値は、前記利用可能な送信チャネルに対して最高のスループットを提供するように選択される請求項 1 記載の方法。

30

【請求項 13】

前記しきい値は、選択されたすべての送信チャネルに対する特定の目標信号対雑音プラス干渉比に基づいて導出される請求項 1 記載の方法。

【請求項 14】

前記選択された送信チャネル上で前記重み付けられた変調シンボルを送信することをさらに含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 15】

前記マルチチャネル通信システムは直交周波数分割変調システムであり、前記複数の利用可能な送信チャネルは複数の周波数サブチャネルに対応する請求項 1 記載の方法。

40

【請求項 16】

前記マルチチャネル通信システムは多重入力多重出力通信システムであり、前記複数の利用可能な送信チャネルは複数の多重入力多重出力チャネルの空間サブチャネルに対応する請求項 1 記載の方法。

【請求項 17】

前記多重入力多重出力通信システムは直交周波数分割変調を利用し、前記複数の利用可能な送信チャネルは複数の周波数サブチャネルの空間サブチャネルに対応する請求項 1 6 記載の方法。

【請求項 18】

マルチチャネル通信システム中で複数の送信チャネルを通してデータを送信する方法に

50

において、

データ送信に対して利用可能な複数の送信チャネルのそれぞれの特性を決定することと

、
利用可能な送信チャネルのうち、すべての送信チャネルより少ないように選択されたものに対するデータを、前記決定された特性に基づいて決定された共通のコーディングスキームによりコーディングしてコード化データを提供することと、

前記決定された特性に基づいて決定された共通の変調スキームにより前記コード化データを変調して変調シンボルを提供することと、

前記選択された送信チャネルに対する送信電力レベルを示し、かつ、前記選択された送信チャネルの前記決定された特性に一部基づいて導出される各重みに基づいて、選択された各送信チャネルに対する変調シンボルを重み付けすることと、

前記選択された送信チャネル上で前記重み付けられた変調シンボルを送信することとを含み、

前記選択された送信チャネルに対する前記重みは、選択されたすべての送信チャネル中に利用可能な総送信電力を分散させて、前記選択されたすべての送信チャネルを通して受信される変調シンボルに対して同様な受信品質が達成されるように導出される方法。

【請求項 19】

前記共通のコーディングスキームは、複数の可能性あるコーディングスキームの中から選択される請求項 18 記載の方法。

【請求項 20】

前記共通の変調スキームは、複数の可能性ある変調スキームの中から選択される請求項 18 記載の方法。

【請求項 21】

前記チャネルの決定された特性としきい値とに基づいて、データ送信のための 1 つ以上の利用可能な送信チャネルを選択することをさらに含む請求項 18 記載の方法。

【請求項 22】

マルチチャネル通信システムにおける送信機ユニットにおいて、

データ送信に対して利用可能な複数の送信チャネルの特性を示すチャネル状態情報を受け取り、前記チャネル特性としきい値とに基づいて、1 つ以上であり、かつ、すべての送信チャネルより少ない利用可能な送信チャネルを選択し、前記チャネル特性に基づいて、選択されたすべての送信チャネルに対する共通のコーディングスキームおよび共通の変調スキームを決定するように構成されている制御装置と、

前記制御装置に結合され、選択されたすべての送信チャネルに対するデータを受け取って、前記決定された共通のコーディングスキームに基づいてコード化してコード化データを提供し、前記決定された共通の変調スキームに基づいて、選択されたすべての送信チャネルに対する前記コード化データを変調して変調シンボルを提供し、各重みに基づいて、選択された各送信チャネルに対する前記変調シンボルを重み付けするように構成され、各重みは対応する選択された送信チャネルに対する送信電力レベルを示し、かつ、前記選択された送信チャネルの特性に一部基づいて導出される、送信データプロセッサとを具備し

、
前記選択された送信チャネルに対する前記重みは、前記選択されたすべての送信チャネル中に利用可能な総送信電力を分散させて、前記選択されたすべての送信チャネルを通して受信される変調シンボルに対して同様な受信品質が達成されるように導出される送信機ユニット。

【請求項 23】

前記制御装置は、前記選択された共通のコーディングおよび変調スキームを示す 1 つ以上の制御信号を提供するようにさらに構成されている請求項 22 記載の送信機ユニット。

【請求項 24】

前記制御装置は、前記利用可能な送信チャネルの特性に基づいて、前記しきい値を決定するようにさらに構成されている請求項 22 記載の送信機ユニット。

【請求項 2 5】

前記送信データプロセッサに結合され、前記選択された送信チャネルに対する前記重み付けられた変調シンボルを受け取って、1つのストリームが前記データを送信するために使用される各アンテナに対するものであるように、複数のストリームにデマルチプレクスするように構成されている送信チャネルプロセッサをさらに具備する請求項 2 2 記載の送信機ユニット。

【請求項 2 6】

前記チャネル状態情報は、前記利用可能な送信チャネルに対する、信号対雑音プラス干渉比推定を構成する請求項 2 2 記載の送信機ユニット。

【請求項 2 7】

前記チャネル状態情報は、前記利用可能な送信チャネルに対するチャネル利得推定を構成する請求項 2 2 記載の送信機ユニット。

【請求項 2 8】

前記チャネル状態情報は、前記利用可能な送信チャネルに対する電力制御情報を構成する請求項 2 2 記載の送信機ユニット。

【請求項 2 9】

前記送信機ユニットは、前記通信システム中のダウンリンク上でデータを送信するように動作する請求項 2 2 記載の送信機ユニット。

【請求項 3 0】

前記送信機ユニットは、前記通信システム中のアップリンク上でデータを送信するように動作する請求項 2 2 記載の送信機ユニット。

【発明の詳細な説明】

【分野】

【0001】

本発明は一般的にデータ通信に関し、特に、選択的なチャネル反転を使用するワイヤレス通信システムにおける送信用データを処理する新規で改良された方法および装置に関する。

【背景】

【0002】

マルチチャネル通信システムは、音声、データなどのさまざまなタイプの通信に対する送信容量を増加させるために配備されることが多い。このようなマルチチャネル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、または他の何らかのタイプのシステムであってもよい。MIMO システムは複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを使用して空間ダイバーシティを活用し、多数の空間サブチャネルをサポートする。多数の空間サブチャネルのそれぞれはデータを送信するために使用される。OFDM システムは動作周波数帯域を多数の周波数サブチャネル (または周波数ビン) に有効に分割する。多数の周波数サブチャネルのそれぞれはデータが変調される各副搬送波に関係する。したがってマルチチャネル通信システムは多数の“送信”チャネルをサポートする。送信チャネルのそれぞれは MIMO システム中の空間サブチャネル、OFDM システム中の周波数サブチャネル、あるいは OFDM を利用する MIMO システム中の周波数サブチャネルの空間サブチャネルに対応する。

【0003】

マルチチャネル通信システムの送信チャネルは一般的に (例えば異なるフェーディングおよびマルチパス効果により) 異なるリンク状態を経験し、異なる信号対雑音プラス干渉比 (SNR) を達成する。結果的に、特定レベルの性能に対して送信チャネルによりサポートされる送信容量 (すなわち、情報ビットレート) はチャネル毎に異なる。さらに、リンク状態は一般的に時間に対して変化する。結果として、送信チャネルによりサポートされるビットレートも時間で変化する。

【0004】

送信チャネルの異なる送信容量プラスこれらの容量の時間的変化の性質は、チャネル上で送信する前にデータを処理することができる有効なコーディングおよび変調スキームを提供することを課題にする。さらに、実際の懸念事項について、このコーディングおよび変調スキームは送信機および受信機システムの両者において実現および利用するためにシンプルでなければならない。

【 0 0 0 5 】

したがって、異なる容量を持つ複数の送信チャネル上の送信用データを効果的かつ効率的に処理する技術的な必要性がある。

【 概要 】

【 0 0 0 6 】

本発明の観点はすべての利用可能な送信チャネルの中から選択される 1 組の送信チャネルに対する送信用データを処理する技術を提供する。ある観点では、データ処理には共通のコーディングおよび変調スキームに基づいてデータをコーディングして、変調シンボルを提供すること、およびチャネル特性に基づいて、選択された送信チャネルのそれぞれに対して変調シンボルを事前重み付けすることが含まれる。事前重み付けは、選択された送信チャネルを“反転”して、信号対雑音プラス干渉比 (S N R) が、選択されたすべての送信チャネルに対して受信機システムにおいてほぼ同様であるようにすることにより達成される。選択的なチャネル反転 (S C I) と呼ばれる 1 つの実施形態では、特定の S N R (または電力利得) しきい値のまたはこれを越える S N R (または電力利得) を有する送信チャネルのみがデータ送信のために選択され、“悪い”送信チャネルは使用されない。選択的なチャネル反転により、利用可能な総送信電力は“良好な”送信チャネルのみにわたって (不均一に) 分散され、改良された効率および性能が達成される。他の実施形態では、利用可能なすべての送信チャネルが使用のために選択され、チャネル反転は利用可能なすべてのチャネルに対して実行される。

【 0 0 0 7 】

チャネル反転技術は送信機システムにおけるコーディング / 変調および受信機システムにおけるデコーディング / 復調を簡単にする。さらに、選択的なチャネル反転技術は、(1) 利用可能なすべての送信チャネルの中から選択された N_s の最高送信チャネルのみを使用することと、選択された送信チャネルのそれぞれの受信 S N R を、使用のために選択されたコーディングおよび変調スキームにより要求される S N R にマッチングすることとの組み合わせられた利点による改良された性能も提供する。

【 0 0 0 8 】

本発明は、以下でさらに詳細に説明するような、本発明のさまざまな観点、実施形態および特徴を実現する方法、システムおよび装置をさらに提供する。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 0 9 】

本発明の特徴、性質および効果は同じ参照文字が全体を通して対応するものを識別している図面を考慮に入れたとき、以下に記述する詳細な説明からさらに明らかになるであろう。

【 図 1 】 図 1 は本発明のさまざまな観点および実施形態を実現するために設計され、動作する多重入力、多重出力 (M I M O) 通信システムの図である。

【 図 2 】 図 2 は本発明の実施形態にしたがった、選択的なチャネル反転に基づいて、選択された各送信チャネルに割り当てられる送信電力量を決定するプロセスのフロー図である。

【 図 3 】 図 3 は本発明の実施形態にしたがった、データ送信のための送信チャネルを選択するのに使用されるしきい値を決定するプロセスのフロー図である。

【 図 4 】 図 4 は本発明のさまざまな観点および実施形態を実現することができる M I M O 通信システムの図である。

【 図 5 】 図 5 は本発明の特定の実施形態にしたがったデータを処理することができる M I M O 送信機システムのブロック図である。

10

20

30

40

50

【図 6】図 6 は本発明の特定の実施形態にしたがったデータを処理することができる MIMO 送信機システムのブロック図である。

【図 7】図 7 は本発明の特定の実施形態にしたがったデータを処理することができる MIMO 送信機システムのブロック図である。

【図 8】図 8 は本発明の実施形態にしたがったデータを受信することができる MIMO 受信機システムのブロック図である。

【図 9】図 9 は図 8 に示されている MIMO 受信機システム内の、チャネル MIMO / データプロセッサの実施形態のブロック図である。

【図 10】図 10 は図 8 に示されている MIMO 受信機システム内の、干渉キャンセラの実施形態のブロック図である。

【図 11】図 11 は本発明の他の実施形態にしたがったデータを受信することができる MIMO 受信機システムのブロック図である。

【詳細な説明】

【0010】

本発明のさまざまな観点、実施形態および特徴は、複数の送信チャネルがデータ送信のために利用可能な任意のマルチチャネル通信システムに適用することができる。このようなマルチチャネル通信システムには、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、および他のものが含まれる。マルチチャネル通信システムは、コード分割多元接続 (CDMA)、時分割多元接続 (TDMA)、周波数分割多元接続 (FDMA)、他の何らかの多元接続技術も実現することができる。多元接続通信システムは多数の端末 (すなわちユーザ) との同時通信をサポートすることができる。

【0011】

図 1 は多重入力、多重出力 (MIMO) 通信システム 100 の図であり、MIMO 通信システム 100 は本発明のさまざまな観点および実施形態を実現するために設計されおよび動作する。MIMO システム 100 は、データ送信のために複数 (N_T) の送信アンテナと複数 (N_R) の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 と同時に通信する基地局 (BS) 104 を有する多元接続通信システムに対して有効に形成されている。このケースでは、基地局 104 は複数のアンテナを使用し、アップリンク送信に対して多重入力 (MI)、ダウンリンク送信に対して多重出力 (MO) を表す。ダウンリンク (すなわちフォワードリンク) は基地局から端末への送信に関係し、アップリンク (すなわちリバースリンク) は端末から基地局への送信に関係する。

【0012】

MIMO システムはデータ送信のために、複数 (N_T) の送信アンテナと複数 (N_R) の受信アンテナを使用する。 N_T 送信アンテナおよび N_R 受信アンテナにより形成される MIMO チャネルは N_C の独立チャネルに分解され、 $N_C = \min \{ N_T, N_R \}$ である。 N_C の独立チャネルのそれぞれは MIMO チャネルの空間サブチャネルとしても呼ばれ、次元に対応する。1 つの共通な MIMO システム構成では、 N_T 送信アンテナは単一の送信機システムにおいて配置され、これと関係付けられ、 N_R 受信アンテナは同様に単一の受信機システムにおいて配置され、これと関係付けられる。MIMO システムは多数の端末と同時に通信する基地局を有する多元接続通信システムに対しても有効に形成される。このケースでは、基地局には多数のアンテナが備えられ、各端末には 1 つ以上のアンテナが備えられる。

【0013】

OFDM システムは動作周波数帯域を多数の (N_F) 周波数サブチャネル (すなわち周波数ビン) に有効に分割する。各タイムスロットでは、変調シンボルが N_F 周波数サブチャネルのそれぞれで送信される。各タイムスロットは周波数サブチャネルの帯域幅に依存する特定の時間間隔に対応する。

【0014】

マルチチャネル通信システムは多数の送信チャネルを通してデータを送信するように動

10

20

30

40

50

作する。OFDMを利用しないMIMOシステムに対して、一般的に1つの周波数サブチャネルが存在し、各空間サブチャネルは送信チャネルと呼ばれる。OFDMを利用するMIMOシステムに対して、各周波数サブチャネルの各空間サブチャネルは送信チャネルと呼ばれる。MIMOを利用しないOFDMシステムに対して、各周波数サブチャネルに対して1つのみの空間サブチャネルが存在し、各周波数サブチャネルは送信チャネルと呼ばれる。

【0015】

マルチチャネル通信システム中の送信チャネルは一般的に（例えば異なるフェーディングおよびマルチパス効果による）異なるリンク状態を経験し、異なる信号対雑音プラス干渉比（SNR）を達成する。結果的に、送信チャネルの容量はチャネル毎に異なる。この容量は特定レベルの性能（例えば、特定のビットエラーレート（BER）またはパケットエラーレート（PER））に対して送信チャネル上で送信される情報ビットレート（すなわち変調シンボル当たりの情報ビット数）により量が定められる。リンク状態は一般的に時間で変化し、送信チャネルに対してサポートされている情報ビットレートも時間で変化する。

10

【0016】

送信チャネルの容量をさらに十分に利用するために、リンク状態を記述するチャネル状態情報（CSI）が（一般的に受信機システムにおいて）決定され、送信機システムに提供される。送信機システムは、各チャネルに対する送信情報ビットレートがチャネルの送信容量とマッチングするようにデータを処理（例えばエンコード、変調および事前重み付け）する。CSIは“フルCSI”と“部分CSI”のいずれかに分類することができる。フルCSIには、 $N_T \times N_R$ のMIMOマトリクス（すなわち、各送信チャネルに対する特性）における各送信-受信アンテナ対間の伝搬パスに対する、全システム帯域幅にわたる十分な特性（例えば振幅および位相）が含まれる。部分CSIには、例えば送信チャネルのSNRが含まれる。

20

【0017】

さまざまな技術を使用して複数の送信チャネルに対する送信前にデータを処理することができる。1つの技術では、各送信チャネルに対するデータは、チャネルのCSIに基づいてそのチャネルに対して選択された特定のコーディングおよび変調スキームに基づいてコード化され、変調される。各送信チャネルに対して別々にコーディングおよび変調することにより、コーディングおよび変調は各チャネルにより達成されるSNRに対して最適化される。このような技術の1つの構成では、固定された基本コードを使用してデータをエンコードし、各送信チャネルに対するコード化ビットをパンクチャ（すなわち選択的に削除）して、そのチャネルによりサポートされているコードレートを得る。この構成では、各送信チャネルに対する変調スキームはまたチャネルのコードレートおよびSNRに基づいて選択される。このコーディングおよび変調構成は、2001年2月1日出願され、“ワイヤレス通信システムのためのコーディングスキーム”と題する米国特許出願第09/776,075号でさらに詳細に説明されている。この米国特許出願は本願の譲受人に譲渡され、参照によりここに組み込まれている。この最初の技術に対して、実質的な構成の複雑さは一般的に、各送信チャネルに対して異なるコードレートおよび変調スキームを有することに関係する。

30

40

【0018】

本発明の観点にしたがうと、技術は、（1）共通のコーディングおよび変調スキームに基づいて、選択されたすべての送信チャネルに対するデータを処理し、（2）チャネルのCSIに基づいて、選択された各送信チャネルに対する変調シンボルを事前重み付けするために提供される。事前重み付けは、一般的に、選択されたすべての送信チャネルに対してSNRが受信機システムにおいてほぼ同様であるように、選択された送信チャネルを反転することにより達成される。選択的なチャネル反転（SCI）と呼ばれる1つの実施形態では、特定のSNR（または電力利得）しきい値のまたはこれを越えるSNR（または電力利得）を有する送信チャネルのみがデータ送信のために選択され、“悪い”送信

50

チャンネルは使用されない。選択的なチャンネル反転により、利用可能な総送信電力は“良好な”送信チャンネルのみにわたって分散され、改良された効率および性能が達成される。他の実施形態では、利用可能なすべての送信チャンネルが使用のために選択され、チャンネル反転は利用可能なすべてのチャンネルに対して実行される。

【0019】

これらのチャンネル反転技術はフルまたは部分CSIが送信機において利用可能なときに有効に使用される。これらの技術は前述したチャンネル特定コーディングおよび変調技術に関係する複雑さのほとんどを改善する一方で、高性能を達成する。さらに、選択的なチャンネル反転技術は、(1)利用可能な送信チャンネルの中から N_s の最高送信チャンネルのみを使用することと、選択された送信チャンネルのそれぞれの受信SNRを、選択されたコーディングおよび変調スキームに対して要求されるSNRにマッチングすることとの組み合わせられた利点により、チャンネル特定コーディングおよび変調技術に対して改良された性能も提供する。

10

【0020】

OFDMを利用し、利用可能なフルCSIを持つMIMOシステムに対して、送信機システムは各周波数サブチャンネルの各送信-受信アンテナ対間の送信パスの複素値利得に関する情報を持つ。各固有モード(すなわち空間サブチャンネル)が独立したデータストリームに対して使用されるように、この情報を使用してMIMOチャンネルを直交させる。

【0021】

OFDMを利用し、利用可能な部分CSIを持つMIMOシステムに対して、送信機は送信チャンネルの限られた情報を持つ。独立したデータストリームが、利用可能な送信アンテナを通して対応する送信チャンネル上で送信され、受信機システムは特定の線形または非線形処理技術(すなわち等化)を使用して、データストリームを分離する。等化は各送信チャンネル(すなわち各送信アンテナおよび/または各周波数サブチャンネル)に対応する独立したデータストリームを提供し、これらのデータストリームのそれぞれは関係するSNRを持つ。

20

【0022】

送信チャンネルに対する1組のSNRが送信機システムにおいて利用可能な場合には、この情報を使用して適切なコーディングおよび変調スキームを選択して、利用可能な総送信電力を分散する。ある実施形態では、利用可能な送信チャンネルは減少するSNRの順でランク付けされ、利用可能な総送信電力は N_s の最良送信チャンネルに対して割り当てられて使用される。ある実施形態では、特定のSNRしきい値より下に落ちるSNRを有する送信チャンネルは使用のために選択されない。SNRしきい値はスループットまたは他の何らかの基準を最適化するために選択される。利用可能な総送信電力は、送信されるデータストリームが受信機システムにおいてほぼ同様なSNRを有するように、使用するために選択されたすべての送信チャンネルに対して分散される。同様な処理はチャンネル利得が送信機システムにおいて利用可能な場合に実行される。ある実施形態では、共通のコーディングスキーム(例えば特定のコードレートの特定のターボコード)と共通の変調スキーム(例えば特定のQAM配置)を、選択されたすべての送信チャンネルに対して使用する。

30

【0023】

送信チャンネル反転

簡単な(共通の)コーディングおよび変調スキームを送信機システムにおいて使用できる場合には、単一(例えば畳み込みまたはターボ)コードおよびコードレートを使用して、データ送信に対して選択されたすべての送信チャンネルに対するデータをエンコードし、結果的なコード化ビットを単一(例えばPSKまたはQAM)変調スキームを使用して変調シンボルにマッピングする。結果的な変調シンボルは可能性ある変調シンボルの同じ“アルファベット”からすべて引き出され、同じコードおよびコードレートでエンコードされる。しかしながら、マルチ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的に異なるリンク状態を経験し、異なるSNRを達成する。このケースでは、同じ量の送信電力が、選択された各送信チャンネルに対して使用される場合には、送信される変調シンボルは、

40

50

変調シンボルが送信される特定のチャネルに依存して異なる S N R で受信される。その結果は 1 組の選択された送信チャネルに対するシンボルエラー確率が大きく変動することになり、帯域幅効率に関連した損失が生じる。

【 0 0 2 4 】

本発明の観点にしたがうと、電力制御メカニズムを使用して、データ送信に対して選択された各送信チャネルの送信電力レベルをセットまたは調整して、受信機システムにおける特定の S N R を達成する。選択されたすべての送信チャネルに対して同様な受信 S N R を達成することにより、単一のコーディングおよび変調スキームを選択されたすべての送信チャネルに使用する。これは送信機システムにおいてコーディング / 変調プロセスの複雑さを大きく減少させ、受信機システムにおける復調 / デコーディングプロセスを大きく減少させる。電力制御は、以下でさらに詳細に説明するように、選択された送信チャネルを “ 反転 ” し、選択されたすべてのチャネルにわたって、利用可能な総送信電力を適切に分散することにより達成される。

10

【 0 0 2 5 】

同じ量の送信電力が利用可能なすべての送信チャネルに対して使用される場合には、特定チャネルに対する受信電力は次のように表現することができる。

【 数 1 】

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

20

【 0 0 2 6 】

ここで、 P'_{rx} は送信チャネル (j , k) (すなわち、k 番目の周波数サブチャネルの j 番目の空間サブチャネル) に対する受信電力であり P_{α} は送信機において利用可能な総送信電力であり、 N_T は送信アンテナの数であり、 N_F は周波数サブチャネルの数であり、 $H(j,k)$ は送信チャネル (j , k) に対する送信機システムから受信機システムへの複素値 “ 有効 ” チャネル利得である。簡単にするために、チャネル利得 $H(j,k)$ には、送信機と受信機における処理の影響が含まれる。また簡単にするために、空間サブチャネル数は送信アンテナ数に等しく、 $N_T \cdot N_F$ は利用可能な送信チャネルの総数を表すと仮定する。同じ量の電力が利用可能な各送信チャネルに対して送信される場合には、利用可能なすべての送信チャネルに対する総受信電力 P_{rx} は次のように表すことができる。

30

【 数 2 】

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

40

【 0 0 2 7 】

式 (1) は、各送信チャネルに対する受信電力がそのチャネルの電力利得、すなわち $|H(j,k)|^2$ に依存することを示している。利用可能なすべての送信チャネルにわたって等しい受信電力を達成するために、各チャネルに対する変調シンボルは $W(j,k)$ の重みにより送信機において事前重み付けすることができ、重みは次のように表すことができる。

【数 3】

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

【0028】

ここで、 c はすべての送信チャネルに対する受信電力が受信機においてほぼ等しくなるように選択される係数である。式(3)に示されているように、各送信チャネルに対する重みはチャネル利得に反比例する。送信チャネル(j, k)に対する重み付けされた送信電力は次のように表すことができる。

10

【数 4】

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

【0029】

ここで、 b は利用可能な送信チャネルの中に総送信電力を分散するために使用される“正規化”係数である。この正規化係数 b は次のように表すことができる。

20

【数 5】

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

【0030】

ここで、 $c^2 = b$ である。式(5)に示されているように、正規化係数 b は利用可能なすべての送信チャネルに対する逆電力利得の合計として計算される。

30

【0031】

$W(j, k)$ による各送信チャネルに対する変調シンボルの事前重み付けは送信チャネルを有効に“反転”する。このチャネル反転により、式(4)で示されているように、各送信チャネルに対する送信電力量がチャネル電力利得に反比例することになり、チャネル電力利得は受信機における特定の受信電力を提供する。総送信電力は、すべての送信チャネルがほぼ等しい受信電力を持つように、送信チャネルのチャネル利得に基づいて、利用可能なすべての送信チャネルに(不均一に)有効に分散される。これは次のように表すことができる。

40

【数 6】

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

【0032】

雑音分散がすべての送信チャネルにわたって同じ場合には、等しい受信電力は単一の共通コーディングおよび変調スキームに基づいて、すべてのチャネルに対する変調シンボルを発生させることができるようにする。これはコーディングおよびデコーディングプロセ

50

スを非常に簡単にする。

【 0 0 3 3 】

利用可能なすべての送信チャネルをそれらのチャネル利得にかかわらずデータ送信に対して使用する場合には、悪い送信チャネルには総送信電力の多くが割り当てられる。実際、すべての送信チャネルに対して同様な受信電力を達成するために、送信チャネルがより悪くなると、このチャネルにさらに多くの送信電力を割り当てる必要がある。1つ以上の送信チャネルがあまりに悪くなると、これらのチャネルに対して必要な送信電力量は良好なチャネルの電力を取り上げる（または奪う）。これは全体的なシステムスループットを劇的に減少させる。

【 0 0 3 4 】

チャネル利得に基づく選択的なチャネル反転

ある観点では、チャネル反転は選択的に適用され、受信電力が、総受信電力に関して特定のしきい値にあるまたはこれを越える送信チャネルのみがデータ送信に対して選択される。受信電力がこのしきい値より下に落ちる送信チャネルは消去される（すなわち使用されない）。選択された各送信チャネルに対して、選択されたすべての送信チャネルがほぼ同様な電力レベルで受信されるように、送信機において変調シンボルが事前重み付けされる。しきい値はスループットを最大にするように、または他の何らかの基準に基づいて選択することができる。選択的なチャネル反転スキームは、すべての送信チャネルに対して共通のコーディングおよび変調スキームを使用する際に固有な簡単さのほとんど維持する一方、送信チャネル毎に別々にコーディングすることに関する高性能も提供する。

【 0 0 3 5 】

最初に、平均電力利得 L_{ave} が利用可能なすべての送信チャネルに対して計算され、次のように表すことができる。

【数 7】

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

【 0 0 3 6 】

選択された各送信チャネルに対する変調シンボルは $W(j, k)$ の重みにより送信機において事前重み付けすることができ、この重みは次のように表すことができる。

【数 8】

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

【 0 0 3 7 】

選択された各送信チャネルに対する重みはそのチャネルの利得に反比例し、選択されたすべての送信チャネルがほぼ等しい電力で受信されるように決定される。各送信チャネルに対する重み付けされた送信電力は次のように表すことができる。

10

20

30

40

【数 9】

$$P_{ix}(j,k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b} P_{ix}}{|H(j,k)|^2} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{さもなければ} \end{cases} \quad \text{式(9)}$$

【0038】

10

ここで、 α はしきい値であり、 \tilde{b} は選択された送信チャネル中に総送信電力を分散するために使用する正規化係数である。式(9)で示されているように、送信チャネルは、その電力利得が電力利得しきい値より大きいかまたは等しい場合（すなわち、 $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}$ ）、使用のために選択される。正規化係数 \tilde{b} は選択された送信チャネルのみに基づいて計算され、次のように表すことができる。

【数10】

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

20

【0039】

式(7)ないし(10)は、選択されたすべての送信チャネルがほぼ等しい受信電力を持つように、それらの電力利得に基づいて、総送信電力を選択された送信チャネルに有効に分散する。これは次のように表すことができる。

【数11】

$$P_{ix}(j,k) = \begin{cases} \tilde{b} P_{ix} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{さもなければ} \end{cases} \quad \text{式(11)}$$

30

【0040】

チャネルSNRに基づく選択的なチャネル反転

多くのシステムでは、受信機システムにおける既知の量は、チャネル利得（すなわちパス損失）ではなく、送信チャネルに対する受信SNRである。このようなシステムでは、選択的なチャネル反転技術は、チャネル利得の代わりに受信SNRに基づいて動作するように容易に修正することができる。

40

【0041】

等しい送信電力が利用可能なすべての送信チャネルに対して使用され、雑音分散 σ^2 がすべてのチャネルに対して一定である場合には、送信チャネル (j, k) に対する受信SNRは次のように表すことができる。

【数 1 2】

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

【0 0 4 2】

利用可能な各送信チャネルに対する平均受信 S N R、 γ_{ave} は次のように表すことができる。

【数 1 3】

10

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

【0 0 4 3】

これは利用可能な送信チャネルに対して等しい送信電力も仮定する。利用可能なすべての送信チャネルに対する受信 S N R は次のように表すことができる。

20

【数 1 4】

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

【0 0 4 4】

受信 S N R、S は利用可能なすべての送信チャネルにわたって等しく分散されている総送信電力に基づいている。

30

【0 0 4 5】

選択された送信チャネル中に総送信電力を分散するのに使用される正規化係数 β は次のように表すことができる。

【数 1 5】

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

40

【0 0 4 6】

式(15)に示されているように、正規化係数 β は選択されたすべての送信チャネルの S N R の逆数の合計に基づいて、そしてこの合計として計算される。

【0 0 4 7】

選択されたすべての送信チャネルに対して同様な受信 S N R を達成するために、選択された各送信チャネル(j, k)に対する変調シンボルはそのチャネルの S N R に関係する重みにより事前重み付けされ、この重みは次のように表すことができる。

【数 16】

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

【0048】

ここで、 $\tilde{c}^{-2} =$ である。各送信チャネルに対する重み付けられた送信電力は次のように表すことができる。

10

【数 17】

$$P_u(j,k) = \begin{cases} \frac{\beta P_{tx}}{\gamma(j,k)} & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{さもないければ} \end{cases} \quad \text{式(17)}$$

【0049】

式(17)に示されているように、受信SNRがSNRしきい値より大きいまたは等しい(すなわち、 $(j,k) \geq \gamma_{ave}$)である送信チャネルのみが使用のために選択される。

20

【0050】

選択されたすべてのチャネルに対して受信SNRがほぼ同様であるように、選択されたすべての送信チャネルにわたって総送信電力が分散される場合には、各送信チャネルに対する結果的な受信SNRは次のように表すことができる。

【数 18】

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \frac{\beta S}{\gamma_{ave}} & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{さもないければ} \end{cases} \quad \text{式(18)}$$

30

【0051】

式(13)からの γ_{ave} と、式(14)からのSを式(18)に代入することにより、以下の式が得られる。

【数 19】

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \beta N_r N_f & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{さもないければ} \end{cases}$$

40

【0052】

図2は本発明の実施形態にしたがった、選択的なチャネル反転に基づいて、選択された各送信チャネルに割り当てられるべき送信電力量を決定するプロセス200のフロー図である。プロセス200は、チャネル利得 $H(j,k)$ 、受信SNR $\gamma(j,k)$ 、または他の何らかの特性が送信チャネルに対して利用可能である場合に使用される。明瞭にするために、プロセス200はチャネル利得が利用可能であるケースに対して以下で説明し

50

、受信 S N R が利用可能であるケースは括弧内に示されている。

【 0 0 5 3 】

最初に、ステップ 2 1 2 において、利用可能なすべての送信チャネルのチャネル利得 $H(j, k)$ (または受信 S N R (j, k)) が検索される。ステップ 2 1 4 において、データ送信に対する送信チャネルを選択するために使用される電力利得しきい値 L_{ave} (または S N R しきい値 $_{ave}$) も決定される。しきい値は以下でさらに詳細に説明するように計算される。

【 0 0 5 4 】

利用可能な各送信チャネルが可能性ある使用に対して評価される。ステップ 2 1 6 において、(まだ評価されていない)利用可能な送信チャネルが評価のために識別される。ステップ 2 1 8 において、識別された送信チャネルに対して、チャネルに対する電力利得 (または受信 S N R) が電力利得しきい値より大きいまたは等しい (すなわち $|H(j, k)|^2 \geq L_{ave}$) (または S N R しきい値 (すなわち $(j, k) \geq _{ave}$)) が否かの決定がなされる。ステップ 2 2 0 において、識別された送信チャネルが基準を満足している場合に、使用のために選択される。さもなく、送信チャネルが基準を満足していない場合には、破棄され、データ送信に対して使用されない。

【 0 0 5 5 】

ステップ 2 2 2 において、利用可能なすべての送信チャネルが評価されたか否かの決定がなされる。評価されていない場合には、プロセスはステップ 2 1 6 に戻り、他の利用可能な送信チャネルが評価のために識別される。さもなければ、プロセスはステップ 2 2 4 に進む。

【 0 0 5 6 】

ステップ 2 2 4 において、選択された送信チャネル中に総送信電力を分散するのに使用される正規化係数 b^* (または β) が、選択されたチャネルのチャネル利得 (または受信 S N R) に基づいて決定される。これは式 (10) (または式 (15)) に示されているように達成される。ステップ 2 2 6 において、次に重み $W(j, k)^*$ が、正規化係数およびそのチャネル利得 (または S N R) に基づいて、選択された各送信チャネルに対して計算される。重みは式 (8) (または式 (16)) に示されているように計算することができる。選択された各送信チャネルに対する重み付けられた送信電力は式 (9) (または式 (17)) で示される。そしてプロセスは終了する。

【 0 0 5 7 】

しきい値選択

しきい値 γ はさまざまな基準に基づいて選択される。1つの実施形態では、しきい値はスループットを最適化するように選択される。

【 0 0 5 8 】

最初に、セットポイントのベクトル (すなわち $Z = [z_1, z_2, \dots, z_N]$) およびコードレートのベクトル (すなわち $R = [r_1, r_2, \dots, r_N]$) が規定される。各ベクトルには利用可能なコードレートの数に対応する N 要素が含まれ、これはシステムで使用するために利用可能なものである。代わりに、N セットポイントはシステムによりサポートされる動作ポイントに基づいて規定される。各セットポイントは特定レベルの性能を達成するのに必要とされる特定の受信 S N R に対応する。任意のケースにおいて、各コードレート r_n は各セットポイント z_N に対応し、ここで $1 \leq n \leq N$ である。各セットポイント z_N は特定レベルの性能に対してそのコードレートで動作するのに必要な最小受信 S N R である。要求されるセットポイント z_N は、技術的に知られているように、コンピュータシミュレーションまたは数学的導出に基づいて決定される。2つのベクトル R および Z における要素は $\{z_1 > z_2 > \dots > z_N\}$ および $\{r_1 > r_2 > \dots > r_N\}$ のように順序付けられる。

【 0 0 5 9 】

利用可能なすべての送信チャネルに対するチャネル利得はランク付けされ、 $H(1) = \max(|H(j, k)|^2)$ 、...、 $H(N_T N_F) = \min(|H(j, k)|^2)$ のよう

10

20

30

40

50

に、リスト $H(\quad)$ に置かれる。ここで $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$ である。

【 0 0 6 0 】

可能性ある正規化係数のシーケンス $b(\quad)$ は次のように規定される。

【 数 2 0 】

$$\tilde{b}(\lambda) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\lambda} |H(j,k)|^2}, \quad 1 \leq \lambda \leq N_T N_F \quad \text{式(19)}$$

10

【 0 0 6 1 】

シーケンス $b(\quad)$ の各要素は、最高送信チャネルが使用のために選択された場合に、正規化係数として使用される。

【 0 0 6 2 】

各コードレート r_n (ここで $1 \leq n \leq N$) に対して、 $\lambda_{n,\max}$ の最大値 $\lambda_{n,\max}$ は、最高送信チャネルのそれぞれに対する受信 SNR がコードレート r_n に対応するセットポイント Z_n より大きいまたは等しいように決定される。この状態は次のように表すことができる。

【 数 2 1 】

20

$$\frac{\tilde{b}(\lambda) P_{\alpha}}{\sigma^2} \geq z_n \quad \text{式(20)}$$

【 0 0 6 3 】

ここで、 σ^2 は単一送信チャネルにおける受信雑音電力である。 $\lambda_{n,\max}$ の最大値は 1 で始まる $\lambda_{n,\max}$ の各値を評価することにより識別することができる。 $\lambda_{n,\max}$ の各値に対して、最高送信チャネルに対する達成可能な SNR は、式 (20) の左引数により示されているように決定される。この達成可能な SNR はそのコードレート r_n に対して要求される SNR 、 Z_n と比較される。

30

【 0 0 6 4 】

したがって、各コードレート r_n に対して、 $(\lambda = 1, 2, \text{などに対する})$ の各値が評価されて、最高送信チャネルのそれぞれに対する受信 SNR が、総送信電力がすべてのチャネルにわたって (不均一に) 分散される場合に、対応するセットポイント Z_n を達成することができるか決定される。この状態を満足する $\lambda_{n,\max}$ の最大値 $\lambda_{n,\max}$ は、要求されるセットポイント z_n を達成する一方で、コードレート r_n に対して選択される最大数の送信チャネルである。

【 0 0 6 5 】

コードレート r_n に関係するしきい値 $\alpha(n)$ は次のように表すことができる。

40

【 数 2 2 】

$$\alpha(n) = \frac{H(\lambda_{n,\max})}{L_{ave}} \quad \text{式(21)}$$

【 0 0 6 6 】

しきい値 $\alpha(n)$ はセットポイント Z_n を必要とするコードレート r_n に対するスループ

50

ットを最適化する。同じコードレートが選択されたすべての送信チャネルに対して使用されることから、利用可能な最大スループット T_n は各チャネルに対するスループット（これは r_n である）の選択されたチャネル数 n_{\max} 倍として計算することができる。セットポイント z_n に対する利用可能な最大スループット T_n は次のように表すことができる。

【数 2 3】

$$T_n = \lambda_{n,\max} r_n \quad \text{式(22)}$$

10

【0067】

ここで、 T_n に対する単位は変調シンボル当たりの情報ビットである。

【0068】

セットポイントのベクトルに対する最適スループットは次のように与えることができる。

【数 2 4】

$$T_{opt} = \max (T_n) \quad \text{式(23)}$$

20

【0069】

コードレートが増加すると、変調シンボル当たりさらに多くの情報ビットが送信される。しかしながら、要求される SNR も増加し、これは所定雑音分散に対する選択された各送信チャネルの送信電力をさらに要求する。総送信電力は制限されることから、より少ない送信チャネルが、要求されたより高い SNR を達成することができる。したがって、ベクトルにおける各コードレートに対する利用可能な最大スループットが計算され、最高スループットを提供するコードレートは、評価されている特定のチャネル状態に対する最適コードレートとして考えられる。最適しきい値 α_{pt} は T_{opt} になるコードレート r_n に対応するしきい値（ n ）と等しい。

30

【0070】

先の説明では、最適しきい値 α_{pt} は、すべての送信チャネルに対するチャネル利得に基づいて決定される。受信 SNR がチャネル利得の代わりに利用可能である場合に、受信 SNR がランク付けされ、 $(1) = \max ((j, k))$ 、...、リスト中の最後の要素 $(N_T N_F) = \min ((j, k))$ のように、リスト（ ）に置かれる。ここで $1 \leq N_T N_F$ である。シーケンス（ ）は次のように決定される。

【数 2 5】

$$\beta(\lambda) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\lambda} \gamma(i)^{-1}} \quad \text{式(24)}$$

40

【0071】

各コードレート r_n （ここで $1 \leq n \leq N$ ）に対して、 α_{pt} の最大値 n_{\max} は、 α_{pt} の選択された送信チャネルのそれぞれに対する受信 SNR が対応するセットポイント z_n より大きいかまたは等しいように決定される。この状態は次のように表すことができる。

【数 2 6】

$$\beta(\lambda)N_T N_F \geq z_n \quad \text{式(25)}$$

【0 0 7 2】

いったん の最大値 n_{\max} がコードレート r_n に対して決定されると、このコードレートに関係するしきい値 (n) は次のように決定することができる。

【数 2 7】

10

$$\alpha(n) = \frac{\gamma(\lambda_{n,\max})}{\gamma_{ave}} \quad \text{式(26)}$$

【0 0 7 3】

最適しきい値 α_{opt} と最適スループット T_{opt} は先に説明したように決定される。

【0 0 7 4】

20

先の説明に対して、しきい値はスループットを最適化するように選択される。しきい値は他の性能基準またはメトリクスを最適化するように選択することもできる。これは発明の範囲内のことである。

【0 0 7 5】

図 3 は本発明の実施形態にしたがった、データ送信用の送信チャネルを選択するのに使用されるしきい値 を決定するプロセス 250 のフロー図である。プロセス 250 は、チャネル利得、受信 S N R、または他の特性が送信チャネルに対して利用可能である場合に使用することができる。明確にするために、プロセス 250 はチャネル利得が利用可能であるケースに対して以下で説明され、受信 S N R が利用可能であるケースは括弧内に示されている。

30

【0 0 7 6】

最初に、ステップ 250 において、セットポイントのベクトル ($Z = [z_1, z_2, \dots, z_N]$) が規定され、対応するセットポイントをサポートするコードレートのベクトル ($R = [r_1, r_2, \dots, r_N]$) が決定される。ステップ 252 において、利用可能なすべての送信チャネルのチャネル利得 $H(j, k)$ (または受信 S N R、 (j, k)) が検索され、最高から最低に向けてランク付けされる。ステップ 254 において、可能性ある正規化係数のシーケンス $b(\quad)$ (または (\quad)) は、式 (19) で示されているようにチャネル利得に基づいて (式 (24) で示されているように受信 S N R に基づいて) 決定される。

【0 0 7 7】

40

利用可能な各コードレートはループを通して評価される。ループの第 1 のステップ 256 において、(依然として評価されていない) コードレート r_n が評価のために識別される。ループを通る第 1 のパスに対して、識別されたコードレートはベクトルの第 1 のコードレート r_1 とすることができる。ステップ 258 において、識別されたコードレート r_n に対して、 の最大値 n_{\max} は、 最高送信チャネルのそれぞれに対する受信 S N R が対応するセットポイント z_n より大きいかまたは等しいように決定される。これは式 (20) (または式 (25)) で示されている状態を満足するように計算により実行することができる。ステップ 260 において、セットポイント z_n に関係するしきい値 (n) は式 (21) に示されているようにチャネル n_{\max} のチャネル利得 (または受信 S N R) に基づいて決定される。ステップ 262 において、セットポイント z_n に対する利用可能

50

な最大スループット T_n は式 (22) で示されているように決定することもできる。

【0078】

ステップ264において、すべてのコードレートが評価されたか否かの決定がなされる。評価されていない場合には、プロセスはステップ256に戻り、他のコード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において、最適スループット T_{opt} と最適しきい値 α_{opt} が決定される。プロセスは終了する。

【0079】

マルチチャネル通信システム

図4は本発明のさまざまな観点および実施形態を実現することができるMIMO通信システム300の図である。システム300には第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の基地局104）が含まれる。システム300はアンテナ、周波数、および空間ダイバーシティの組み合わせを使用して、スペクトル効率を増加させ、性能を向上させ、柔軟性を強化するように動作する。

【0080】

システム310において、データ源312はデータ（すなわち情報ビット）を送信（TX）データプロセッサ314に提供する。送信データプロセッサ314は、（1）特定のエンコーディングスキームにしたがってデータをエンコードし、（2）特定のインターリーブスキームに基づいてエンコードされたデータをインターリーブ（すなわち再順序付け）し、（3）インターリーブされたビットを、データ送信のために選択された1つ以上の送信チャネル用の変調シンボルにマッピングし、（4）選択された各送信チャネルに対して変調シンボルを事前重み付けする。エンコーディングはデータ送信の信頼性を増加させる。インターリーブはコード化ビットに対する時間ダイバーシティを提供し、選択された送信チャネルに対する平均SNRに基づいてデータを送信できるようにし、フェーディングを抑制し、さらに各変調シンボルを形成するために使用されるコード化ビット間の相関を除去する。インターリーブは、コード化ビットが複数の周波数サブチャネルに対して送信される場合にはさらに周波数ダイバーシティを提供する。事前重み付けは選択された各送信チャネルに対する送信電力を有効に制御して、受信機システムにおける所望のSNRを達成する。ある観点では、コーディング、シンボルマッピング、事前重み付けは制御装置334により提供される制御信号に基づいて実行される。

【0081】

TXチャネルプロセッサ320はTXデータプロセッサ314から重み付けられた変調シンボルを受け取ってデマルチプレクスし、タイムスロット当たり1つの重み付けられた変調シンボルで、各送信チャネルに対して重み付けられた変調シンボルのストリームを提供する。TXチャネルプロセッサ320はさらに、フルCSIが利用可能である場合に、選択された各送信チャネルに対する重み付けられた変調シンボルを予め調整する。

【0082】

OFDMが使用されない場合には、TXデータプロセッサ314はデータ送信のために使用される各アンテナに対する重み付けられた変調シンボルのストリームを提供する。OFDMが使用される場合には、TXデータプロセッサ314はデータ送信のために使用される各アンテナに対する重み付けられた変調シンボルベクトルのストリームを提供する。フルCSI処理が実行される場合には、TXデータプロセッサ314は、データ送信のために使用される各アンテナに対する予め調整された変調シンボルまたは予め調整された変調シンボルベクトルのストリームを提供する。各ストリームは各変調器（MOD）322により受け取られて変調され、関係するアンテナ324を通して送信される。

【0083】

受信機システム350では、多数の受信アンテナ352が送信された信号を受信し、受信信号を各復調器（DEMOD）354に提供する。各復調器354は変調器322において実行されたものと相補的な処理を実行する。すべての復調器354からの変調シンボルは受信（RX）チャネル/データプロセッサ356に提供され、送信されたデータストリームを復元するために処理される。RXチャネル/データプロセッサ356はTXデー

10

20

30

40

50

タブロセッサ 314 と TX チャンネルプロセッサ 320 により実行されたものと相補的な処理を実行し、デコードされたデータをデータシンク 360 に提供する。受信機システム 350 による処理は以下でさらに詳細に説明する。

【0084】

MIMO 送信機システム

図 5 は MIMO 送信機システム 310a のブロック図であり、これは本発明の実施形態にしたがってデータを処理することができる。送信機システム 310a は図 4 におけるシステム 310 の送信機部分の 1 つの実施形態である。システム 310a には、(1) 情報ビットを受け取って処理し、重み付けられた変調シンボルを提供する TX データプロセッサ 314a、(2) 選択された送信チャンネルに対する変調シンボルをデマルチプレクスする TX チャンネルプロセッサ 320a が含まれる。

10

【0085】

図 5 に示されている実施形態では、TX データプロセッサ 314a にはエンコーダ 412、チャンネルインターリーブ 414、パンクチャ 416、シンボルマッピングエレメント 418、シンボル重み付けエレメント 420 が含まれる。エンコーダ 412 は送信されるべき集約された情報ビットを受け取り、特定のエンコーディングスキームにしたがって受け取ったビットをエンコードしてコード化ビットを提供する。チャンネルインターリーブ 414 は特定のインターリーブスキームに基づいてコード化ビットをインターリーブし、ダイバーシティを提供する。パンクチャ 416 はインターリーブされたコード化ビットのゼロまたはそれよりも多くをパンクチャ(すなわち削除)して所望数のコード化ビットを提供する。シンボルマッピングエレメント 418 はパンクチャされないビットを、選択された送信チャンネルに対する変調シンボルにマッピングする。シンボル重み付けエレメント 420 は、そのチャンネルに対して選択された各重みに基づいて、選択された各送信チャンネルに対する変調シンボルを重み付けして、重み付けられた変調シンボルを提供する。

20

【0086】

パイロットデータ(例えば、既知のパターンのデータ)もエンコードされ、処理された情報ビットでマルチプレクスされる。処理されたパイロットデータは、選択された送信チャンネルのサブセットまたはすべてで、あるいは利用可能な送信チャンネルのサブセットまたはすべてで(例えば時分割多重化(TDM)方式により)送信される。パイロットデータを受信機で使用して、以下で説明するようなチャンネル推定を実行してもよい。

30

【0087】

図 5 に示されているように、データエンコーディング、インターリーブ、パンクチャは、1 つ以上のコーディング制御信号に基づいて達成することができる。コーディング制御信号は使用されるべき特定のコーディング、インターリーブおよびパンクチャスキームを識別する。シンボルマッピングは、使用されるべき特定の重み付けの変調を識別する変調制御信号に基づいて達成することができる。シンボル重み付けは、選択された送信チャンネルに対して提供される重みに基づいて達成することができる。

【0088】

1 つのコーディングおよび変調スキームでは、コーディングは固定された基本コードを使用し、パンクチャを調整して、選択された送信チャンネルの SNR によりサポートされている所望コードレートを達成することにより達成される。基本コードはターボコード、畳み込みコード、連結コード、または他の何らかのコードとすることができる。基本コードは特定のレート(例えば、レート 1/3 コード)のものとすることができる。このスキームに対して、パンクチャはチャンネルインターリーブ後に実行されて、選択された送信チャンネルに対して所望のコードレートを達成する。

40

【0089】

シンボルマッピングエレメント 416 はパンクチャされていないビットの組をグループ化して、非バイナリシンボルを形成し、各非バイナリシンボルを、選択された送信チャンネルに対して選択された変調スキームに対応する信号配列でのポイントにマッピングするように設計することができる。変調スキームは QPSK、M-PSK、M-QAM、または

50

他の何らかのスキームとすることができる。マッピングされた各信号ポイントは変調シンボルに対応する。

【 0 0 9 0 】

送信機システム 3 1 0 a における、エンコーディング、インターリーブ、パンクチャ、およびシンボルマッピングは、非常に多くのスキームに基づいて実行することができる。1つの特定のスキームは先に言及した米国特許出願第 0 9 / 7 7 6 , 0 7 5 号で説明されている。

【 0 0 9 1 】

特定レベルの性能（例えば、1パーセントフレームエラーレートすなわち F E R ）について各変調シンボルに対して送信される情報ビット数は受信 S N R に依存する。したがって、選択された送信チャネルに対するコーディングおよび変調スキームは、チャネルの特性（例えばチャネル利得、受信 S N R 、または他の何らかの情報）に基づいて決定される。チャネルインターリーブもコーディング制御信号に基づいて調整することができる。

【 0 0 9 2 】

表 1 は多数の受信 S N R レンジに対して使用されるべきコーディングレートおよび変調スキームのさまざまな組み合わせをリストアップしている。各送信チャネルに対するサポートされたビットレートは、コーディングレートと変調スキームの多数の可能性ある組み合わせの任意の 1 つを使用して達成することができる。例えば、変調シンボル当たり 1 つの情報ビットは、(1) 1 / 2 のコーディングレートと Q P S K 変調、(2) 1 / 3 のコーディングレートと 8 - P S K 変調、(3) 1 / 4 のコーディングレートと 1 6 - Q A M 、またはコーディングレートと変調スキームの他の何らかの組み合わせを使用して達成することができる。表 1 では、リストアップされた S N R レンジに対して、Q P S K 、1 6 - Q A M 、および 6 4 - Q A M が使用される。8 - P S K 、3 2 - Q A M 、1 2 8 - Q A M などのような他の変調スキームも使用することができ、これも本発明の範囲内のものである。

【表 1】

表 1

受信SNR レンジ	情報ビット/ シンボルの #	変調シンボル	コード化ビット/ シンボルの #	コーディング 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

【 0 0 9 3 】

T X データプロセッサ 3 1 4 a からの重み付けられた変調シンボルは T X チャネルプロセッサ 3 2 0 a に提供される。T X チャネルプロセッサ 3 2 0 a は図 4 における T X チャネルプロセッサ 3 2 0 の 1 つの実施形態である。T X チャネルプロセッサ 3 2 0 a 内では、デマルチプレクサ 4 2 4 は重み付けられた変調シンボルを受け取って、変調シンボルを

送信するために選択された各送信チャネルに対して１つのストリームとなるように、多数の変調シンボルストリームにデマルチプレクスする。各変調シンボルストリームは各変調器３２２に提供される。ＯＦＤＭが使用される場合には、各送信アンテナの選択されたすべての周波数サブチャネルに対する各タイムスロットにおける重み付けられた変調シンボルは重み付けられた変調シンボルベクトルに合成される。各変調器３２２は（ＯＦＤＭを用いないシステムに対する）重み付けられた変調シンボル、または（ＯＦＤＭを用いるシステムに対する）重み付けられた変調シンボルベクトルを、アナログ信号に変換し、信号をさらに増幅し、フィルタし、直角位相変調し、アップコンバートして、ワイヤレスリンクを通して送信するのに適した変調信号を発生させる。

【００９４】

10

図６はＭＩＭＯ送信機システム３１０ｂのブロック図である。ＭＩＭＯ送信機システム３１０ｂは、本発明の他の実施形態にしたがってデータを処理することができる。送信機システム３１０ｂは、図４におけるシステム３１０の送信機部分の他の実施形態である。システム３１０ｂにはＴＸデータプロセッサ３１４ｂとＴＸチャネルプロセッサ３２０ｂが含まれる。

【００９５】

図６に示されている実施形態では、ＴＸデータプロセッサ３１４ｂには、エンコーダ４１２、チャネルインターリーブ４１４、シンボルマッピングエレメント４１８、およびシンボル重み付けエレメント４２０が含まれる。エンコーダ４１２は集約された情報ビットを受け取って、特定のエンコーディングスキームにしたがってエンコードし、コード化ビットを提供する。コーディングは、コーディング制御信号により識別される、制御装置３３４により選択された特定のコードおよびコードレートに基づいて達成することができる。チャネルインターリーブ４１４はコード化ビットをインターリーブし、シンボルマッピングエレメント４１８はインターリーブされたビットを、選択された送信チャネルに対する変調シンボルにマッピングする。シンボル重み付けエレメント４２０は、各重みに基づいて、選択された各送信チャネルに対する変調シンボルを重み付けして、重み付けられた変調シンボルを提供する。

20

【００９６】

図６に示されている実施形態では、送信機システム３１０ｂはフルＣＳＩに基づいて、重み付けられた変調シンボルを予め調整することができる。ＴＸチャネルプロセッサ３２０ｂ内では、チャネルＭＩＭＯプロセッサ４２２は重み付けられた変調シンボルを、変調シンボルを送信するのに使用される各空間サブチャネル（すなわち固有モード）に対して１つのストリームとなるように、（ N_C までの）多数の重み付けられた変調シンボルストリームにデマルチプレクスする。フルＣＳＩ処理に対して、チャネルＭＩＭＯプロセッサ４２２は各タイムスロットにおいて（ N_C までの）重み付けられた変調シンボルを予め調整して、次のように、 N_T の予め調整された変調シンボルを発生させる。

30

【数２８】

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \mathbf{M} \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \Lambda & e_{1N_C} \\ e_{21} & e_{22} & & e_{2N_C} \\ \mathbf{M} & & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ e_{N_T1} & e_{N_T2} & \Lambda & e_{N_TN_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \mathbf{M} \\ b_{N_C} \end{bmatrix} \quad \text{式(27)}$$

40

【００９７】

ここで、 b_1 、 b_2 、...、 b_{N_C} はそれぞれ空間サブチャネル１、２、...、 N_C に対する重み付けられた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

50

Eの要素であり；

x_1, x_2, \dots, x_{N_T} は予め調整された変調シンボルであり、次のように表すことができる。

【数 2 9】

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

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

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

10

【0098】

固有ベクトルマトリクスEは送信機により計算することができ、または受信機により送信機に提供することができる。マトリクスEの要素はまた、有効チャネル利得 $H(j, k)$ を決定する際に考慮に入れられる。

【0099】

フルCSI処理に対して、特定の送信アンテナに対する予め調整された各変調シンボル x_i は N_c までの空間サブチャネルに対する重み付けられた変調シンボルの線形的な組み合わせを表す。各タイムスロットに対して、チャネルMIMOプロセッサ422により発生される N_T (までの)予め調整された変調シンボルはデマルチプレクサ424によりデマルチプレクスされ、 N_T (までの)変調器322に提供される。各変調器322は(OFDMを用いないシステムに対して)予め調整された変調シンボルを、または(OFDMを用いるシステムに対して)予め定められた変調シンボルベクトルを、ワイヤレスリンクを通して送信するのに適した変調信号に変換する。

20

【0100】

図7はMIMO送信機システム310cのブロック図である。送信機システム310cはOFDMを利用し、本発明のさらに別の実施形態にしたがってデータを処理することができる。TXデータプロセッサ314c内では、1つのストリームがデータ送信するために使用されるべき周波数サブチャネルのそれぞれに対するものであるように、送信されるべき情報ビットはデマルチプレクサ428により(N_L までの)多数の周波数サブチャネルデータストリームにデマルチプレクスされる。各周波数サブチャネルデータストリームは各周波数サブチャネルデータプロセッサ430に提供される。

30

【0101】

各データプロセッサ430はOFDMシステムの各周波数サブチャネルに対するデータを処理する。各データプロセッサ430は図5のTXデータプロセッサ314a、図6のTXデータプロセッサ314b、または他の何らかの設計と同様に構成することができる。1つの実施形態では、1つのデータサブストリームが周波数サブチャネルに対して使用するために選択された各空間サブチャネルに対するものであるように、データプロセッサ430は周波数サブチャネルデータストリームを多数のデータサブストリームにデマルチプレクスする。各データサブストリームはエンコードされ、インターリーブされ、シンボルマッピングされ、重み付けされて、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。各周波数サブチャネルデータストリームまたは各データサブストリームに対するコーディングおよび変調はコーディングおよび変調制御信号に基づいて調整される。重み付けは重みに基づいて実行される。各データプロセッサ430は、周波数サブチャネルに対して使用するために選択された N_c までの空間サブチャネルに対する N_c までの変調シンボルを提供する。

40

【0102】

OFDMを利用するMIMOシステムに対して、変調シンボルは複数の周波数サブチャ

50

ネル上で、複数の送信アンテナから送信される。MIMOプロセッサ320c内では、各データプロセッサ430からの N_c までの変調シンボルストリームが各サブチャネル空間プロセッサ432に提供される。各サブチャネル空間プロセッサ432は、チャネル制御および/または利用可能な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、フルCSI処理が実行されない場合には(図5に示されているような)デマルチプレクサを簡単に構成し、またはフルCSI処理が実行される場合には(図6に示されているような)デマルチプレクサが後続するチャネルMIMOプロセッサを構成する。OFDMを利用するMIMOシステムに対して、フルCSI処理(すなわち、予め調整)が各周波数サブチャネルにおいて実行される。

【0103】

10

各サブチャネル空間プロセッサ432は、各タイムスロットに対する N_c までの変調シンボルを、その周波数サブチャネルに対して使用するために選択された送信アンテナに対する N_T までの変調シンボルにデマルチプレクスする。各送信アンテナに対して、合成器434はその送信アンテナに対して使用するために選択された N_L までの周波数サブチャネルに対する変調シンボルを受け取り、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 に合成し、変調シンボルベクトルを次の処理ステージ(すなわち各変調器322)に提供する。

【0104】

MIMOプロセッサ320cは変調シンボルを受け取って処理し、1つの変調シンボルベクトルがデータ送信のために使用するために選択された各送信アンテナに対するものであるように、 N_T までの変調シンボルベクトル V_1 ないし V_{N_T} を提供する。各変調シンボルベクトル V は単一のタイムスロットをカバーし、変調シンボルベクトル V の各要素は、変調シンボルが搬送される独特な副搬送波を有する特定の周波数サブチャネルに関係する。

20

【0105】

図7もOFDM用の変調器322の実施形態を示している。MIMOプロセッサ320cからの変調シンボルベクトル V_1 ないし V_{N_T} は変調器322aないし322tにそれぞれ提供される。図7に示されている実施形態では、各変調器322には逆高速フーリエ変換(IFFT)440、巡回プリフィックス発生器442、およびアップコンバータ444が含まれる。

【0106】

30

IFFT440は受け取った各変調シンボルベクトルをIFFTを使用してその時間領域表現(これは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ネル(例えば、8、16、32など)においてIFFTを実行するように設計することができる。ある実施形態では、OFDMシンボルに変換される各変調シンボルベクトルに対して、巡回プリフィックス発生器442はOFDMシンボルの時間領域表現の部分を繰り返して、特定の送信アンテナに対する“送信シンボル”を形成する。巡回プリフィックスは、送信シンボルがマルチパス遅延拡散の存在下でその直交特性を確実に維持するようにし、それにより有害なパス影響に対する性能を向上させる。IFFT440と巡回プリフィックス発生器442の構成は技術的に知られており、ここでは詳細に説明しない。

40

【0107】

各巡回プリフィックス発生器442からの時間領域表現(すなわち、各アンテナに対する送信シンボル)は、アップコンバータ444により処理され(例えば、アナログ信号に変換され、変調され、増幅され、フィルタされ)、変調信号が発生される。変調信号は各アンテナ324から送信される。

【0108】

OFDM変調は、1990年5月、ジョンA.C.ピンガム、IEEE通信雑誌による“データ送信のためのマルチ搬送波変調：その時間がやってきたアイデア”と題する論文でさらに詳細に説明されており、この論文は参照によりここに組み込まれている。

【0109】

50

図 5 ないし図 7 は、本発明のさまざまな観点および実施形態を実現することができる MIMO 送信機の 3 つの設計を示している。発明は MIMO を利用しない OFDM システムにおいても実行することができる。他の非常に多くの送信機設計もここで説明するさまざまな発明的技術を実現することができ、これらの設計も本発明の範囲内のものである。これらの送信機設計のいくつかは、先に言及した米国特許出願第 09/776,075 号；2000 年 3 月 22 日に出願された、“マルチ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第 09/532,492 号；2001 年 3 月 23 日に出願された、“ワイヤレス通信システムにおいてチャネル状態情報を利用する方法および装置”と題する米国特許出願第 09/826,481 号；および 2001 年 5 月 11 日に出願された、“チャネル状態情報を利用する多重入力、多重出力 (MIMO) 通信システムにおいてデータを処理する方法および装置”と題する米国特許出願 [代理人文書番号 PD010210] においてさらに詳細に説明され、これらの米国特許出願は本願の譲受人にすべて譲渡され、参照によりここに組み込まれている。これらの特許出願も MIMO 処理および CSI 処理をさらに詳細に説明している。

10

【0110】

一般的に、送信機システム 310 は、特定の共通コーディングおよび変調スキームに基づいて、選択されたすべての送信チャネルをコード化して変調する。変調シンボルは、所望レベルの性能が受信機で達成されるように、選択された送信チャネルに割り当てられた重みによりさらに重み付けされる。ここで説明する技術は MIMO、OFDM、または複数の並行送信チャネルをサポートすることができる他の任意の通信スキーム (例えば、CDMA スキーム) によりサポートされる複数の並列送信チャネルに適用することができる。

20

【0111】

MIMO 受信機システム

図 8 は、本発明の実施形態にしたがってデータを受信することができる 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 4 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、連続したキャンセル受信機処理技術を実現して、送信信号を受け取って復元する。 N_T (までの) 送信アンテナからの送信信号は N_R のアンテナ 352a ないし 352r のそれぞれにより受信され、各復調器 (DEMOD) 354 (これはフロントエンドプロセッサとしても呼ばれる) にルーティングされる。

30

【0112】

各復調器 354 は各受信信号を調整 (例えば、フィルタおよび増幅) し、調整された信号を中間周波数またはベースバンドにダウンコンバートし、ダウンコンバートされた信号をデジタル化してサンプルを提供する。各復調器 354 は受信したパイロットでサンプルをさらに復調して、受信変調シンボルのストリームを発生させ、これは R×チャンネル/データプロセッサ 356a に提供される。

【0113】

OFDM がデータ送信に対して使用される場合には、各復調器 354 は図 7 に示されている変調器 322 により実行されるものと相補的な処理をさらに実行する。このケースでは、各復調器 354 には、サンプルの変形された表現を発生させ、変調シンボルベクトルのストリームを提供する (示されていない) FFT プロセッサが含まれる。各ベクトルには、使用のために選択された N_L までの周波数サブチャネルに対する N_L までの変調シンボルが含まれる。1 つのベクトルは各タイムスロットに対して提供される。 N_R のすべての復調器における FFT プロセッサからの変調シンボルベクトルストリームは (図 8 に示されていない) デマルチプレクサに提供される。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ネル数に対応する N_L までの変調シンボルストリームに“チャンネル化”する。(例えば、図 7 に示されているように) 各周波数サブチャネルが独立に処理される送信処理スキームに対して、デマルチプレクサは N_L までの変調シンボルストリームのそれぞれをさらに各

40

50

R X M I M O / データプロセッサ 3 5 6 a に提供する。

【 0 1 1 4 】

O F D M を利用する M I M O システムに対して、1つの R X M I M O / データプロセッサ 3 5 6 a を使用して、データ送信のために使用される N_L までの周波数サブチャネルのそれぞれに対する N_R の受信アンテナからの1組の N_R の変調シンボルストリームを処理する。代わりに、各周波数サブチャネルに関係する1組の変調シンボルストリームは、単一の R X チャンネル / データプロセッサ 3 5 6 a により個々に処理されてもよい。O F D M を利用しない M I M O システムに対して、1つの R X M I M O / データプロセッサ 3 5 6 a を使用して、 N_R の受信アンテナからの N_R の変調シンボルストリームを処理してもよい。

10

【 0 1 1 5 】

図 8 に示されている実施形態では、R X チャンネル / データプロセッサ 3 5 6 a (これは図 4 の R X チャンネル / データプロセッサ 3 4 5 の1つの実施形態である)には、多数の連続(すなわちカスケード接続された)受信機処理ステージ 5 1 0 が含まれる。1つのステージが、受信機システム 3 5 0 a により復元されるべき各送信データストリームに対するものである。1つの送信処理スキームでは、1つのデータストリームが、受信機システム 3 5 0 a へのデータ送信のために使用される各送信チャネル上で送信される。各データストリームは独立的に(例えば、その自己のコーディングおよび変調スキームで)処理され、各送信アンテナから送信される。この送信処理スキームに対して、受信機システム 3 5 0 a により各 O F D M サブチャネルに対して復元されるべきデータストリームの数は、送信チャネルの数に等しく、これはまた受信機システム 3 5 0 a へのデータ送信のために使用される送信アンテナの数(これは利用可能な送信アンテナのサブセットであってもよい)に等しい。明確にするために、R X チャンネル / データプロセッサ 3 5 6 a はこの送信処理スキームに対して説明する。

20

【 0 1 1 6 】

(最後のステージ 5 1 0 n を除く) 各受信機処理ステージ 5 1 0 には、干渉キャンセラ 5 3 0 に結合されたチャネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 が含まれる。最後のステージ 5 1 0 n には、チャネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 n のみが含まれる。第1の受信機処理ステージ 5 1 0 a に対して、チャネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 a は復調器 3 5 4 a ないし 3 5 4 r から N_R の変調シンボルストリームを受け取って処理し、第1の送信チャネル(または第1の送信信号)に対するデコードされたデータストリームを提供する。第2ないし最後のステージ 5 1 0 b ないし 5 1 0 n のそれぞれに対して、そのステージに対するチャネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 は、先行するステージにおける干渉キャンセラ 5 2 0 から N_R の修正されたシンボルストリームを受け取って処理し、そのステージにより処理されている送信チャネルに対するデコードされたデータストリームを導出する。各チャネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 は関係する送信チャネルに対する C S I (例えば S N R) をさらに提供する。

30

【 0 1 1 7 】

第1の受信機処理ステージ 5 1 0 a に対して、干渉キャンセラ 5 3 0 a は N_R のすべての復調器 3 5 4 から N_R の変調シンボルストリームを受け取る。第2ないし最後のステージのそれぞれに対して、干渉キャンセラ 5 3 0 は先行するステージの干渉キャンセラから N_R の修正されたシンボルストリームを受け取る。各干渉キャンセラ 5 3 0 は同じステージ内のチャネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 からデコードされたデータストリームも受け取り、処理(例えば、コーディング、インターリーブ、変調、チャネル応答など)を行って、このデコードされたデータストリームによる受信変調シンボルストリームの干渉成分の評価である N_R の再変調されたシンボルストリームを導出する。再変調されたシンボルストリームは受信された変調シンボルストリームから減算され、 N_R の修正されたシンボルストリームが導出される。 N_R の修正されたシンボルストリームには、すべてのしかしながら減算された(すなわちキャンセルされた)干渉成分が含まれる。 N_R の修正されたシンボルストリームは次のステージに提供される。

40

50

【 0 1 1 8 】

図 8 では、制御装置 5 4 0 は R X チャンネル / データプロセッサ 3 5 6 a に結合されて示されており、プロセッサ 3 5 6 a により実行される連続したキャンセル受信機処理におけるさまざまなステップを指示するのに使用される。

【 0 1 1 9 】

図 8 は、各データストリームが各送信アンテナを通して送信される（すなわち、1つのデータストリームが各送信信号に対応する）ときに、簡単な方法で使用される受信機構造を示している。このケースでは、各受信機処理ステージ 5 1 0 は、受信機システム 3 5 0 a に向けられた送信信号の 1 つを復元し、復元された送信信号に対応するデコードされたデータストリームを提供するように動作する。

10

【 0 1 2 0 】

他の何らかの送信処理スキームに対して、データストリームは複数の送信アンテナ、周波数サブチャンネル、および / または時間間隔を通して送信され、空間、周波数および時間ダイバーシティがそれぞれ提供される。これらのスキームに対して、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の送信信号に対する受信変調シンボルストリームを導出する。複数の送信アンテナ、周波数サブチャンネル、および / または時間間隔に対する変調シンボルは、送信機システムにおいて実行されたデマルチプレクスと相補的な方法で合成される。合成された変調シンボルのストリームは処理されて、対応するデコードされたデータストリームが提供される。

【 0 1 2 1 】

20

図 9 はチャンネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 x の実施形態のブロック図である。チャンネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 x は、図 8 のチャンネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 の 1 つの実施形態である。この実施形態では、チャンネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 x には、空間 / 空間 - 時間プロセッサ 6 1 0、C S I プロセッサ 6 1 2、セクタ 6 1 4、復調エレメント 6 1 8、デインターリーバ 6 1 8、およびデコーダ 6 2 0 が含まれる。

【 0 1 2 2 】

空間 / 空間 - 時間プロセッサ 6 1 0 は、非分散（すなわちフラットフェーディング）M I M O チャンネルに対する N_R の受信信号に線形空間処理を、または分散（すなわち周波数選択性フェーディングを有する）M I M O チャンネルに対して N_R の受信信号に空間 - 時間処理を実行する。空間処理は、チャンネル相関マトリクス反転（C C M I）技術、最小二乗平均誤差（M M S E）技術、および他のもののような線形空間処理技術を使用して達成される。これらの技術を使用して、不所望信号をヌルアウトし、または、雑音および他の信号からの干渉が存在する構成信号のそれぞれの受信 S N R を最大化する。空間 - 時間処理は、M M S E 線形イコライザ（M M S E - L E）、判定フィードバックイコライザ（D F E）、最大尤度シーケンス推定器（M L S E）および他の技術のような、線形空間 - 時間処理技術を使用して達成される。C C M I、M M S E、M M S E - L E、および D F E 技術は、先に言及した米国特許出願 [代理人文書番号 P A 0 1 0 2 1 0] においてさらに詳細に説明されている。D F E と M L S E の技術は、1 9 9 9 年 7 月、I E E E 通信におけるトランザクション、第 7 巻、第 7 号、S . L . アリヤピスタクル氏らによる “ 分散干渉による最適空間 - 時間プロセッサ：統一解析および要求されたフィルタスパン ” と題する論文でもさらに詳細に説明され、この論文は参照によりここに組み込まれている。

30

40

【 0 1 2 3 】

C S I プロセッサ 6 1 2 はデータ送信のために使用される送信チャンネルのそれぞれに対する C S I を決定する。例えば、C S I プロセッサ 6 1 2 は受信されたパイロット信号に基づいて雑音分散マトリクスを推定し、デコードされるべきデータストリームに対して使用される k 番目の送信チャンネルの S N R を計算する。S N R は、技術的に知られているように、従来のパイロットアシストシングルおよびマルチ搬送波システムと同様に推定することができる。データ送信に使用するための送信チャンネルのすべてに対する S N R は、この送信チャンネルに対して送信機システムに報告が戻される C S I を構成する。C S I プロ

50

セッサ 6 1 2 はセクタ 6 1 4 に対してこの受信機処理ステージにより復元されるべき特定のデータストリームを識別する制御信号をさらに提供する。

【 0 1 2 4 】

セクタ 6 1 4 は空間 / 空間 - 時間プロセッサ 6 1 0 から多数のシンボルストリームを受け取り、C S I プロセッサ 6 1 2 からの制御信号に示されるように、デコードされるべきデータストリームに対応するシンボルストリームを抽出する。変調シンボルの抽出されたストリームは復調エレメント 6 1 4 に提供される。

【 0 1 2 5 】

図 9 および図 1 0 に示され、各送信チャネルのデータストリームがチャネルの S N R に基づいて独立的にコード化されて、変調されている実施形態に対して、選択された送信チャネルに対する復元された変調シンボルは、復調スキーム（例えば、M - P S K、M - Q A M）にしたがって復調される。この復調スキームは送信チャネルに対して使用される変調スキームと相補的である。復調エレメント 6 1 6 からの復調データは、チャネルインターリーブ 6 1 4 により実行されるのと相補的な方法でデインターリーブ 6 1 8 によりデインターリーブされ、デインターリーブされたデータは、エンコーダ 6 1 2 により実行されるのと相補的な方法でデコーダ 6 2 0 によりさらにデコードされる。例えば、ターボまたは畳み込みコーディングがそれぞれ送信機システムにおいて実行される場合には、ターボデコーダまたはビタビデコーダを使用する。デコーダ 6 2 0 からのデコードされたデータストリームは、復元されている送信データストリームの推定を表す。

【 0 1 2 6 】

図 1 0 は干渉キャンセラ 5 3 0 x のブロック図であり、これは図 8 の干渉キャンセラ 5 3 0 の 1 つの実施形態である。干渉キャンセラ 5 3 0 x 内では、同じステージ内のチャネル M I M O / データプロセッサ 5 2 0 からのデコードされたデータストリームが、チャネルデータプロセッサ 6 2 8 により、再エンコードされ、インターリーブされ、および再変調されて、再変調されたシンボルが提供され、これは M I M O 処理およびチャネル歪み前の送信機システムにおける変調シンボルの推定である。チャネルデータプロセッサ 6 2 8 は、データストリームに対して受信機システムにおいて実行されるのと同じ処理（例えば、エンコーディング、インターリーブ、および変調）を実行する。再変調されたシンボルはチャネルシミュレータ 6 3 0 に提供される。チャネルシミュレータは推定されたチャネル応答でシンボルを処理して、デコードされたデータストリームによる干渉の推定 $\hat{\mathbf{u}}^k$ を提供する。チャネル応答推定は、送信機システムにより送信されるパイロットおよび / またはデータに基づき、先に言及した米国特許出願 [代理人文書番号 P A 0 1 0 2 1 0] で説明されている技術にしたがって導出される。

【 0 1 2 7 】

干渉ベクトル $\hat{\mathbf{u}}^k$ における N_R の要素は、k 番目の送信アンテナで送信されるシンボルストリームによる N_R の受信アンテナのそれぞれにおける受信信号の成分に対応する。ベクトルの各要素は、対応する受信変調シンボルストリームにおけるデコードされたデータストリームによる推定された成分を表す。これらの成分は N_R の受信変調シンボルストリーム（すなわち、ベクトル \mathbf{r}^k ）における（依然として検出されていない）残りの送信信号に対する干渉である。これらの成分は合計器 6 3 2 により受信信号ベクトル \mathbf{r}^k から減算され（すなわちキャンセルされ）、除去されたデコードデータストリームからの成分を有する修正されたベクトル \mathbf{r}^{k+1} を提供する。図 8 に示されているように、修正されたベクトル \mathbf{r}^{k+1} は入力ベクトルとして次の受信機処理ステージに提供される。

【 0 1 2 8 】

連続したキャンセル受信機処理のさまざまな観点は、先に言及した米国特許出願 [代理人文章番号 P A 0 1 0 2 1 0] でさらに詳細に説明されている。

【 0 1 2 9 】

図 1 1 は本発明の他の実施形態にしたがってデータを受信することができる M I M O 受信機システム 3 5 0 b のブロック図である。 N_T （までの）送信アンテナからの送信信号は、 N_R のアンテナ 3 5 2 a ないし 3 5 2 r のそれぞれにより受信され、各復調器 3 5 4

にルーティングされる。各復調器 354 は各受信信号を調整し、処理し、デジタル化して、サンプルを提供し、サンプルは R X M I M O / データプロセッサ 356 b に提供される。

【0130】

R X M I M O / データプロセッサ 356 b 内では、各受信アンテナに対するサンプルは各 F F T プロセッサ 710 に提供される。各 F F T プロセッサ 710 は受信サンプルの変形された表現を発生させ、変調シンボルベクトルの各ストリームを提供する。F F T プロセッサ 710 a ないし 710 r からの変調シンボルベクトルのストリームはプロセッサ 720 に提供される。プロセッサ 720 は F F T 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、 N_L までの多数のサブチャネルシンボルストリームにチャンネル化

10

する。プロセッサ 720 はサブチャネルシンボルストリーム上で空間処理または空間 - 時間処理をさらに実行して、後処理された変調シンボルを提供する。

【0131】

複数の周波数サブチャネルおよび/または複数の空間サブチャネルを通して送信される各データストリームに対して、プロセッサ 720 は、データストリームの送信に対して使用されるすべての周波数および空間サブチャネルに対する変調シンボルを、1つの後処理された変調シンボルストリームに合成し、これはデータストリームプロセッサ 730 に提供される。各データストリームプロセッサ 730 は、送信機ユニットにおいてデータストリーム上で実行されたものと相補的な、復調、デインターリーブ、およびデコーディングを実行して、デコードされた各データストリームを提供する。

20

【0132】

連続したキャンセル受信機処理技術を使用する受信機システムと、連続したキャンセル受信機処理技術を使用しない受信機システムを使用して、送信データストリームを受信し、処理し、そして復元してもよい。複数の送信チャネルを通して受信された信号を処理することができるいくつかの受信機システムは、先に言及した米国特許出願第 09 / 776, 075 号および第 09 / 826, 481 号、ならびに、2000 年 3 月 30 日に出願され、“マルチ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第 09 / 532, 492 号に説明されており、これらの米国特許出願は本発明の譲受人に譲渡され、参照によりここに組み込まれている。

【0133】

送信機システムに対する C S I の取得

簡単にするために、本発明のさまざまな観点および実施形態は C S I が S N R を構成するもとで説明してきた。一般的に、C S I は通信リンクの特性を示す何らかのタイプの情報を構成する。さまざまなタイプの情報が C S I として提供され、そのいくつかのサンプルを以下で説明する。

30

【0134】

1つの実施形態では、C S I は信号対雑音プラス干渉比 (S N R) を構成し、これは雑音プラス干渉電力に対する信号電力の比として導出される。S N R は一般的にデータ送信 (例えば、各送信データストリーム) に使用される各送信チャネルに対して推定されて提供されるが、統合 S N R も多数の送信チャネルに対して提供される。S N R 推定は特定ビット数を有する値に量子化される。1つの実施形態では、S N R 推定は例えばルックアップテーブルを使用して S N R インデックスにマッピングされる。

40

【0135】

他の実施形態では、C S I は各周波数サブチャネルの各空間サブチャネルに対する電力制御情報を構成する。電力制御情報には、より多くの電力またはより少ない電力に対する要求を示すために、各送信チャネルに対する単一ビットが含まれるか、あるいは要求される電力レベルの変化の大きさを示すために複数のビットが含まれる。この実施形態では、送信機システムは受信機システムからフィードバックされる電力制御情報を使用して、どの送信チャネルを選択するか、各送信チャネルに対してどの電力を使用するかを決定する。

50

【 0 1 3 6 】

さらに別の実施形態では、C S I は信号電力および干渉プラス雑音電力を構成する。これらの2つの成分はデータ送信に使用される各送信チャネルに対して独立に導出され、提供される。

【 0 1 3 7 】

さらに別の実施形態では、C S I は信号電力、干渉電力、および雑音電力を構成する。これらの3つの成分はデータ送信に使用される各送信チャネルに対して導出され、提供される。

【 0 1 3 8 】

さらに別の実施形態では、C S I は信号対雑音比プラス各観察可能な干渉期間に対する干渉電力のリストを構成する。この情報はデータ送信に対して使用される各送信チャネルに対して導出され、提供される。

10

【 0 1 3 9 】

さらに別の実施形態では、C S I はマトリクス形態の信号成分（例えば、すべての送 - 受信アンテナ対に対する $N_T \times N_R$ 複素エントリ）と、マトリクス形態の雑音プラス干渉成分（例えば、 $N_T \times N_R$ 複素エントリ）を構成する。送信機システムは適切な送 - 受信アンテナ対に対する信号成分と雑音プラス干渉成分を適切に合成して、データ送信のために使用される各送信チャネルに対する品質（例えば、受信機システムにおいて受信される、各送信データストリームに対する後処理された S N R ）を導出する。

【 0 1 4 0 】

20

さらに別の実施形態では、C S I は各送信データストリームに対するデータレートインジケータを構成する。データ送信のために使用されるべき送信チャネルの品質は、（例えば、送信チャネルに対して推定された S N R に基づいて）最初に決定され、決定されたチャネル品質に対応するデータレートが（例えば、ルックアップテーブルに基づいて）識別される。識別されたデータレートは、要求されるレベルの性能に対して送信チャネル上で送信されるべき最大のデータレートを示す。データレートはマッピングされ、データレートインジケータ（D R I）により表される。データレートインジケータは効率的にコード化することができる。例えば、7つ（までの）可能性あるデータレートが各送信アンテナに対する送信機システムによりサポートされる場合には、3ビット値が使用されてD R Iを表し、ここでゼロはゼロのデータレート（すなわち、送信アンテナを使用しないこと）を示し、1ないし7を使用して7つの異なるデータレートを示す。典型的な構成では、品質測定（例えば、S N R 推定）は例えばルックアップテーブルに基づいてD R Iに直接マッピングされる。

30

【 0 1 4 1 】

さらに別の実施形態では、C S I は各送信データストリームに対して送信機システムにおいて使用されるべき特定の処理スキームの表示を構成する。この実施形態では、インジケータは、所望レベルの性能が達成されるように、送信データストリームに対して使用されるべき、特定のコーディングスキームと特定の変調スキームを識別する。

【 0 1 4 2 】

さらに別の実施形態では、C S I は送信チャネルに対する品質の特定の測定に対する異なるインジケータを構成する。最初に、S N R またはD R I または送信チャネルに対する他の何らかの品質測定が決定され、基準測定値として報告される。その後、送信チャネルの品質のモニタが継続し、最後に報告された測定と現在の測定との差が決定される。差は1つ以上のビットに量子化され、量子化された差は差インジケータにマッピングされて表され、これが報告される。差インジケータは、特定のステップサイズだけ、最後に報告された測定を増加または減少させる（あるいは最後に報告された測定を維持する）ことを示す。例えば、差インジケータは、（1）特定の送信チャネルに対する観測されたS N R が特定のステップサイズだけ増加または減少したこと、（2）データレートは特定量または他の何らかの変化により調整されるべきであることを示す。基準測定は周期的に送信されて、差インジケータ中のエラーおよび/またはこれらのインジケータのエラーのある受信が

40

50

蓄積されないことを確実にする。

【 0 1 4 3 】

さらに別の実施形態では、C S I は、送信機システムにより送信される信号に基づいて受信機システムにおいて推定される、利用可能な各送信チャネルに対するチャネル利得を構成する。

【 0 1 4 4 】

C S I の他の形態も使用してもよく、これも本発明の範囲内のものである。一般的に、C S I には、(1) 最適なまたはほぼ最適なスループットとなる 1 組の送信チャネルを選択し、(2) 受信 S N R に等しくまたはほぼ等しくなる選択された各送信チャネルに対する重み係数を決定し、(3) 選択された各送信チャネルに対する最適なまたはほぼ最適なコードレートを推論するのに使用される何らかの形態の十分な情報が含まれる。

10

【 0 1 4 5 】

C S I は送信機システムから送信され、受信機システムにおいて受信される信号に基づいて導出されてもよい。ある実施形態では、C S I は送信信号に含まれるパイロット基準に基づいて導出される。代わりに、あるいはこれに加えて、C S I は送信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ネルのみにおいて送信されるが、パイロットデータは選択されていない送信チャネルにおいて送信され、受信機システムがチャネル特性を推定できるようにする。

【 0 1 4 6 】

さらに別の実施形態では、C S I は受信機システムから送信機システムに送信される 1 つ以上の信号を構成する。いくつかのシステムでは、相関の程度がアップリンクとダウンリンクとの間に存在する(例えば、時分割多重化(T D D)システムではアップリンクとダウンリンクは時分割多重化方法で同じ帯域を共有する)。これらのシステムでは、アップリンクの品質はダウンリンクの品質に基づいて(必要な程度の精度に)推定され、逆も同様であり、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る。パイロット信号は、受信機システムにおいて観測されるC S I を送信機システムが推定することができる手段を表す。このタイプのC S I に対して、チャネル特性の報告は必要とされない。

20

【 0 1 4 7 】

信号品質はさまざまな技術に基づいて送信機システムにおいて推定される。これらの技術のいくつかは以下の特許で説明されており、これらの特許は本願の譲受人に譲渡され、参照によりここに組み込まれている。

30

【 0 1 4 8 】

・ 1 9 9 8 年 8 月 2 5 日発行された、“ C D M A 通信システムにおける受信パイロット電力とパス損失を決定するシステムおよび方法 ” と題する米国特許第 5 , 7 9 9 , 0 0 5 号。

【 0 1 4 9 】

・ 1 9 9 9 年 5 月 1 1 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方法および装置 ” と題する米国特許第 5 , 9 0 3 , 5 5 4 号。

【 0 1 5 0 】

・ それぞれ 1 9 9 1 年 1 0 月 8 日および 1 9 9 3 年 1 1 月 2 3 日に発行された、“ C D M A セルラ移動電話システムにおいて送信電力を制御する方法および装置 ” と題する米国特許第 5 , 0 5 6 , 1 0 9 号および第 5 , 2 6 5 , 1 1 9 号。

40

【 0 1 5 1 】

・ 2 0 0 0 年 8 月 1 日に発行された、“ C D M A 移動電話システムにおいて電力制御信号を処理する方法および装置 ” と題する米国特許第 6 , 0 9 7 , 9 7 2 号。

【 0 1 5 2 】

パイロット信号またはデータ送信に基づいて単一送信チャネルを推定する方法は、技術で利用可能な多くの論文でも見られる。このようなチャネル推定方法の 1 つは、1 9 9 9 年 1 0 月、I E E E 通信におけるトランザクション、“ アプリケーションによる基準アシ

50

ストコヒーレントCDMA通信の最適受信、性能境界、およびカットオフレート解析”と題する論文で、F・リングにより説明されている。

【0153】

CSIに対するさまざまなタイプの情報とさまざまなCSI報告メカニズムは、1997年11月3日に出版された、“高レートパケットデータ送信のための方法および装置”と題する、米国特許出願第08/963,386号、および“TIE/EIA/IS-856 cdma2000高レートパケットデータエアインターフェース仕様書”でも説明されており、この米国特許出願は本願の譲受人に譲渡されており、両文献は参照によりここに組み込まれている。

【0154】

CSIはさまざまなCSI送信スキームを使用して送信機に報告が戻される。例えば、CSIは完全に、差分的に、あるいはその組み合わせで送信される。1つの実施形態では、CSIは周期的に報告され、差分更新が前に送信されたCSIに基づいて送信される。他の実施形態では、CSIは変化があったとき（例えば、変化が特定のしきい値を越えた場合）のみ送信される。これはフィードバックチャネルの有効レートをさらに低くする。例として、SNRは変化したときのみ（例えば差分的に）返信される。（MIMOを使用するまたは使用しない）OFDMシステムに対して、周波数領域における相関が活用されて、フィードバックされるべきCSI量の減少を可能にする。OFDMシステムに対する例として、Mの周波数サブチャネルに対する特定の空間サブチャネルに対応するSNRが同じである場合に、この状態が真である、SNRならびに最初および最後の周波数サブチャネルが報告される。CSIのためにフィードバックされるべきデータ量を減少させるために他の圧縮およびフィードバックチャネルエラー復元技術を使用してもよく、これらも本発明の範囲内のものである。

【0155】

図4に戻ると、RXチャネル/データプロセッサ356により決定されるCSI（例えば、受信SNR）はTXデータプロセッサ362に提供される。TXデータプロセッサ362はCSIを処理して、処理されたデータを1つ以上の変調器354に提供する。変調器354は処理されたデータをさらに調整し、リバースチャネルを通してCSIを送信機システム310に返信する。

【0156】

システム310において、送信されたフィードバック信号はアンテナ324により受信され、復調器322により復調され、RXデータプロセッサ323に提供される。RXデータプロセッサ323はTXデータプロセッサ362により実行されるものと相補的な処理を実行し、報告されたCSIを復元し、これは制御装置334に提供される。

【0157】

制御装置334は報告されたCSIを使用して、（1）データ送信のために1組の N_s の利用可能な最高送信チャネルを選択し、（2）選択された送信チャネル上でデータ送信するために使用されるべきコーディングおよび変調スキームを決定し、（3）選択された送信チャネルに対して使用されるべき重みを決定することを含む、多数の機能を実行する。制御装置334は、高スループットを達成するために、あるいは他の何らかの性能基準またはメトリクスに基づいて、送信チャネルを選択し、先に説明したように、送信チャネルを選択するのに使用されるしきい値をさらに決定する。

【0158】

データ送信のために利用可能な送信チャネルの特性（例えば、チャネル利得または受信SNR）は、先に説明したようにさまざまな技術に基づき決定され、送信機システムに提供される。送信機システムは情報を使用して、1組の N_s の最高送信チャネルを選択し、データを適切にコード化および変調し、変調シンボルをさらに重み付けする。

【0159】

ここで説明した技術を基地局から1つ以上の端末へのダウンリンク上でのデータ送信に使用し、1つ以上の端末のそれぞれから基地局へのアップリンク上でのデータ送信にも使

10

20

30

40

50

用してもよい。ダウンリンクに対して、図 4、図 5 および図 6 における送信機システム 310 は基地局の一部を表し、図 4、図 8、図 9 および図 10 における受信機システム 350 は端末の一部を表す。アップリンクに対して、図 4、図 5 および図 6 の送信機システム 310 は端末の一部を表し、図 4、図 8、図 9 および図 10 における受信機システム 350 は基地局の一部を表す。

【0160】

送信機システムおよ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 (DSP)、特定用途向け集積回路 (ASIC)、プロセッサ、マイクロプロセッサ、制御装置、マイクロ制御装置、フィールドプログラム可能なゲートアレイ (FPGA)、プログラム可能なロジックデバイス、他の電子ユニット、あるいはこれらの任意の組み合わせで実現することができる。ここで説明する機能および処理のいくつかはプロセッサ上で実行されるソフトウェアで実現してもよい。本発明のある観点はソフトウェアおよびハードウェアの組み合わせで実現してもよい。例えば、しきい値を決定し、送信チャネルを選択するための計算は、プロセッサ (図 4 の制御装置 334) 上で実行されるプログラムコードに基づいて実行してもよい。

【0161】

見出しは、参照のため、およびあるセクションを位置付けるのを助けるためにここに含まれている。これらの見出しはここで説明されている概念の範囲を制限することを意図しておらず、これらの概念は明細書全体を通して他のセクションで適用性を有している。

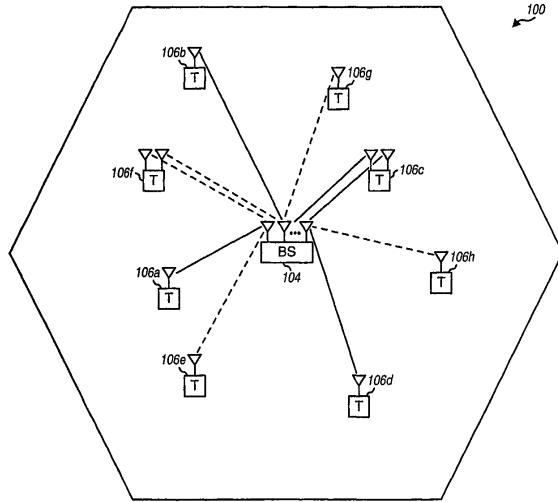
【0162】

開示されている実施形態の先の説明は当業者が本発明を作り、使用できるように提供されている。これらの実施形態に対するさまざまな修正は当業者に容易に明らかであろう。ここで規定されている一般的な原理は本発明の精神および範囲を逸脱することなく、他の実施形態に適用することができる。したがって、本発明はここで示されている実施形態に制限されることを意図しているものではなく、ここで開示されている原理および新規な特徴と矛盾しない最も広い範囲にしたがうべきである。

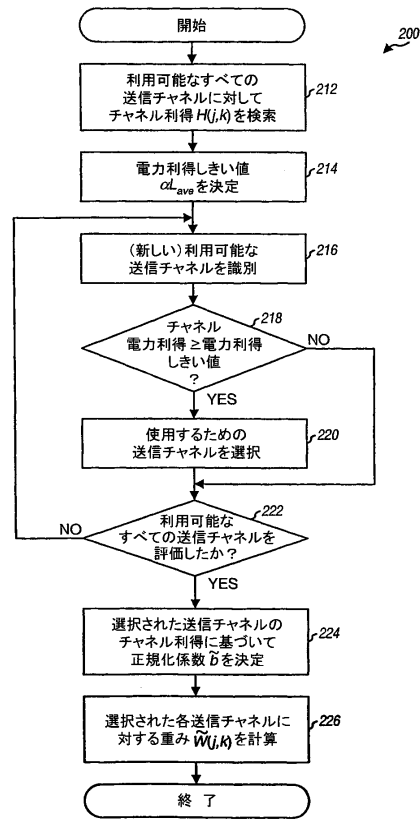
10

20

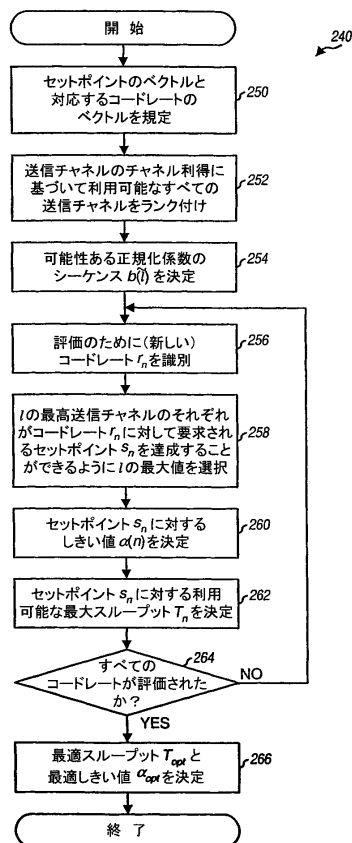
【図 1】



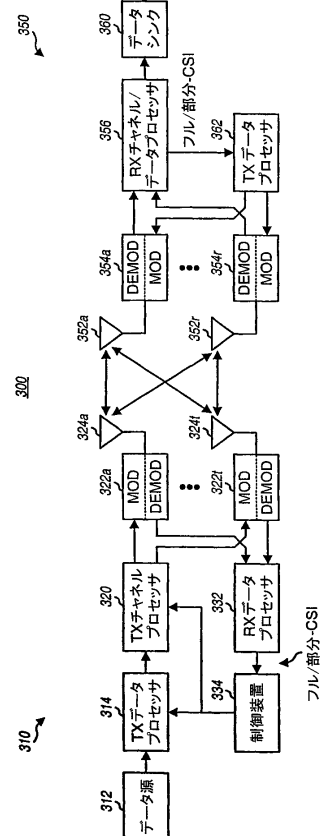
【図 2】



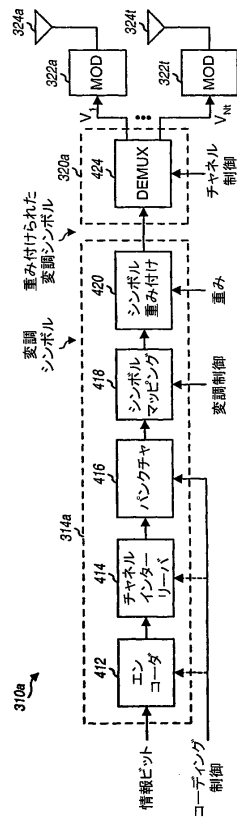
【図 3】



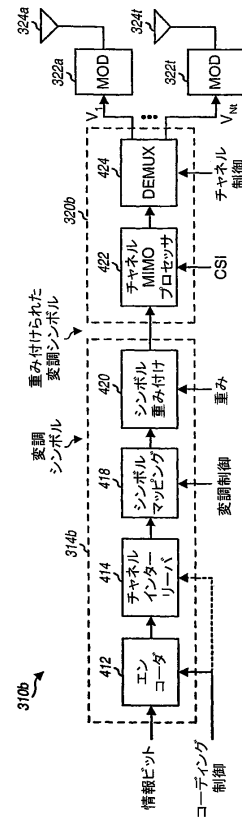
【図 4】



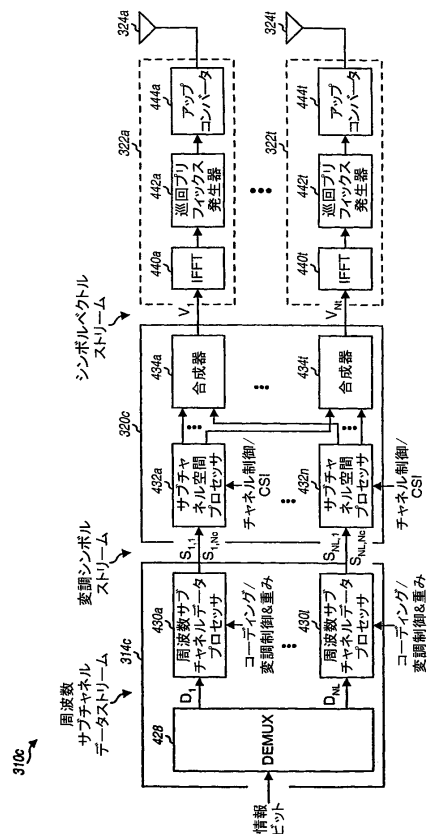
【図 5】



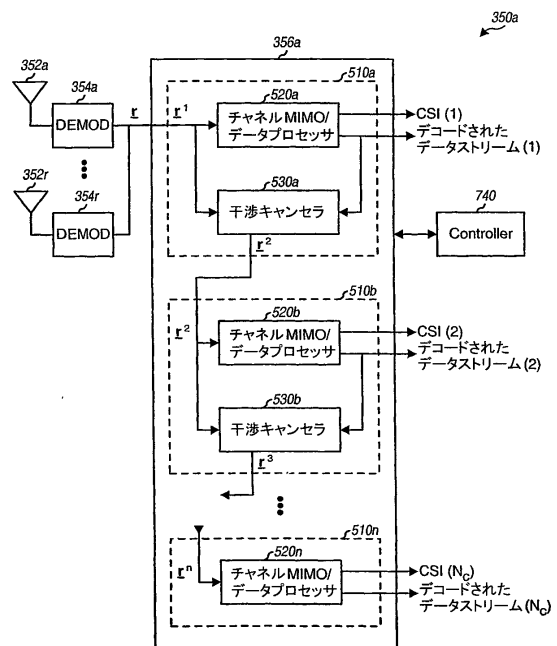
【図 6】



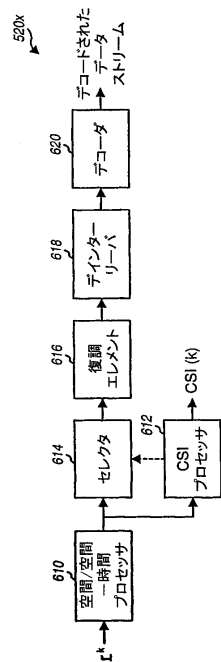
【図 7】



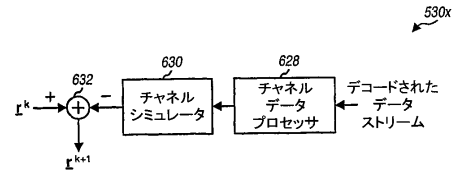
【図 8】



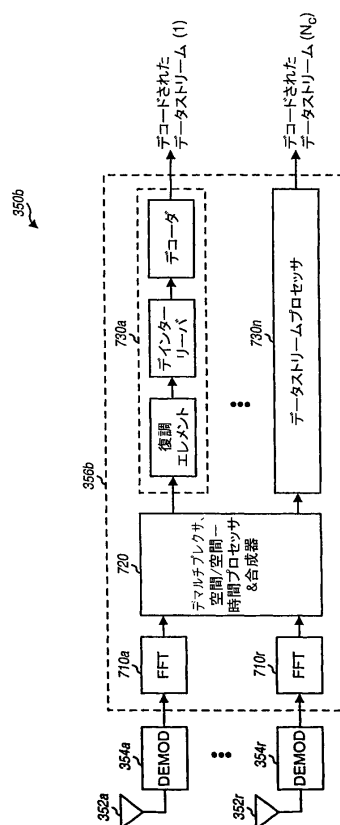
【図 9】



【図 10】



【図 11】



フロントページの続き

- (74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
- (74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
- (74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100101812
弁理士 勝村 紘
- (74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
- (74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
- (74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
- (74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
- (74)代理人 100127144
弁理士 市原 卓三
- (74)代理人 100141933
弁理士 山下 元
- (72)発明者 ジョン・ダブリュ・ケッチャム
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01451、ハーバード、キャンドルベリー・レーン 37
- (72)発明者 スティーブ・ジェイ・ハワード
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01721、アシュランド、ヘリテージ・アベニュー 75
- (72)発明者 ジェイ・ロッド・ワルトン
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 マーク・エス・ウォーレス
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01730、ベッドフォード、モデル・レーン 4
- (72)発明者 フユン・リン
アメリカ合衆国、カリフォルニア州、92121、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775

審査官 岡 裕之

- (56)参考文献 特公平06-003956(JP,B2)
特開平11-355373(JP,A)
特開平10-247955(JP,A)

特開平 11 - 234230 (JP, A)

国際公開第 2002 / 031991 (WO, A1)

特開 2001 - 320326 (JP, A)

欧州特許第 01410526 (EP, B1)

特開平 11 - 266224 (JP, A)

吉識 知明 外 2 名, OFDM サブキャリア適応変調システムにおけるマルチレベル送信電力制御適用時の特性, 電子情報通信学会技術研究報告, 2000 年 7 月 11 日, Vol.100, No.192, pp.63-68, RCS 2000 - 60

Hsuan-Jung Su et al., A distributed power allocation algorithm with adaptive modulation for multi-cell OFDM systems, Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998. Proceedings., 1998 IEEE 5th International Symposium on, 1998 年 9 月 4 日, Vol.2, pp.474-478

A. Leke et al., Channel loading effects on power limited wireless transmitters utilizing discrete multitone modulation, Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International Date of Conference, 1997 年 6 月 13 日, Vol.3, pp.1147-1150

吉識 知明 外 2 名, マルチレベル送信電力制御を用いた OFDM / FDD サブキャリア適応変調方式に関する検討, 2000 年電子情報通信学会総合大会講演論文集 通信 1, 2000 年 3 月 7 日, p.400, B - 5 - 15

山村 孝子 外 3 名, 適応変調を用いた OFDM 移動無線伝送システムの一検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 1999 年 11 月 26 日, Vol.99, No.470, pp.33-40, RCS 99 - 146

松岡 秀浩 外 3 名, 誤り訂正符号を用いた適応変調方式, 1995 年電子情報通信学会総合大会講演論文集 通信 1, 1995 年 3 月 10 日, p.433, B - 433

Catreux, S. et al., Simulation Results for an Interference-Limited Multiple Input Multiple Output Cellular System, in: Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBECOM '00. IEEE, 米国, 2000 年 12 月 1 日, vol.2, pp.1094 - 1096

井上裕二 外 2 名, OFDM を用いた空間分割多重伝送方式, 1998 年電子情報通信学会総合大会講演論文集 通信 1, 日本, 1998 年 3 月 6 日, p.378, B - 5 - 14

松岡 外 3 名, 誤り訂正符号を用いた適応変調方式, 1995 年電子情報通信学会総合大会講演論文集 通信 1, 1995 年 3 月 10 日, p.433, B - 433

(58)調査した分野(Int.Cl., DB 名)

H04J 11/00

H04J 99/00

IEEE Explore

Cinii