

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4401784号
(P4401784)

(45) 発行日 平成22年1月20日 (2010. 1. 20)

(24) 登録日 平成21年11月6日 (2009. 11. 6)

(51) Int. Cl.		F I	
HO 4 J 99/00	(2009. 01)	HO 4 J	15/00
HO 4 B 7/005	(2006. 01)	HO 4 B	7/005
HO 4 B 7/04	(2006. 01)	HO 4 B	7/04
HO 4 J 11/00	(2006. 01)	HO 4 J	11/00 Z

請求項の数 19 (全 32 頁)

(21) 出願番号	特願2003-570494 (P2003-570494)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成15年2月19日 (2003. 2. 19)		クァアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2006-507701 (P2006-507701A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成18年3月2日 (2006. 3. 2)		ED
(86) 国際出願番号	PCT/US2003/005371		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(87) 国際公開番号	W02003/071711		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開日	平成15年8月28日 (2003. 8. 28)		ハウス・ドライブ 5775
審査請求日	平成18年2月20日 (2006. 2. 20)	(74) 代理人	100058479
(31) 優先権主張番号	10/079, 970		弁理士 鈴江 武彦
(32) 優先日	平成14年2月19日 (2002. 2. 19)	(74) 代理人	100091351
(33) 優先権主張国	米国 (US)		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】 部分的なチャンネル状態情報 (CSI) 多入力多出力 (MIMO) システムのパワー制御

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線多チャンネル通信システムで複数のデータ流の送信パワーを制御する方法において

、
複数の検出されたデータ流を提供するために特定の受信機処理技術にしたがって複数の受信されたシンボル流を処理し、

前記複数の検出されたデータ流の信号対雑音および干渉比 (SNR) を評価し、

設定点を超える各信号対雑音および干渉比 (SNR) を識別し、

前記設定点を超える信号対雑音および干渉比 (SNR) に関連される各検出されたデータ流に対する調節された送信パワーを決定することを含んでおり、

前記受信されたシンボル流は、

評価される検出順序のリストを決定し、前記リストの各検出順序を評価することによって、様々な検出順序のスペクトル効率を評価するために連続的な干渉消去受信機処理技術にしたがってさらに評価され処理され、

前記リストの各検出順序の評価は、

前記連続的な干渉消去受信機の処理技術にしたがって、複数の検出されたデータ流を与えるために検出順序に基づいて前記複数の受信されたシンボル流を処理し、

前記複数の検出されたデータ流の信号対雑音および干渉比 (SNR) を評価し、

前記設定点を超える各信号対雑音および干渉比 (SNR) を前記設定点に等しいように調節することによって前記複数の検出されたデータ流に対して調節された信号対雑音お

よび干渉比 (S N R) を獲得し、

前記調節された信号対雑音および干渉比 (S N R) に基づいて検出されたデータ流のスペクトル効率を決定することを含んでおり、

ここで、前記検出されたデータ流の調節された送信パワーは前記リスト中の前記検出順序に対して決定された前記スペクトル効率に基づいて選択された特定の検出順序に対して決定される方法。

【請求項 2】

前記受信されたシンボル流はさらに前記複数の検出されたデータ流を提供するために特定の検出順序に基づいて処理される請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

前記受信されたシンボル流はさらに特別な検出に基づいて最小の信号対雑音および干渉比 (S N R) から最大の信号対雑音および干渉比 (S N R) まで処理される請求項 1 記載の方法。

【請求項 4】

前記複数の検出されたデータ流は前記連続的な干渉消去受信機処理により減結合される請求項 2 記載の方法。

【請求項 5】

前記複数の検出されたデータ流は前記連続的な干渉消去受信機処理により減結合されない請求項 2 記載の方法。

【請求項 6】

前記複数の検出されたデータ流の調節された送信パワーは逆の検出順序で決定される請求項 5 記載の方法。

【請求項 7】

最高のスペクトル効率に関連する前記検出順序が選択される請求項 1 記載の方法。

【請求項 8】

前記複数の検出されたデータ流は前記受信機の処理により減結合される請求項 1 記載の方法。

【請求項 9】

前記複数の検出されたデータ流は前記受信機の処理により減結合されない請求項 1 記載の方法。

【請求項 10】

さらに、1 以上の繰返しにおいて処理、評価、識別、決定を反復する請求項 9 記載の方法。

【請求項 11】

各検出されたデータ流の前記信号対雑音および干渉比 (S N R) は前記データ流のピーク送信パワーに基づいて達成される請求項 1 記載の方法。

【請求項 12】

受信されたシンボル流はチャンネル相関マトリックス反転 (C C M I) 空間受信機処理技術にしたがって処理される請求項 1 記載の方法。

【請求項 13】

前記受信されたシンボル流は連続的な干渉消去 (C C M I - S C) 受信機処理技術によるチャンネル相関マトリックス反転にしたがって処理される請求項 1 記載の方法。

【請求項 14】

前記受信されたシンボル流は最小平均二乗誤差 (M M S E) 空間受信機処理技術にしたがって処理される請求項 1 記載の方法。

【請求項 15】

前記受信されたシンボル流は連続的な干渉消去 (M M S E - S C) 受信機処理技術による最小平均二乗誤差にしたがって処理される請求項 1 記載の方法。

【請求項 16】

前記受信されたシンボル流は空間 - 時間受信機処理技術にしたがって処理される請求項

10

20

30

40

50

1 記載の方法。

【請求項 17】

前記多チャンネル通信システムは多入力多出力 (MIMO) 通信システムである請求項 1 記載の方法。

【請求項 18】

前記多チャンネル通信システムは直交周波数分割多重化 (OFDM) 通信システムである請求項 1 記載の方法。

【請求項 19】

前記多チャンネル通信システムは直交周波数分割多重化 (OFDM) を使用する多入力多出力 (MIMO) 通信システムである請求項 1 記載の方法。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、データ通信、特に部分的なチャンネル状態情報 (CSI) を使用する多チャンネル通信システム (例えば多入力多出力 (MIMO) システム) の送信パワー制御のための技術に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信システムでは、送信機からの RF 変調された信号は複数の伝播路を介して受信機に到達する。伝播路の特性は典型的にフェーディングとマルチパスのような多くのファクタにより時間で変化する。有害なパス効果に対するダイバーシティを提供し、性能を改良するため、多数の送信および受信アンテナが使用されることができ、通常はそのような場合であることが多い送信アンテナと受信アンテナ間の伝播路が線形に独立しているならば (即ち 1 つのパスの送信は他方のパスの送信の線形の組み合わせとして形成されないならば)、正確にデータ送信を受信する確率はアンテナ数の増加と共に増加する。通常、送信および受信アンテナ数が増加すると、ダイバーシティは増加し、性能は改良する。

20

【0003】

多入力多出力 (MIMO) 通信システムはデータ送信で多数 (N_T) の送信アンテナと多数 (N_R) の受信アンテナを使用する。 N_T 個の送信アンテナおよび N_R 個の受信アンテナにより形成される MIMO チャンネルは N_S の独立したチャンネルに分解され、 N_S $\min\{N_T, N_R\}$ である。各 N_S の独立したチャンネルはまた MIMO チャンネルの部分的なサブチャンネル (または送信チャンネル) と呼ばれ、ディメンションに対応する。多数の送信および受信アンテナにより生成される付加的な空間が使用されるならば、MIMO システムは改良された性能 (例えば増加された送信容量) をもたらす。例えば独立したデータ流はシステムのスループットを増加するために N_S 個の空間サブチャンネルのそれぞれで送信されることができ、

30

【0004】

多数のデータ流は MIMO チャンネルの特性を記述するチャンネル状態情報 (CSI) を使用して空間サブチャンネルで送信されることができ、CSI は "フル CSI" または "部分的 CSI" としてカテゴリ化される。フル CSI は ($N_R \times N_T$) MIMO マトリックスにおいて各送信 - 受信アンテナ対の間の伝播路の十分な特性 (例えば振幅および位相) を含んでいる。フル CSI は多数の MIMO システムで利用可能または実用的ではない。部分的な CSI は例えば、空間的なサブチャンネルの信号対雑音および干渉比 (SNR) を有し、これはこれらのサブチャンネルで送信されるデータ流および / またはパイロットを検出することにより評価されてもよい。各データ流はその後、サブチャンネルの SNR に基づいて選択された特定のコード化および変調方式にしたがってコード化され変調されることができ、

40

【0005】

MIMO システムの空間的なサブチャンネルは異なるチャンネル状態 (例えば異なるフェーディングおよびマルチパス効果) を経験し、送信パワーの所定量で異なる SNR を実現

50

する。したがって、空間的なサブチャンネルによりサポートされるデータレートはサブチャンネル毎に異なっている。さらに、チャンネル状態は典型的に時間により変化する。結果として、空間的サブチャンネルによりサポートされるデータレートも時間で変化する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

MIMOシステムの重要な挑戦はチャンネル状態に基づいて空間的サブチャンネルでのデータ送信に使用される送信パワーの決定である。この送信パワー制御の目標は各データ流に対する特定のターゲットフレームエラー率(FER)を実現して干渉を最小にする等の他のシステムの目標を満たしながらスペクトル効率を最大にすることである。

10

【0007】

実用的な通信システムでは、任意の所定のデータ流で使用されるデータレートに上限が存在する。例えばディスクリートなデータレートのセットはシステムによりサポートされ、これらのディスクリートなデータレート間からの最大のデータレートは任意の所定のデータ流で最大のスペクトル効率として考慮される。このようなシステムでは最大のデータレートでターゲットFERを実現するため各データ流が必要であるよりも多くの送信パワーを使用すると、付加的な送信パワーの使用が効率的ではなくなる。過剰な送信パワーが低いFERで生じて、このFERの改良はターゲットFERが既の実現されているので実質的に考慮されない。所定のデータ流の過剰な送信パワーは他のデータ流に対して付加的な干渉を生じ、これはその後、これらのデータ流の性能を劣化する。

20

【0008】

それ故、部分的なCSIを使用してMIMOシステムのデータ流の送信パワーを制御するための技術が必要とされている。

【課題を解決するための手段】

【0009】

全体で必要とされる送信パワーを最小にしなが所望のスペクトル効率を得られるように、MIMOシステムでデータ送信の送信パワーを制御する技術が本発明により提供される。複数のデータ流の事後検出SNRが最初に評価される。各データ流の送信パワーはその後、受信機でデータ流を検出するために使用される特別な受信機処理技術を考慮することにより決定される。新しい送信パワーは(1) s_{set} を超える任意のSNRに対して最大の許容されたスペクトル効率を実現するのに s_{set} が必要とされるSNRで、または(2) 特別なスペクトル効率で必要とされるターゲットSNRでまたはほぼそのSNRで、データ流の事後検出SNRを維持しようと試みる。

30

【0010】

特別な実施形態では、無線の多チャンネル(例えばMIMO)通信システムで複数のデータ流の送信パワーを制御する方法が与えられる。最初に、複数の受信されたシンボル流は複数の検出されたデータ流を与えるために特定の受信機処理技術(例えば以下説明するように、CCMI、CCMI-SC、MMSE、MMSE-SCまたは幾つかの他の技術)にしたがって処理される。検出されたデータ流の事後検出SNRが評価され、設定点を超える各SNRが識別される。この設定点は最大の許容されたスペクトル効率(例えばシステムによりサポートされる最大のデータレート)を実現するのに必要なSNRまたは特定化されたスペクトル効率(例えば特別なデータレート)を実現するのに必要なターゲットSNRに対応する。設定点を超過する事後検出SNRに関連する各検出されたデータ流に対する新しい(または調節された)送信パワーが決定され、データ流に対して使用される。

40

【0011】

データ流の事後検出SNRはデータ流を検出するために受信機で使用される特別な受信機処理技術に依存している。さらに、検出されたデータ流における送信パワーと事後検出SNR間の関係は相関されるか相関されない。異なる特性を有する受信機処理技術の異なるクラスにおいて異なるパワー制御方式がここで与えられる。(CCMIおよびCCMI

50

- S C技術を含む)第1のクラスでは、検出されたデータ流は受信機処理により減結合され、1つのデータ流の送信パワーの変更は他のデータ流の事後検出S N Rに影響しない。各検出されたデータ流に対する送信パワーはその後、他のデータ流の送信パワーにかわりなく決定される。(M M S EおよびM M S E - S C技術を含む)第2のクラスでは、所定のデータ流の事後検出S N Rは他のデータ流の送信パワーに結合され、1つのデータ流の送信パワーの変化は他のデータ流の事後検出S N Rに影響する。データ流の送信パワーはその後、この相互依存を考慮に入れた方法で決定され、パワー調節は所望される結果を実現するのに必要な回数だけ反復されることができる。

【0012】

本発明の種々の特徴および実施形態をさらに以下説明する。本発明は以下さらに説明するように、本発明の種々の特徴、実施形態、特性を実行する方法、プロセッサ、受信装置、送信装置、端末、基地局、システム、その他の装置および素子をさらに提供する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

本発明の特徴、特性、利点は図面を伴って以下説明する詳細な説明からさらに明白にあるであろう。同一の参照符号は全体を通して対応して識別される。

データ送信の送信パワーを制御するためのここで説明する技術は種々の多チャンネル通信システムで使用される。このような多チャンネル通信システムは、多入力、多出力(M I M O)通信システム、直交周波数分割多重化(O F D M)通信システム、O F D Mを使用するM I M Oシステム(即ちM I M O - O F D Mシステム)およびその他を含んでいる。多チャンネル通信システムはまたコード分割多元アクセス(C D M A)、時分割多重アクセス(T D M A)、周波数分割多元アクセス(F D M A)、または幾つかの他の多元アクセス技術を実行する。多元アクセス通信システムは複数の端末(即ちユーザ)との同時通信をサポートできる。明白にするため、本発明の種々の特徴および実施形態を多アンテナ無線通信システムのようなM I M Oシステムで特別に説明する。

【0014】

図1は、M I M Oシステム100の送信機システム110および受信機システム150の1実施形態のブロック図である。

【0015】

送信機システム110で、複数のデータ流のトラフィックデータはデータソース112から送信(T X)データプロセッサ114へ与えられる。各データ流は単一の送信チャンネルまたは送信チャンネルのグループで送信される。T Xデータプロセッサ114はコード化されたデータを提供するためにそのデータ流で選択された特定のコード化方式に基づいて各データ流のトラフィックデータをフォーマットし、コード化し、インターリーブする。全てのデータ流のコード化されたトラフィックデータは(例えば時分割マルチプレクス(T D M)またはコード分割マルチプレクス(C D M)を使用して)データ送信に使用される送信チャンネルの全てまたはサブセットでパイロットデータで多重化される。パイロットデータは典型的に既知の方法で処理される既知のデータパターンである。各データ流の多重化されたパイロットおよびコード化トラフィックデータはその後、変調シンボルを与えるためにそのデータ流に対して選択された特定の変調方式(例えばB P S K、Q S P K、M - P S KまたはM - Q A M)に基づいて変調(即ちシンボルマップ)される。各データ流のデータレート、コード化、インターリーブ、変調は制御装置130により行われる制御により決定される。

【0016】

全データ流の変調シンボルはその後、T X M I M Oプロセッサ120へ与えられる。1実施形態では、T X M I M Oプロセッサ120はそのデータ流で使用される送信パワーの量に基づいて決定されたそれぞれの加重により各データ流の変調シンボルをスケールする。T X M I M Oプロセッサ120はその後、スケールされた変調シンボルを N_T 個(まで)の送信シンボル流にデマルチプレクスし、各 N_T 個(まで)の送信アンテナの1つの送信シンボル流はデータ送信に使用される。 N_T 個(まで)の送信シンボル流はその後、送

10

20

30

40

50

信機 (T M T R) 122a乃至122tに与えられる。

【 0 0 1 7 】

選択された送信アンテナの各送信機122はそれぞれの送信シンボル流を受信し、処理する。OFDMシステムでは、各送信機はOFDMシンボルを形成するために例えば逆フーリエ変換を使用して)スケールされた変調シンボルを変換し、さらに対応する送信シンボルを形成するために各OFDMシンボルに巡回接頭辞を添付する。各送信機はシンボル流を1以上のアナログ信号へ変換し、さらにMIMOチャンネルで送信するのに適した変調された信号を発生するためにアナログ信号を調整する(例えば増幅、濾波、直角変調する)。送信機122a乃至122tの N_T 個までの変調された信号はその後、それぞれ N_T 個までのアンテナ124a乃至124tから送信される。

10

【 0 0 1 8 】

受信機システム150で、送信され変調された信号は N_R 個のアンテナ152a乃至152rにより受信され、各アンテナ152からの受信された信号はそれぞれの受信機(RCVR)154へ与えられる。各受信機154は受信された信号を調整(例えば濾波、増幅、下方変換)し、それぞれのサンプル流を出力するために調整された信号をデジタル化する。各サンプル流はさらに、対応する受信されたシンボル流を得るために処理(例えば回復されたパイロットで復調)される。

【 0 0 1 9 】

RX MIMO/データプロセッサ160はその後、 N_S 個の“検出された”データ流を与えるために N_R 個のシンボル流を受信し処理する。RX MIMO/データプロセッサ160は任意の数の空間的および空間-時間的受信機処理技術を使用して、 N_R 個の受信されたシンボルで空間的または空間-時間的処理を行い、そのうちの幾つかの技術を以下詳細に説明する。各検出されたデータ流はそのデータ流で送信された変調シンボルの評価であるシンボルを含んでいる。RX MIMO/データプロセッサ160はその後、データ流のトラフィックデータを回復するために各検出されたデータ流を復調し、デインターリーブし、復号する。RX MIMO/データプロセッサ160による処理は送信機システム110のTX MIMOプロセッサ120とTXデータプロセッサ114により行われる処理に対して相補型である。

20

【 0 0 2 0 】

RX MIMOプロセッサ160はさらにデータ流の信号対雑音および干渉比(SNR)の評価値と、恐らく他のチャンネル特性を得て、これらの量を制御装置170へ提供する。RX MIMO/データプロセッサ160はまた各受信されたフレームまたはパケットの状態、復号された結果を示す1以上の他の性能計量と、恐らく他の情報も提供する。制御装置170はチャンネル状態情報(CSI)を集め、これはRX MIMO/データプロセッサ160から受信された全てまたは幾つかの情報を含んでいる。CSIはその後、TXデータプロセッサ178により処理され、変調器180により変調され、送信機154a乃至154rにより調整され、送信機システム110へ返送される。

30

【 0 0 2 1 】

送信機システム110で、受信機システム150からの変調された信号は、受信機システムにより報告されたCSIを回復するため、アンテナ124により受信され、受信機122により調整され、復調器140により復調され、RXデータプロセッサ142により処理される。CSIはその後、制御装置130へ与えられ、TXデータプロセッサ114とTX MIMOプロセッサ120の種々の制御命令を発生するために使用される。

40

【 0 0 2 2 】

制御装置130および170はそれぞれ送信機および受信機システムの動作を命令する。メモリ132と172はそれぞれ制御装置130と170により使用されるプログラムコードおよびデータの記憶を行う。

【 0 0 2 3 】

データ送信のため多数(N_T 個)の送信アンテナと多数(N_R 個)の受信アンテナを使用するMIMOシステムでは、 N_T 個の送信アンテナと N_R 個の受信アンテナにより形成

50

されるMIMOチャンネルは N_S 個の独立したチャンネルに分解され、 $N_S = \min\{N_T, N_R\}$ である。各 N_S 個の独立したチャンネルはまたMIMOチャンネルの空間的サブチャンネル(または送信チャンネル)と呼ばれる。空間的サブチャンネル数はMIMOチャンネルの固有モード数により決定され、これは N_T 個の送信アンテナおよび N_R 個の受信アンテナの間の応答を示すチャンネル応答マトリックス \underline{H} にしたがっている。チャンネル応答マトリックスの元素 \underline{H} は独立したガウスのランダム変数 $\{h_{j,i}\}$ から構成され、それぞれ i 番目の送信アンテナと j 番目の受信アンテナとの間の結合(即ち複素数利得)を示す。

【0024】

通常、各データ流は1または多数の送信アンテナから送信される。しかしながら、簡単にするために以下の説明の多くは1つのデータ流が各送信アンテナから送信されることを仮定する。各空間的なサブチャンネルは1つのデータ流をサポートする。簡明にするために、空間的なサブチャンネル数は送信アンテナおよび受信アンテナの数に等しいと仮定する(即ち、 $N_S = N_T = N_R$)。

【0025】

MIMOシステムのモデルは次式により表される。

$$\underline{y} = \underline{H} \underline{A} \underline{x} + \underline{n} \quad \text{式(1)}$$

ここで、

\underline{y} は受信ベクトルであり、即ち $\underline{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N_R}]$ であり、 $\{y_j\}$ は j 番目の受信アンテナおよび $j \in \{1, \dots, N_R\}$ で受信されたエントリであり、

\underline{x} は送信されたベクトルであり、即ち $\underline{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_T}]$ であり、 $\{x_j\}$ は i 番目の送信アンテナおよび $i \in \{1, \dots, N_T\}$ から送信されたエントリであり、

\underline{H} はMIMOチャンネルのチャンネル応答マトリックスであり、

\underline{A} はデータ流の振幅の直交マトリックス $\{A_i\}$ であり、

\underline{n} は0の平均ベクトルと $\underline{\underline{n}} = \sigma^2 \underline{I}$ の共分散マトリックスを有する付加的な白色ガウス雑音(AWGN)であり、ここで0は0のベクトルであり、 \underline{I} は対角線に沿った1を有し、他は0であるアイデンティティマトリックスであり、 σ^2 は雑音の変数であり、

$[\cdot]^T$ は $[\cdot]$ の転位を示している。

【0026】

直交マトリックス \underline{A} は次式のように表される。

【数1】

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & A_2 & \Lambda & 0 \\ M & M & O & M \\ 0 & 0 & \Lambda & A_{N_T} \end{bmatrix}$$

式(2)

【0027】

ここで A_i は i 番目の送信アンテナから送信されたデータ流 x_i の振幅を表している。データ流 x_i の振幅 A_i と送信パワー P_i は $P_i = A_i^2$ により関連される。

【0028】

MIMOシステムのモデルは以下のようにさらにコンパクトな形態で表される。

【0029】

$$\underline{y} = \underline{C} \underline{x} + \underline{n} \quad \text{式(3)}$$

ここで、複素数チャンネルマトリックス \underline{C} は $\underline{C} = \underline{H} \underline{A}$ として規定される。

【0030】

簡単にするために、MIMOチャンネルは平坦フェーディングの狭帯域チャンネルであると仮定される。この場合、チャンネル応答マトリックスの要素 H はスカラーであり、各送信-受信アンテナ対間の結合 $h_{j,i}$ は単一のスカラー値により表されることができ、しかしながら、ここで説明するパワー制御技術もまた異なる周波数で異なるチャンネル利得を有する周波数選択チャンネルに対して使用される。このような周波数選択チャンネルでは、動作帯域幅は(等しいまたは等しくない幅の)多数の周波数帯域数に分割され、それによって各帯域は平坦フェーディングチャンネルとして考慮される。個々の帯域の応答特性はその後パワー制御の実行において考慮される。

【0031】

伝播環境での散乱により、 N_T 送信アンテナから送信される N_S のデータ流は受信機で相互に干渉する。特に1つの送信アンテナから送信される所定のデータ流は異なる振幅と位相で全ての N_R 個の受信アンテナにより受信される。各受信された信号はその後、各 N_T 個の送信されたデータ流からのコンポーネントを含んでいる。 N_R 個の受信された信号は集合的に全ての N_T 個の送信されたデータ流を含むが、これらのデータ流は受信された信号間で分散される。

10

【0032】

種々の処理技術が干渉の効果を緩和するために送信機と受信機で使用される。これらの処理技術は利用可能なCSIおよびMIMOチャンネルの特性に依存している。

【0033】

送信機と受信機の処理は利用可能なCSIにしたがっており、これは“フルCSI”または“部分的なCSI”のいずれかとしてカテゴリ化されることができ、フルCSIは($N_R \times N_T$)MIMOマトリックスの各送信-受信アンテナ対間の伝播路のシステム帯域幅全体を通じて十分な特徴化(例えば振幅および位相)を含んでいる。フルCSIは多数のシステムで利用可能または実用的ではない。部分的なCSIは例えば送信チャンネルのSNRを含んでいてもよい。

20

【0034】

部分的なCSIを使用するMIMOシステムでは、送信機で、各データ流は実現可能なSNRに基づいて選択された特定のコード化および変調方式にしたがってコード化され、変調される。部分的なCSIシステムでは、1つのデータ流は書くアンテナで送信され、各データ流の送信パワーもまたSNRと選択されたコード化および変調方式に基づいて調節されることができ、

30

【0035】

受信機で、種々の受信機処理技術が送信されたデータ流を再生するために受信された信号の処理に使用される。これらの受信機処理技術は以下の2つの主要なカテゴリにグループ化される。

- ・(等価技術とも呼ばれる)空間的および空間-時間的受信機処理技術と、
- ・(“連続的な干渉消去”または“連続的な消去”受信機処理技術とも呼ばれる)“連続的なゼロ化/等化および干渉消去”受信機処理技術。

【0036】

通常、空間的および空間-時間的受信機処理技術は送信されたデータ流を受信機で分離しようとする。各送信されたデータ流はチャンネル応答の評価に基づいて、 N_R 個の受信された信号に含まれる送信されたデータ流の種々のコンポーネントを結合し、他のデータ流のコンポーネントによる干渉を除去(または消去)することによって“検出”される。これらの受信機処理技術は(1)他のデータ流から干渉がないように受信されたデータ流の相関をなくし、または(2)他のデータ流からの雑音および干渉が存在する場合、各データ流のSNRを最大にしようとする。各検出されたデータ流はその後、データ流のトラックデータを再生するためさらに処理(例えば復調、デインターリーブ、復号)される。

40

【0037】

連続的な消去受信機処理技術は、空間的または空間-時間的受信機処理技術を使用して

50

一度に一つ送信されたデータ流を再生しようとし、各再生されたデータ流による干渉を消去しようとし、それによって後に再生されたデータ流は少ない干渉を経験し、高いSNRを実現できる。各再生されたデータ流による干渉が正確に評価され消去されたならば、連続的な消去受信機処理技術が使用され、これはデータ流のエラーのない再生を要求する。連続的な消去受信機処理技術は通常、空間的/空間-時間的受信機処理技術よりも優れている。

【0038】

使用される特別な受信機処理技術は典型的にMIMOチャネルの特性に基づいており、これは非分散性または分散性として特徴付けされる。非分散性のMIMOチャネルは平坦フェーディング(即ちシステムの帯域幅にわたってほぼ等しい量の減衰)を経験し、分散性のMIMOチャネルは周波数選択性フェーディング(例えばシステムの帯域幅にわたって異なる量の減衰)を経験する。

10

【0039】

非分散性のMIMOチャネルでは、空間的受信機処理技術は検出されたデータ流を与えるために受信された信号の処理に使用されることができる。これらの空間的受信機処理技術はチャンネル相関マトリクス反転(CCM I)技術と最小平均二乗誤差(MMSE)技術を含んでいる。他の空間的受信機処理技術も使用されることができ、本発明の技術的範囲内である。

【0040】

分散性のMIMOチャネルでは、チャンネルの時間分散はシンボル間干渉(ISI)を導入する。性能を改良するため、特定の送信されたデータ流を再生しようとする受信機は他の送信されたデータ流からの干渉(または“クロストーク”)と、全てのデータ流からのISIとの両者を緩和することを必要とする。クロストークとISIとの両者を解決するために、空間-時間的受信機処理技術は検出されたデータ流を提供するように受信された信号を処理するために使用される。これらの空間-時間受信機処理技術はMMSE線形等化装置(MMSE-LE)、決定フィードバック等化装置(DFE)、最大確率のシーケンス評価装置(MLSE)等を含んでいる。

20

【0041】

明白にするため、パワー制御技術をそれぞれ連続的な消去を有するか有しないCCM IおよびMMSE技術に対して特別に説明する。パワー制御技術は同様に他の受信機の処理技術に応用され、これは本発明の技術的範囲内に含まれる。

30

【0042】

[パワー制御]

N_T の送信アンテナおよび N_R の受信アンテナを有するMIMOシステムでは、 H がフルランクマトリクスであるとき、分解可能なデータ流の数は $N_S = \min\{N_T, N_R\}$ である。データ流の組は D では $\{x_1, x_2, \dots, x_{N_S}\}$ または $\{x_i\}$ として表され、 $D = \{1, \dots, N_S\}$ である。各データ流は受信機での空間的または空間-時間的受信機処理後、特定の“事後検出”SNR p_{ost} と関連される。データ流 x_i の事後検出SNRは次式のように表される。

【0043】

$$D \text{ では、 } p_{ost}(i) = P_i / I_i \quad \text{式(4)}$$

ここで P_i はデータ流 x_i の送信パワーを表し(即ち $P_i = |x_i|^2$)、 I_i は(例えば他のデータ流からの)データ流 x_i により受けた雑音および干渉を表している。事後検出SNRはMIMOチャネルの特性にしたがっており、異なるデータ流に対しては異なっている。連続的な消去受信機処理技術が使用されるならば、事後検出SNRもまた以下説明するように、データ流が受信機で検出される特定の順序にしたがって異なっている。

40

【0044】

各データ流の事後検出SNRはMIMOシステムの全体的なスペクトル効率に貢献する。与えられたデータ流のスペクトル効率は事後検出SNRにおいて特に単調に増加する関数に基づいて規定される。スペクトル効率に使用される1つの関数は容量関数である。こ

50

の場合、データ流 x_i のスペクトル効率 ρ_i は i Dでは、次式のように表され、典型的に1ヘルツ当たり1秒当たり単位ビット (bps/Hz) で与えられる。

$$\rho_i = \log_2 (1 + \text{post}(i)) \quad \text{式(5)}$$

MIMOシステムの総スペクトル効率 ρ_{tot} は N_s 個の並列単入力単出力 (SISO) の非干渉チャンネルを有するシステムの総スペクトル効率に等しく、以下のように表される。

【数2】

$$\rho_{tot} = \sum_{i=1}^{N_s} \rho_i \quad \text{式(6)}$$

10

【0045】

図2はスペクトル効率対事後検出SNRの2つの曲線を示している。曲線212は式(5)に基づいて計算したときSNRと共に対数的に増加しているスペクトル効率を示しており、これはSNRの増加がスペクトル効率の対応する増加を招くことを仮定している。しかしながら、実際の通信システムでは、スペクトル効率に上限があり、これは例えば任意の所定のデータ流に対するシステムによりサポートされる最大のデータレートにより説明される。曲線214は低いSNRで対数的に増加し、スペクトル効率の上限である ρ_{set} で飽和するスペクトル効率を示している。飽和はSNRの増加がもはやスペクトル効率の増加を押しやらないときに生じる。スペクトル効率が飽和するSNRは ρ_{set} として示される(即ち $\rho_{set} = \rho_{set}$)。

20

【0046】

典型的なシステムでは、各送信アンテナにはパワーの限度がある。幾つかのシステムでは、全ての N_T 送信アンテナで使用するのに利用可能な総送信パワー P_{tot} はアンテナ当りのパワー限度が超過されない限り、最初に幾つかの方法でデータ流に割当てられる。例えば、各 N_T 個の送信アンテナのパワー限度が P_{tot} / N_T であり、1つのデータ流が各アンテナから送信されるならば、全送信パワーは均一に分配され、それによって各 N_T 個の送信アンテナは最初に P_{tot} / N_T を割当てられ、それ故各データ流もまた P_{tot} / N_T を割当てられる。これはこれらのアンテナの幾つかだけがデータ送信に使用される場合であっても真である。この場合、 $N_s < N_T$ であるならば、各送信アンテナはせいぜい P_{tot} / N_T を割当てられ、各データ流はまた P_{tot} / N_T のパワーで送信される。この状態では、データ流の数が送信アンテナ数よりも少ないとき、送信機で使用される全パワーは P_{tot} よりも少なく、 $N_s \cdot P_{tot} / N_T$ に等しい。

30

【0047】

i Dにおけるデータ流と雑音変数 2 に対して使用される送信パワー P_i に基づいて、幾つかのデータ流の事後検出SNRは ρ_{set} よりも高い。 ρ_{set} を超える事後検出SNRがフレームエラーレート(FER)を低くするが、システムは既にターゲットFERまたは低いFERで動作しているので、このタイプの性能の改良は典型的に実質的なものではない。この場合、 ρ_{set} よりも高いSNRで生じる過剰な送信パワーは効率的に使用されず、また他のデータ流に対して付加的な干渉を生じさせる。 ρ_{set} よりも高い事後検出SNRを有する各データ流に対して使用される送信パワーはしたがって新しい事後検出SNRが ρ_{set} であるかまたはほぼ ρ_{set} であるように減少される。

40

【0048】

同様に、幾つかのシステムでは、各データ流の受信機に特定のターゲットSNRが存在し、これも設定点として共通して呼ばれている。ターゲットSNRは特定のデータレートに対するターゲットFERを実現するのに必要な事後検出SNRであり、 ρ_{set} としても表されることができる。パワー制御されたMIMOシステムでは、所定のデータ流に現在使用される送信パワーが設定点とは異なる事後検出SNRを生じるならば、このデータ

50

流の送信パワーは上または下に調節され、それによって新しい事後検出SNRは設定点に近づく。設定点もまたターゲットFERを実現するために（例えば検出されたフレームエラーまたは消去に基づいて）調節される。

【0049】

種々の利点を実現されるように、MIMOシステム中のデータ流の送信パワーを制御する技術がここで与えられる。データ流の事後検出SNRが最初に評価されてもよい。各データ流の送信パワーはその後、受信機でデータ流を検出するために使用される特定の受信機処理技術を考慮することによって決定される。新しい送信パワーは（スペクトル効率の上限を有するシステムでは）飽和事後検出SNR以下、または（特定化されたスペクトル効率を有するシステムでは）設定点またはその付近の設定点に、検出されたデータ流の事後検出SNRを維持しようとする。

10

【0050】

前述したように、データ流の事後検出SNRはデータ流を検出するために受信機で使用される特定の受信機処理技術にしたがっている。さらに、検出されたデータ流に対する送信パワーと事後検出SNRとの間の関係は相関されないか、異なる受信機処理技術では相関されないことがない。異なる特性を有する異なるクラスの受信機処理技術の異なるパワー制御方式がここで与えられる。第1のクラスでは、検出されたデータ流は受信機処理により減結合され、1つのデータ流の送信パワーの変更は他のデータ流の事後検出SNRに影響しない。この第1のクラスはCCMIおよび連続的な消去を有するCCMI（即ちCCMI-SC）受信機処理技術を含んでいる。第2のクラスでは、与えられたデータ流の事後検出SNRは1以上の他のデータ流の送信パワーに結合され、1つのデータ流に対する送信パワーの変更は他のデータ流の事後検出SNRに影響する可能性がある。この第2のクラスはMMSEと連続的な消去を有するMMSE（即ちMMSE-SC）受信機処理技術を含んでいる。CCMI、CCMI-SC、MMSE、MMSE-SC受信機処理技術のパワー制御を以下さらに詳細に説明する。

20

【0051】

[CCMI受信機のパワー制御]

（非相関またはゼロフォーシング技術としても知られている）CCMI受信機処理技術は送信機でフルCSIを必要としない干渉消去技術である。CCMI技術では、送信機は各送信アンテナからの独立したデータ流を送信できる。受信機は最初に受信されたベクトル \underline{y} でチャンネル整合フィルタ動作を行い、このベクトルは受信されたシンボル流を表している。結果的なベクトル $\underline{\tilde{x}}$ は次式のように表される。

30

【数3】

$$\begin{aligned}\underline{\tilde{x}} &= \underline{C}^H \underline{y} \\ &= \underline{C}^H \underline{C} \underline{x} + \underline{C}^H \underline{n}\end{aligned}\quad \text{式(7)}$$

$\underline{\tilde{x}}$ 、 $\underline{\tilde{n}}$ はそれぞれ明細書中では \tilde{x} 、 \tilde{n} と表記する

40

【0052】

ここで $[\cdot]^H$ は $[\cdot]$ の共役転位を示している。

【0053】

複素数チャンネル相関マトリックス \underline{R} は次式のように規定される。

$$\underline{R} = \underline{C}^H \underline{C} \quad \text{式(8)}$$

式(7)は以下のように書き換えられることができる。

【数4】

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{C}^H \mathbf{n} \quad \text{式(9)}$$

【0054】

\mathbf{R} が次元 N_T の正方形マトリックスであるので、送信されたデータ流 \mathbf{x} に生じる干渉は \mathbf{R} の反転、即ち \mathbf{R}^{-1} により $\tilde{\mathbf{x}}$ を乗算することによって消去され、次式が得られる。

【数5】

10

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \mathbf{R}^{-1} \tilde{\mathbf{x}} \\ &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad \text{式(10)}$$

$\hat{\mathbf{x}}$ 、 \hat{P}_i は明細書中ではそれぞれ $\hat{\mathbf{x}}$ 、 \hat{P}_i と表記する

20

【0055】

ベクトル $\hat{\mathbf{x}}$ は検出されたデータ流を表しており、送信されたデータ流の評価である。共分散マトリックス $\tilde{\mathbf{n}}$ は次式のように表される。

【数6】

$$\tilde{\mathbf{\Lambda}}_n = (\mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}^H) \mathbf{\Lambda}_n (\mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}^H)^H = \mathbf{R}^{-1} \sigma^2 \quad \text{式(11)}$$

30

【0056】

\mathbf{R}^{-1} の構造のために、CCMI技術は雑音を増幅する可能性がある。

【0057】

CCMI技術に対しては、データ流 x_i の事後検出SNRは次式のように表される。

【数7】

$\forall i \in D$ において、

$$\gamma_{ccmi}(i) = \frac{P_i}{r_{ii} \sigma^2} \quad \text{式(12)}$$

40

r_{ii} はそれぞれ明細書中では r_{ii} と表記する

【0058】

ここで P_i はデータ流 x_i の送信パワーであり、 σ^2 は受信機の雑音パワーであり、 r_{ii} は \mathbf{R}^{-1} の i 番目の直交エレメントである。式(12)の分母には干渉の項がないことが注目される。これはデータ流がCCMI処理により相関を除かれ、したがって相互に干渉しない結果となる。

50

【 0 0 5 9 】

CCMI受信機処理技術は、2001年11月6日出願の米国特許出願第09/993,087号明細書（発明の名称“Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System”）、および2001年5月11日出願の米国特許出願第09/854,235号明細書（発明の名称“Method and Apparatus for Processing Data in a Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System Utilizing Channel State Information”）、および2001年3月23日出願と2001年9月18日出願の米国特許出願第09/826,481号明細書と第09/956,449号明細書（発明の名称“Method and Apparatus for Utilizing Channel State Information in a Wireless Communication System”）にさらに詳細に説明されている。これらの出願は全て本発明の出願人に譲渡され、ここで参考文献とされている。

10

【 0 0 6 0 】

パワー制御の重要な目標は最高の可能なスペクトル効率を得るための最小量の送信パワーを使用することである。CCMI受信機処理は検出されたデータ流の1組の事後検出SNRを与える。前述したように、与えられたデータ流のスペクトル効率に上限が存在する。このスペクトル効率 γ_{set} はSNR γ_{set} に対応する。任意の与えられたデータ流の事後検出SNRが γ_{set} よりも大きいならば、そのデータ流の送信パワーはスペクトル効率に影響せずに送信パワーを減少するように調節されることができる。

【 0 0 6 1 】

図3はCCMI受信機の1組の事後検出SNRを実現するために送信パワーを調節するためのプロセス300のフロー図である。プロセス300はスペクトル効率を最大にする1組の事後検出SNRを得るために必要な最小の総送信パワーを決定する。最初に、データ流数を示すために使用される変数 i は1に初期化される（即ち $i = 1$ ）（ステップ312）。その組の各事後検出SNRはその後検査され、対応するデータ流で使用される新しい送信パワー \hat{P}_i は決定されステップ314で開始する。

20

【 0 0 6 2 】

各データ流では、最初に事後検出SNR $\gamma_{post}(i)$ が γ_{set} よりも大きいか否かの決定を行う（ステップ314）。（図面では、 $\gamma_{post}(i)$ はSNR (i) として示され、 $\gamma_{set}(i)$ はSNR γ_{set} として示されている。）回答がノーならば、このデータ流の送信パワーは調節されず（即ち $\hat{P}_i = P_i$ ）プロセスはステップ320へ進む。そうでなければ、 $\gamma_{post}(i) > \gamma_{set}$ ならば、 $\gamma_{post}(i) = \gamma_{set}$ を実現するデータ流 x_i の新しい送信パワー \hat{P}_i は決定される（ステップ316）。 \hat{P}_i と γ_{set} の関係は以下のように表される。

30

【 数 8 】

$$\gamma_{set} = \frac{\hat{P}_i}{r_{ii} \sigma^2} \quad \text{式 (13)}$$

40

【 0 0 6 3 】

CCMI技術で式(12)と共に式(13)を使用して、データ流 x_i で使用される新しい送信パワーは以下のように示される。

【 数 9 】

$$\hat{P}_i = \frac{\gamma_{set}}{\gamma_{post}(i)} P_i \quad \text{式 (14)}$$

50

【 0 0 6 4 】

CCMI技術では $p_{o s t}(i) = p_{c c m i}(i)$ である。式(14)で見られる簡単な関係は式(12)で示されているように、事後検出SNRと送信パワーとの線形の関係の結果である。

【 0 0 6 5 】

その組の全ての事後検出SNRが検討されているか否かの決定が行われる(ステップ320)。回答がノーであるならば、変数*i*は増加され(ステップ322)、プロセスはその組の別の事後検出SNRを評価するためにステップ314に戻る。そうでなければ、プロセスは終了する。

【 0 0 6 6 】

図3で示されているプロセスはデータ流に対して使用されるため、*i* Dに対して1組の送信パワー $\{ \hat{P}_i \}$ を生じる。この組は $s_{e t}$ を実現するように調節される送信パワーを含んでいる。

【 0 0 6 7 】

任意の初期的な事後検出SNRが $s_{e t}$ よりも大きいならば、 $s_{e t}$ へこれらの事後検出SNRを誘導する新しい送信パワー \hat{P}_i は初期的な送信パワー P_i よりも低い。節約される総パワーは以下のように決定されることができる。

【 数 1 0 】

$$\Delta P_{total} = 10 \log_{10} \left(\sum_{i=1}^{N_s} P_i \right) - 10 \log_{10} \left(\sum_{i=1}^{N_s} \hat{P}_i \right) \quad \text{式(15)}$$

【 0 0 6 8 】

新しい送信パワー \hat{P}_i は初期的な事後検出SNRが $s_{e t}$ よりも大きいか否かによって、初期的な送信パワー P_i に等しくても等しくなくてもよい。

【 0 0 6 9 】

[CCMI - SC 受信機のパワー制御]

CCMI技術は連続的な干渉消去と共に使用されることができる。CCMI - SC技術では、受信されたシンボル流は特定の検出順序に基づいて一度に1つのデータ流を再生するようCCMI空間的受信機処理を使用して処理される。各データ流が再生されるとき、それが他のまだ再生されていないデータ流に対して生じる干渉は複素数チャンネルマトリックス \underline{C} を使用して評価される。評価された干渉はその後、受信されたシンボル流から差し引かれ、または消去され、変更されたシンボル流はその後、次のデータ流を再生するために処理される。この帰納的な技術では、複素数チャンネルマトリックスは、丁度再生されたデータ流を除外するため各段で連続的に短くされ、プロセスは全てのデータ流が再生されるまで反復される。

【 0 0 7 0 】

図4は、CCMI - SC受信機処理技術のプロセス400を示すフロー図である。最初に、 N_R 個の受信された信号は N_R 個の対応する受信されたシンボル流を得るために処理される(これは受信されたベクトル \underline{y} として示される)(ステップ412)。複素数チャンネルマトリックス \underline{C} も例えばデータ送信に含まれるパイロットに基づいて評価される(ステップ412)。データ流を検出するための特別な順序も受信される(ステップ414)。この検出順序は $D = \{ d_1, d_2, \dots, d_{N_T} \}$ として表され、ここで d_k は*k*番目の段で再生されるデータ流のアイデンティティである。反復(または段)番号を示すために使用される変数*k*は第1の反復に対しても、1に初期化され(即ち $k = 1$)、変数*i*は $i = d_k$ として設定される(ステップ416)。

【 0 0 7 1 】

検出順序Dで第1のデータ流を検出するための第1の反復では、CCMI空間的受信機

処理は最初に受信されたシンボル流について行われる（ステップ422）。これは式（7）に示されているようにチャンネル整合フィルタ動作を受信されたベクトル \underline{y} について行い、その後、式（10）に示されているように結果的なベクトル \underline{x} を逆複素数チャンネル相関マトリックス \underline{R}^{-1} により予め乗算することによって実現され、 N_S 個の検出されたデータ流を出力する。1つの特別な検出されたデータ流 \hat{x}_i は受信された検出順序により決定されるように選択され、このデータ流の事後検出SNRである $post(i)$ は評価される（ステップ424）。検出されたデータ流 \hat{x}_i はデータ流の送信されたトラフィックデータを再生するためさらに処理（例えば復調、デインターリーブ、復号）される（ステップ426）。

【0072】

全てのデータ流が検出されたか否かの決定が行われる（ステップ428）。回答がイエスならば、受信機処理は終了する。そうではないならば、残りのまだ検出されていないデータ流における検出されたデータ流 \hat{x}_i による干渉が評価される（ステップ430）。干渉は、“再度変調された”シンボル流を得るため、（このデータ流の送信機で使用される同じコード化、インターリーブ、変調方式を使用して）検出されたデータ流の復号データを最初に再度符号化し、再度符号化されたデータをインターリーブし、インターリーブされたデータをシンボルマッピングすることにより評価される。再度変調されたシンボル流は N_T 個の送信アンテナの1つから先に送信された i 番目のシンボル流の評価である。再度変調されたシンボル流は、その後 k 番目の段のこのデータ流による N_R 個の干渉コンポーネントのベクトル \underline{i}^k を得るために（マトリックス C の i 番目の列であり、検出されたデータ流 \hat{x}_i に対応する）複素数チャンネルベクトル \underline{c}_i のエレメントによりコンボルブされる。

【0073】

検出されたデータ流 \hat{x}_i による評価された干渉はその後、次の反復の変更されたシンボル流を得るために受信されたシンボル流から差し引かれる（即ち $\underline{y}^{k+1} = \underline{y}^k - \underline{i}^k$ 、ここで $\underline{y}^1 = \underline{y}$ ）（ステップ432）。これらの変更されたシンボル流は検出されたデータ流 \hat{x}_i が送信されていないならば（即ち干渉消去が効率的に行われたことを想定する）受信機で得られる受信されたシンボル流を表す。

【0074】

変更された複素数チャンネルマトリックス \underline{C}_{k+1} はその後、検出されたデータ流 \hat{x}_i に対応して列 \underline{c}_i を除去することにより得られる（ステップ434）。マトリックス \underline{C}_{k+1} はしたがって第1の反復後に $N_R \times (N_T - 1)$ に減少される。変数 k はその後、次の反復でインクリメントされ（即ち $k = k + 1$ ）、変数 i は再度、 $i = d_k$ として設定される（ステップ436）。プロセスはその後、次のデータ流を回復するためステップ422へ戻る。

【0075】

図4に示されているプロセスはしたがって、残りのデータ流を回復するため変更されたシンボル流で反復される。特に、ステップ422乃至426は回復される各データ流に対して行われ、ステップ430乃至436は回復される別のデータ流が存在するならば実行される。

【0076】

第1の反復では、受信されたシンボル流はCCMI技術を使用して処理される。各その後の反復では、変更されたシンボル流（即ち干渉消去後）はCCMI技術を使用して処理される。各反復の処理は入力シンボル流の適切な置換により類似した方法で進行する。第1の反復に続く各反復で、先の反復で回復されたデータ流による干渉は消去されたものとして想定され、複素数チャンネルマトリックスのディメンションは減少される。

【0077】

CCMI-SC受信機処理技術は前述の米国特許出願第09/993,087号、第09/854,235号、第09/826,481号、第09/956,449号明細書にさらに詳細に説明されている。

【0078】

CCMI-SC技術では、データ流 \hat{x}_i の事後検出SNRは次式のように表される。

10

20

30

40

50

【数 1 1】

$\forall i \in D$ において、

$$\gamma_{ccmi-sc}(i) = \frac{P_i}{r_{ii}\sigma^2}$$

式 (16)

【0079】

ここで、 (r_{ii}) は R_k^{-1} の i 番目の対角線素子であり、受信機に与えられるマトリックス C_k と R_k^{-1} は、これらのマトリックスがデータ流が検出されるときに変化し、これらが他のデータ流に対して起こす干渉が除去されるので、検出プロセスの各段階において再度決定される。

【0080】

式 (5) に示されているように、スループットが事後検出 SNR の単調に増加する関数であるとき、データ流が受信機で回復される順序は使用される受信機のタイプにしたがって、総スペクトル効率に影響することもあり、影響しないこともある。CCMI-SC 受信機では、検出順序の変更は全体のスペクトル効率に影響する。

【0081】

異なる検出順序が CCMI-SC 受信機の異なるスペクトル効率と関連されるので、複数の検出順序が、評価された中で最良のスペクトル効率を提供する特定の検出を決定するために評価される。徹底的なサーチも最高の可能なスペクトル効率を実現する特別な検出順序を得るために全ての可能な検出順序にわたって行われる。どの場合にも、送信パワーは最良のスペクトル効率を有する検出順序に対して必要な事後検出 SNR を実現するように調節される。

【0082】

図 5 は、CCMI-SC 受信機の全ての必要な送信パワーを最小にしながらスペクトル効率を最大にするためのプロセス 500 のフロー図である。最初に、評価される検出順序のリストが決定される (ステップ 512)。1 実施形態では、全ての可能な検出順序が評価される。この場合、 N_s 個のデータ流を有するシステムに対して、 N_s 個の階乗 ($N_s!$) の可能な検出順序が存在する。全ての評価された検出順序により実現される最大のスペクトル効率を示すために使用される変数はゼロに初期化され (即ち $m_{max} = 0$) (ステップ 514)、反復数を示すために使用される変数 n は第 1 の反復で 1 (即ち $n = 1$) に初期化される (ステップ 516)。第 1 の検出順序はその後、評価され、ステップ 520 で開始する。

【0083】

評価される現在の検出順序 D_n に対して、受信されたシンボル流は、CCMI-SC 技術を使用してその決定順序に基づいて最初に処理され、それによって検出されたデータ流の 1 組の事後検出 SNR を獲得する (ステップ 520)。ステップ 520 は図 4 に示されているプロセスを使用して実行される。 s_{set} よりも大きいセットの各事後検出 SNR では、事後検出 SNR はそれを s_{set} に設定することにより調節される (即ち $p_{post}(i) = s_{set}$) (ステップ 522)。現在の検出順序の全ての検出されたデータ流に対する総スペクトル効率 η_n はその後、式 (5) と (6) に示されているように、調節された事後検出 SNR に基づいて決定される。

【0084】

現在の検出順序でスペクトル効率 η_n がこれまで得られた最良のスペクトル効率よりも高いか否かの決定が行われる (ステップ 526)。回答がノーであるならば、プロセスはステップ 530 へ進む。そうでなければ、現在の検出順序のスペクトル効率は新しい最良のスペクトル効率 (即ち $m_{max} = n$) として保存され、この検出順序の 1 組の事後検出 S

10

20

30

40

50

NRも保存される(ステップ528)。

【0085】

リスト中の全ての検出順序が評価されるか否かの決定が行われる(ステップ530)。回答がノーならば、変数nは次の反復に対してインクリメントされ(即ち $n = n + 1$) (ステップ532)、次の検出順序を評価するためにプロセスはステップ520へ戻る。そうでなく、全ての検出順序が評価されるならば、最良のスペクトル効率に対応する事後検出SNRを実現するために必要とされる送信パワーが決定される(ステップ534)。ステップ534は図3に示されているように行われる。プロセスはその後終了する。

【0086】

CCMI-SC技術では、 $N_s = 2$ のとき、小さい事後検出SNRを有するデータ流が最初に回復され、最高の事後検出SNRを有するデータ流が最後に回復されるとき最高のスペクトル効率が生じる。 $N_s > 2$ では、最小対最大の $post$ 検出順序の最適さはデータ流の数 N_s が増加すると共に減少される。

【0087】

図5に示されているプロセスにより決定されたとき全ての評価された検出順序で得られる最大のスペクトル効率 max は、最初の事後検出SNRが set を超えている検出されたデータ流に対して $post = set$ の調節された事後検出SNRを使用する。

max に対応する1組の調節された事後検出SNRを実現する送信パワーがその後決定される。検出されたデータ流はCCMI-SC受信機の出力で減結合されるので、1つのデータ流の送信パワーの変更は任意の他のデータ流の事後検出SNRに影響しない。したがって set の調節された事後検出SNRを実現する送信パワーの決定は最初の事後検出SNRが set を超えている各データ流に対して独立して行われることができる。

【0088】

図3に示されているプロセスは最大のスペクトル効率 max に対応する1組の調節された事後検出SNRを得るために必要とされる送信パワーを決定するために使用される。

set よりも大きい1組の最初の事後検出SNRのそれぞれに対して、 $post(i) = set$ を実現するためデータ流で使用される新しい送信パワー \hat{P}_i は以下のように表される。

【数12】

$$\hat{P}_i = \frac{\gamma_{set}}{\gamma_{post}(i)} P_i$$

式(17)

【0089】

ここで、CCMI-SC技術では、 $post(i) = ccmi-sc(i)$ である。

【0090】

図3のパワー調節の結果は i Dにおける1組の送信パワー $\{\hat{P}_i\}$ である。この組は set を実現するために調節されている送信パワーを含んでいる。新しい送信パワーで節約された総パワーは式(15)に基づいて決定される。

【0091】

[MMSE受信機のパワー制御]

MMSE空間的受信機処理技術では、送信機はまた各送信アンテナから独立したデータ流を送信できる。受信機は送信ベクトル \underline{x} のバイアスされていないMMSE評価値 $\hat{\underline{x}}$ を得るために2つのマトリックス \underline{M} と \underline{D}_v^{-1} により受信されたベクトル \underline{y} の乗算を行う。バイアスされていないMMSE評価は次式のように表される。

10

20

30

40

【数 1 3】

$$\hat{\underline{x}} = \underline{D}_v^{-1} \underline{M} \underline{y}, \quad \text{式 (18)}$$

ここで

$$\underline{y} = \underline{x} + \underline{n};$$

$$\underline{M} = \underline{C}^T (\underline{C} \underline{C}^T + \underline{\Lambda}_n)^{-1}; \text{ and}$$

$$\underline{D}_v^{-1} = \text{diag} (1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_T N_T})$$

10

【0092】

ここで、 $v_{i i}$ はマトリックス \underline{V} の対角線エレメントであり、これは次式のように規定される。

$$\underline{V} = \underline{M} \underline{C} \quad \text{式 (19)}$$

マトリックス \underline{M} は M M S E 評価値 $\hat{\underline{x}}$ と送信されたベクトル \underline{x} との間の平均 2 乗誤差が最小にされるように選択される。マトリックス \underline{D}_v^{-1} は $\hat{\underline{x}}$ がバイアスされていない評価値 \underline{x} であることを確実にするために使用される。

20

【0093】

M M S E 技術では、データ流 x_i の事後検出 S N R は次式のように表される。

$$i \text{ D において、 } m m s e (i) = (v_{i i} / (1 - v_{i i})) P_i \quad \text{式 (20)}$$

ここで P_i はデータ流 x_i の送信パワーであり、 $v_{i i}$ はマトリックス \underline{V} の i 番目の対角線エレメントである。式 (20) は以下のように書き換えられる。

$$m m s e (i) = P_i / i \quad \text{式 (21)}$$

ここで、 $i = (1 - v_{i i}) / v_{i i}$ である。式 (20) と (21) で、データ流 x_i に対する事後検出 S N R はデータ流 x_i の送信パワー P_i の線形関数であることが認められる。

30

【0094】

M M S E 受信機処理技術は前述の米国特許出願第09/993,087号、第09/854,235号、第09/826,481号、第09/956,449号明細書にさらに詳細に説明されている。

【0095】

パワー制御はまた送信パワーを最小にしながらスペクトル効率を最大にするために M M S E 受信機に対して使用される。M M S E 処理は検出されたデータ流で 1 組の事後検出 S N R を提供する。任意の与えられたデータ流の事後検出 S N R が $s e t$ よりも大きいならば、データ流の送信パワーはスペクトル効率に影響せずに送信パワーを減少するように調節される。

40

【0096】

M M S E 技術の 1 つの特性は送信されたデータ流の相関が解除されないことである。したがって 1 つのデータ流の事後検出 S N R は他のデータ流の送信パワーの関数である。M M S E 技術はデータ流との相関が解除されないので、1 つのデータ流の送信パワーの変化は全ての他のデータ流の事後検出 S N R に影響する潜在性を有している。M M S E 受信機のパワー制御はその後、所望の結果を得るため反復的に行われてもよい。

【0097】

図 6 は、M M S E 受信機の 1 組の事後検出 S N R を実現するために送信パワーを調節するプロセス 600 のフロー図である。プロセス 600 は M M S E 受信機のスペクトル効率を最大

50

にする1組の事後検出SNRを得るために必要とされている最小の総送信パワーを決定する。最初に、MMSE空間受信機処理は検出されたデータ流に対する1組の事後検出SNRを得るために受信されたシンボル流について行われる(ステップ608)。パワー調節を反復するか否かを示すために使用される変数反復は“ノー”に設定され(ステップ610)、データ流番号を示すために使用される変数*i*は1に初期化される(即ち*i* = 1)(ステップ612)。セット中の各事後検出SNRはその後試験され、対応するデータ流で使用されるための新しい送信パワー \hat{P}_i は決定されステップ614で開始する。

【0098】

各データ流に対して、最初に、事後検出SNR $\gamma_{post}(i)$ が γ_{set} よりも大きい
 いか否かの決定が行われる(ステップ614)。代わりに、パワー調節は $\gamma_{post}(i)$ 10
 が $\gamma_{set} + \text{幾つかのデルタ}$ よりも大きい場合(即ち $\gamma_{post}(i) > (\gamma_{set} + \text{幾つかのデルタ})$)のみ行われてもよい。回答がノーであるならば、このデータ流の送信パワーは調節
 されず(即ち $\hat{P}_i = P_i$)、プロセスはステップ620へ進む。そうでなければ、
 $\gamma_{post}(i) = \gamma_{set}$ を実現する新しい送信パワー \hat{P}_i が決定される(ステップ616)
 。 \hat{P}_i と γ_{set} の関係は次式のように表される。

【数14】

$$\gamma_{set} = \frac{\hat{P}_i}{\alpha_i}$$

式(22)

20

【0099】

MMSE技術に対して式(21)と共に式(22)を使用して、データ流 x_i で使用される送信パワーは次式のように表される。

【数15】

$$\hat{P}_i = \frac{\gamma_{set}}{\gamma_{post}(i)} P_i$$

式(23)

30

【0100】

ここでMMSE受信機では、 $\gamma_{post}(i) = \gamma_{mmse}(i)$ である。

データ流 x_i の送信パワーの減少は γ_{set} よりも高い幾つかの他のデータ流の事後検出SNRを増加するので、変数反復は“イエス”に設定される(ステップ618)。任意のデータ流の送信パワーが現在の反復で減少されるならば、これはその後、その組を通して
 1つのその後の反復により、1組の調節された事後検出SNRの再評価を生じる。 40

【0101】

その組の全ての事後検出SNRが検討されたか否かの決定が行われる(ステップ620)。回答がノーであるならば、変数*i*はインクリメントされ(ステップ622)、プロセスはその組の別の事後検出SNRを評価するためにステップ614へ戻る。

【0102】

そうではなく、その組の全てのSNRが検討されているならば、反復が“イエス”に設定されたか否かの決定が行われる(ステップ624)。回答がノーであり、送信パワーが最後の反復で任意のデータ流において調節されていないことを示すならば、プロセスは終了する。そうでなければプロセスは事後検出SNRの組を通して別の反復をおこなうために 50

ステップ608へ戻る。

【0103】

恐らくデータ流の送信パワーを再調節するための各その後の反復に対して、従来の反復で決定された送信パワー $\{ \hat{P}_i \}$ は i DにおいてMMSE処理で使用される。特に、データ流の i Dにおける新しい振幅は新しい複素数チャンネルマトリックス \underline{C} を得るために i Dにおいて新しい送信パワー $\{ \hat{P}_i \}$ に基づいて最初に決定される。マトリックス \underline{M} と \underline{D}_v^{-1} はその後、式(18)に示されているように、新しい複素数チャンネルマトリックスに基づいて更新される。更新されたマトリックス \underline{M} と \underline{D}_v^{-1} はその後、ステップ608で受信されたシンボル流のMMSE処理のために使用される。

【0104】

図6に示されているパワー制御プロセスはデータ流に対して使用されるための i Dにおける1組の送信パワー $\{ \hat{P}_i \}$ を生じる。この1組は s_{set} を実現するように調節されている送信パワーを含んでいる。節約される総パワーは式(15)を使用して決定されることができる。

【0105】

[MMSE-SC受信機のパワー制御]

MMSE技術もまた連続的な干渉の除去を伴って使用されることができる。MMSE-SC技術では、受信されたベクトル \underline{y} は特定の検出順序に基づいて、一度に1つのデータ流を回復するためにMMSE空間受信機処理を使用して反復方法で処理される。MMSE-SC技術は、MMSE空間受信機処理がCCMI空間受信機処理の代わりにステップ42

【0106】

MMSE-SC技術では、データ流 x_i の事後検出SNRは式(20)に示されているように表される。

i Dにおいて、 $m_{m s e s c}(i) = (v_{i i} / (1 - v_{i i})) P_i$ しかしながら、マトリックス \underline{V} はMMSE-SC受信機の異なる段で異なっている。データ流 x_i の事後検出SNRはしたがってこれが再生される特定の段にしたがって異なっている。

【0107】

MMSE-SC受信機の1特性は、データ流の相関が解除されないことである。これは各段の空間受信機処理に使用される基礎的なMMSE技術がデータ流の相関を解除しないためである。MMSE-SC受信機の各段では、1つのデータ流が回復され、データ流の事後検出SNRはまだ回復されていない全てのデータ流の送信パワーの関数である。このデータ流が一度回復されると、その残りのまだ回復されていないデータ流における干渉効果は評価され除去される。干渉除去が効率的であるならば、このデータ流はその後に回復されたデータ流において効果をもたないか(または最小の効果をもたない)、このデータ流の送信パワーはその後に回復されたデータ流の事後検出SNRに影響しない。したがって、与えられたデータ流 x_i の送信パワーの調節は x_i の前に回復されたデータ流の事後検出SNRに影響するが、(干渉除去が効率的に行われるならば)これらは x_i の後に回復され

【0108】

図7は、MMSE-SC受信機の1組の事後検出SNRを実現するため送信パワーを調節するプロセス700のフロー図である。この1組のSNRはMMSE-SC受信機において図4に示されているプロセスを実行することにより最初に得られ、 s_{set} を超えるSNRを含んでいる。

【0109】

最初に、1組の事後検出SNRに対応する特別な検出順序が得られる(ステップ710)。この検出順序は $D = \{ d_1, d_2, \dots, d_{N_s} \}$ として表され、ここで d_k はMMSE

10

20

30

40

50

E - S C 受信機の段 k で回復されるデータ流のインデックスである。段番号を示すために使用される変数 k は最後に回復されるデータ流の段番号に初期化され（即ち $k = N_S$ ）、段 k で検出されたデータ流 x_i のインデックス i は $i = d_k$ として設定される（ステップ 712）。

【 0 1 1 0 】

最初に、データ流 x_i の事後検出 $SNR_{post}(i)$ が s_{set} よりも大きいかなかの決定が行われる（ステップ 714）。代わりに、パワー調節は $p_{post}(i)$ が幾らかのデルタ量だけ s_{set} よりも大きい場合のみ行われてもよい。回答がノーであるならば、このデータ流の送信パワーは調節されず（即ち $\hat{P}_i = P_i$ ）、プロセスはステップ 720 へ進む。そうでなければ、 $p_{post}(i) = s_{set}$ を実現するためにデータ流 x_i で使用される新しい送信パワー \hat{P}_i は式 (23) で示されているように決定される（ステップ 716）。

10

【 0 1 1 1 】

全てのデータ流が考慮されているか否かについて決定が行われる（ステップ 720）。回答がイエスであるならば、プロセスは終了する。そうでなければ変数 k はデクリメントされ、データ流インデックス i は $i = d_k$ として設定され（ステップ 722）、次に前の段が評価される。

【 0 1 1 2 】

任意の与えられた段 k で、任意の後に回復されるデータ流の送信パワーの減少は s_{set} よりも高いこの段で回復されたデータ流の事後検出 SNR を増加する。したがって、段 k の次に回復された任意のデータ流の送信パワー調節が行われたか否かの決定が行われる（ステップ 730）。回答がノーならば、プロセスは現在の段 k のデータ流を評価するためにステップ 714 へ戻る。そうでなければ、パワー調節が行われたならば、MMSE 空間的受信機処理は段 k で検出されたデータ流の事後検出 SNR を得るために受信されたシンボルにおいて段 k で行われる（ステップ 732）。これは段 k でまだ回復されていないデータ流を最初に決定することにより実現され、 $D_k = \{d_k, \dots, d_{N_T}\}$ として表される。段 k で検出されるデータ流に対する事後処理 SNR を決定するために、段 k で検出されるデータ流で最初に使用される送信パワーはその後、（少なくともその 1 つが変更されている）段 k 後に検出されるデータ流の送信パワーと共に使用される。反対の順序で MMSE - SC 処理を行うとき、複素数チャンネルマトリックスは各段で増加し、第 1 の段で $N_R \times N_T$ のオリジナルディメンションになる。

20

30

【 0 1 1 3 】

図 7 のパワー調節の結果、 $i \in D$ において、データ流で使用される 1 組の送信パワー $\{\hat{P}_i\}$ が得られる。この 1 組は s_{set} を実現するために調節される送信パワーを含んでいる。新しい送信パワーで節約される総パワーは式 (15) にしたがって決定される。

【 0 1 1 4 】

MMSE - SC 受信機の別の特性は、検出順序が事後検出 SNR に上限がないとき（即ち s_{set} が存在しない）スペクトル効率に影響しないことである。MMSE - SC 受信機では、検出順序の変化は検出されたデータ流に対して異なる事後検出 SNR を発生するが、全てのデータ流に対する総スペクトル効率は同一のままである。しかしながら、事後検出 SNR に上限が存在し、パワー制御が使用されるならば、異なる検出順序は異なる総スペクトル効率に関連される。この場合、複数の異なる検出順序は評価されるスペクトル効率の中で最良のスペクトル効率を提供する検出順序を決定するために評価される。代わりに、徹底的なサーチが最高のスペクトル効率を実現する特別な検出順序を決定するために全ての可能な検出順序で行われることができる。

40

【 0 1 1 5 】

図 5 に示されているプロセスは MMSE - SC 受信機の全体的に必要なとされる送信パワーを最小にしながらスペクトル効率を最大にするためにも使用される。この場合にも、評価される検出順序のリストは最初に決定される（ステップ 512）。

【 0 1 1 6 】

50

評価される各検出順序では、受信されたシンボル流は最初にMMSE-SC技術を使用して、検出されたデータ流の1組の事後検出SNRを得るために検出順序に基づいて処理される(ステップ520)。 s_{set} よりも大きいセットの各SNRはその後、 s_{set} に調節され(ステップ522)、送信パワーはその後調節されたSNRを得るように調節される。与えられたデータ流の事後検出SNRはMMSE処理を使用するときの他のデータ流の送信パワーの関数である可能性があるため、1つのデータ流の送信パワーの調節は他のデータ流の事後検出SNRに変化を与える。しかしながら、MMSE-SC技術では、1つのデータ流の送信パワーの変化は早期に検出されているデータ流の事後検出SNRにしか影響しない。この性質はSNR調節を行うために図7に示されているプロセスを使用することによって考慮される。しかしながら、SNRのこれらの変化は典型的に総スペクトル効率に重要ではない影響しか与えないので無視することができる。いずれにせよ、各検出器順序に対するスペクトル効率が決定される(ステップ524)。

10

【0117】

リスト中の全ての検出順序は一度に一つ評価され、最高のスペクトル効率 m_{max} を生じる特別な検出順序に対応する1組の事後検出SNRが保存される(ステップ528)。 m_{max} に対応する1組の調節された事後検出SNRを得るのに必要な送信パワーはその後、例えば図7に示されているプロセスを使用して決定される(ステップ534)。

【0118】

ここで説明したパワー制御は種々の方法で実行される。1構成では、受信機がデータ流の事後検出SNRを評価することを可能にするためにパイロットが各データ流と共に送信される。パイロットはデータ流に許容されたピーク送信パワー(即ち $P_i = P_{peak}$) で送信される。受信機では、受信されたシンボル流は処理され、検出されたデータ流の事後検出SNRはピーク送信パワーがデータ流で使用される場合に実現されるSNRを示す。パワー制御はその後、受信機で検出されたデータ流に対して s_{set} を実現するのに必要とされる最小の送信パワーを決定するために前述したように行われる。データ流のパワー調節はその後、ピーク送信パワーからのバックオフ量を示している。

20

【0119】

別の構成では、検出されたデータ流の事後検出SNRはデータ流に対して実際に使用される送信パワーを示している。データ流のパワー調節は現在の送信パワーからの差(またはデルタ)を示している。

30

【0120】

[ディスクリートなデータレートに対するパワー制御]

先の説明では、スペクトル効率は式(5)と図2のグラフ212で示されているように、事後検出SNRの連続的な関数であると仮定されている。さらに、前述のシステムはスペクトル効率が s_{set} を超えない任意の実数値であることを可能にする。しかしながら、典型的な通信システムは各データ流の1組のディスクリートなデータレートをサポートするだけである。データレートのセットは全てのデータ流に対して同一であっても同一でなくてもよい。しかしながら、明白にするために、1つのデータレートのセットは全てのデータ流に対して使用されると仮定している。

【0121】

40

図8は、1組のディスクリートなデータレートをサポートする通信システムに対するスペクトル効率対事後検出SNRのグラフを示している。このデータレートのセットは1組のディスクリートなスペクトル効率に変換され、さらに与えられたデータ流に対するターゲットのFERを実現するために必要とされる1組のディスクリートな事後検出SNRと関連している。

【0122】

図8では、ディスクリートなスペクトル効率は $s_{set}(r)$ として垂直軸上にラベル付けされ、ここで r は R 個のディスクリートなデータレート(即ち $1 \leq r \leq R$) を通してエミュレートするために使用される。このシステムのスペクトル効率関数はグラフ822により示される(太い実線)。最高のスペクトル効率は $s_{set}(1)$ であり、 $s_{set}($

50

1) に対応する。1 r R に対して ($s_{e t}(r)$, $s_{e t}(r)$) のディスクリートな動作点に対応するスペクトル効率を実現するのに必要な最小の事後検出 S N R に対応し、黒い円824により示される。

【 0 1 2 3 】

図 8 に示されているスペクトル効率関数を有する通信システムでは、事後検出 S N R の増加はスペクトル効率において改良を与える。それ故、動作スペクトル効率でターゲット F E R を実現するために必要とされるよりも多くの送信パワーを使用することは付加的な送信パワーの非効率的な使用を生じる。過剰な送信パワーが低い F E R を生じる場合であっても、F E R におけるこの改良はターゲット F E R が既に実現されるので実質的であると考えられる。

10

【 0 1 2 4 】

前述のパワー制御技術はまたディスクリートなデータレートをサポートするシステムで使用されることができる。パワー制御の目的は動作スペクトル効率を得るのに必要とされる最小の S N R に対応する各データ流の送信パワーを決定することである。新しい送信パワーはディスクリートな $s_{e t}(r)$ 点で動作していない全てのデータ流に対して決定される。

【 0 1 2 5 】

図 8 は 1 例も示しており、それによって破線826a乃至826cにより示されている 3 つのデータ流の初期的な動作点はディスクリートな動作点上には存在しない。各これらのデータ流の送信パワーは i D におけるバックオフ量 $B O(i)$ により減少され、それによって調節された事後検出 S N R はディスクリートな動作点に対して $s_{e t}(r)$ の最上位に位置する。これはその後、スペクトル効率の損失を招かずに低い送信パワーで動作するデータ流を生じる。図 8 に示されているように、データ流 x_1 の事後検出 S N R はスペクトル効率 $s_{e t}(1)$ に必要とされる $s_{e t}(1)$ を実現するために $B O(1)$ によりバックオフされ、データ流 x_2 の事後検出 S N R はスペクトル効率 $s_{e t}(3)$ に必要とされる $s_{e t}(3)$ を実現するため $B O(2)$ によりバックオフされ、データ流 x_3 の事後検出 S N R はスペクトル効率 $s_{e t}(4)$ に必要とされる $s_{e t}(4)$ を実現するため $B O(3)$ によりバックオフされる。

20

【 0 1 2 6 】

C C M I および C C M I S C 受信機では、データ流はこれらの受信機の出力で減結合されるので、各データ流の送信パワーは他のデータ流の事後検出 S N R に影響せず、それぞれのバックオフ量 $B O(i)$ により調節される。

30

【 0 1 2 7 】

連続的な消去のない M M S E 受信機では、各データ流の事後検出 S N R は上述したように全てのデータ流の送信パワーの関数である。この結合は理想的な動作点の丁度トップにあるように全ての事後検出 S N R が調節されることを可能にしない。この場合、事後検出 S N R はこれらが可能な最少量だけ $s_{e t}(r)$ を超過するように調節される。複数の可能な調節は最良の組のバックオフ量を決定するために評価される。

【 0 1 2 8 】

M M S E - S C 受信機では、データ流の事後検出 S N R は前述したように反対の検出順序で調節されることができる。各データ流の事後検出 S N R はその後、恐らく回復される第 1 のデータ流を除いてディスクリートな動作点を実現するためにバックオフ量 $B O(i)$ により調節されることができる。

40

【 0 1 2 9 】

[特定されたスペクトル効率に対するパワー制御]

前述の技術は所定の総送信パワー $P_{t o t}$ の最大のスペクトル効率を実現するために使用されることができる。部分的な C S I を使用して送信する M I M O システムでは、最適化は受信機で使用される特定の空間的受信機処理技術と、送信機と受信機の両者に利用可能なコード化および変調方式の実現されたスペクトル効率にしたがっている。

【 0 1 3 0 】

50

前述の技術はまた特定化されたスペクトル効率を得るために必要とされる最少量の送信パワー量を決定するように適合される。MIMOシステムではスペクトル効率の最大化の代わりに、システムは、各ユーザのデータレートまたはスペクトル効率が送信パワーの代わりに制御されるように、動作されることが可能である。この場合、システムは特定のデータレートを特定し、送信機の目的はその後、最少量の送信パワーを使用してこの特定されたデータレートを実現することである。この場合にも、最適化は受信機で使用される特別な空間的受信機処理技術と、システムのコード化および変調方式の性能に依存している。

【0131】

部分的なCSIを利用するMIMOシステムの特別なスペクトル効率を実現するのに必要な最少量の送信パワーを決定する特別な方式は以下のように実行されることができる。このMIMOシステムでは、送信機は N_T 個の送信アンテナを使用し、それぞれが最大の送信パワー P_{max} までの送信が可能であると仮定する。全ての N_T 個の送信アンテナの総送信パワーは $P_{tot} = N_T \cdot P_{max}$ である。

【0132】

この方式では、最大のスペクトル効率を実現する1組の送信アンテナのセットは最初にピーク送信パワー P_{max} が各アンテナで使用されるという想定に基づいて決定される。このセットは“最適な”セットOとして示される。所定の送信アンテナにより実現されたスペクトル効率はそのアンテナにより実現された事後検出SNRにしたがっており、これは次に受信機で使用される特別な受信機処理技術に依存している。連続的な干渉消去を使用する受信機処理技術では、異なる検出順序は送信アンテナの異なる事後検出SNRを生じる可能性がある。その場合、異なる検出順序は最大のスペクトル効率を実現する送信アンテナのセットを決定するように評価される。各送信アンテナのデータ流は他の送信アンテナのデータ流に対する干渉として作用するので、最適なセットOは連続的な干渉消去が使用されないならば N_T 個よりも少数の送信アンテナを含み、連続的な干渉消去が使用されるならば、全部で N_T 個の送信アンテナを含んでいる。したがって最適なセットOは全部で N_T 個の送信アンテナまたはこれらのアンテナのサブセットだけを含んでいけばよい。

【0133】

1実施形態では、特別なスペクトル効率は少数の送信アンテナの使用により実現される。この実施形態では、セットOの送信アンテナの事後検出SNRは最初に最高から最低までの事後検出SNRの順序でランクされる。セットOにおけるランクされた送信アンテナから、特定されたスペクトル効率を実現するのに必要な最小数の送信アンテナ N_{req} が決定される。これは一度にセットOの1つの送信アンテナを選択し、最高の事後検出SNRを有する最良の送信アンテナから開始し、全ての選択された送信アンテナの動作する総スペクトル効率を維持することにより実現される。特定化されたスペクトル効率以上のスペクトル効率全体に関連する送信アンテナのセットはその後、必要とされるセットRとして示される。セットRは N_{req} 個の送信アンテナを含み、ここでは $N_{req} \leq N_T$ である。

【0134】

セットRの N_{req} 個の送信アンテナでは、特別なスペクトル効率を実現するために必要とされる最少量の送信パワーが決定される。1実施形態では、同一のバックオフが全ての N_{req} 個の送信アンテナに均一に与えられ、同一量の送信パワーが全ての N_{req} 個の送信アンテナに使用される。このバックオフは、特定化されたスペクトル効率が最少量の送信パワーで実現されるまで上または下に N_{req} 個の送信アンテナのパワーを調節することにより反復的な方法で決定されることができる。1組のディスクリットなデータレートを使用してデータを送信するシステムでは、異なる送信パワーは N_{req} 個の送信アンテナで使用され、これは前述したように決定されることができる。

【0135】

代わりに、前述したように少数の送信アンテナを有する特定化されたスペクトル効率

10

20

30

40

50

を実現する代わりに、 N_{req} 個より多数の送信アンテナが使用に選択され、各選択された送信アンテナの送信パワーは低く調節されることもできる。特定化されたスペクトル効率を実現するために最少量の送信パワーを決定する他の方式も実行可能であり、これは本発明の技術的範囲内である。

【0136】

(1) データ送信に使用するための送信アンテナの特定の組と、(2) 各選択された送信アンテナで使用するための送信パワー量の決定は、送信機または受信機のいずれか一方で行われる。決定が受信機で行われるならば、送信機には特定されたスペクトル効率を実現するための選択された送信アンテナと送信パワーを示す制御情報が与えられる。

【0137】

リンク状態は時間と共に変化するので、選択された送信アンテナで使用される送信パワーは変化するリンク状態が存在する場合、スペクトル効率を実現するために対応して調節される。選択された送信アンテナで送信されたデータ流の事後検出SNRは特定の(例えばCCMI、CCMI-SC、MMSE、またはMMSE-SC)空間的受信機処理技術に基づいて決定されることができる。各事後検出SNRはその送信アンテナに対して指定されたスペクトル効率を得るのに必要な設定点 $s_{set}(i)$ よりも大きいこともあり、小さいこともある。各選択された送信アンテナの送信パワーはその後、調節された事後検出SNRが設定点 $s_{set}(i)$ かまたはそれに近いように上または下に調節される。前述したように、連続的な消去のないMMSE受信機では、全ての選択された送信アンテナの正確な設定点に事後検出SNRを設定することが可能ではなく、その場合には、調節は過剰な送信パワー量を最少にしながら、全ての選択された送信アンテナが設定点を実現または超えるように行われる。パワー調節はまた全ての選択された送信アンテナ全体で行われてもよい。

【0138】

受信機は送信機が選択された送信アンテナの送信パワーを調節することを可能にするために送信機へパワー制御情報を提供する。例えば受信機は各選択された送信アンテナに対するパワー制御ビットまたは全ての選択された送信アンテナに対する1パワー制御ビットを提供する。各パワー制御ビットは幾らかの予め定められた量だけの上または下への送信パワーの調節を示す。他のパワー制御機構が使用されてもよく、これは本発明の技術的範囲内である。

【0139】

MIMOシステムのパワー割当ても2002年1月23日出願の米国特許出願明細書(代理人番号第020038)(発明の名称“Reallocation of Excess Power for Full Channel-State Information (CSI) Multiple-Input, Multiple-Output (MIMO) System”)に記載され、これは本発明の出願人に譲渡され、ここで参考文献とされている。

【0140】

[受信機]

図9のAは、連続的な消去受信機処理技術を実行することのできるRX MIMO/データプロセッサ160aのブロック図である。 N_T 個の送信アンテナからの送信信号は N_R 個のアンテナ152a乃至152rのそれぞれにより受信され、各受信機154へ転送される。各受信機154はそれぞれの受信された信号を処理し、対応する受信されたシンボル流をRX MIMO/データプロセッサ160aへ提供する。

【0141】

図9のAに示されている実施形態では、RX MIMO/データプロセッサ160aは複数の連続的な(即ち縦続された)受信機処理段910を含んでおり、1つの段は回復される送信された各データ流のものである。(最後の段910nを除く)各受信機処理段910は空間的プロセッサ920、RXデータプロセッサ930、干渉消去装置940を含んでおり、最後の段910nは空間的プロセッサ920nとRXデータプロセッサ930nのみを含んでいる。

【0142】

第1の受信機処理段910aでは、空間的プロセッサ920aは N_T 個の検出されたデータ流(

10

20

30

40

50

ベクトル \hat{x}_1 として示される)を提供するために特定の(例えばCCMIまたはMME)受信機処理技術に基づいて受信機154a乃至154rから N_R 個の受信されたシンボル流(ベクトル \underline{y} として示される)を受信し処理する。検出されたデータ流の1つ(例えば検出順序 $D = \{d_1, d_2, \dots, d_{N_T}\}$ の第1のデータ流)が選択され、RXデータプロセッサ930aに与えられる。プロセッサ930aはさらに復号されたデータ流を提供するため、選択され検出されたデータ流 \hat{x}_1 を処理(例えば復調、デインターリーブ、復号)し、ここで第1の段では $i = d_1$ である。空間的プロセッサ920はさらに検出されたデータ流のCSIを提供し、これは前述の事後検出SNRの形態である。

【0143】

各第2乃至最後の段910b乃至910nでは、その段の空間的プロセッサはその段の検出されたデータ流を得るために先行する段の干渉消去装置から N_R 個の変更されたシンボル流を受信し処理する。検出されたデータ流の1つはRXデータプロセッサにより選択され処理されてその段の復号されたデータ流を提供する。

【0144】

第1の受信機処理段910aでは、干渉消去装置940aは受信機154から N_R 個の受信されたシンボル流(ベクトル \underline{y}^1 として示される)を受取る。各第2乃至第2から最後の段では、その段の干渉消去装置は先行する段の干渉消去装置から N_R 個の変更されたシンボル流を受信する。各干渉消去装置はまた同一の段内のRXデータプロセッサから復号されたデータ流を受信し、復号されたデータ流による干渉コンポーネントの評価値である(ベクトル \underline{i} として示される) N_R 個の再変調されたシンボル流を得るための処理(例えば符号化、インターリーブ、変調、チャンネル応答等)を行う。再度変調されたシンボル流はその後、差し引かれた(即ち消去された)干渉コンポーネントを除いた全てを含んでいる N_R 個の変更されたシンボル流を得るためにその段の入力シンボル流から差し引かれる。 N_R 個の変更されたシンボル流はその後次の段へ与えられる。

【0145】

図9のBは、連続的な消去受信機処理技術を実行しないRX MIMO/データプロセッサ160bのブロック図である。(ベクトル \underline{y} として示される)受信されたシンボル流は空間プロセッサ920へ与えられ、(ベクトル \hat{x} として示される)検出されたデータ流を提供するため特別な空間的受信機処理技術に基づいて処理される。RXデータプロセッサ930はその後、復号されたデータ流を提供するために検出されたデータ流を受信し処理する。空間的プロセッサ920はさらに検出されたデータ流のCSIを提供する。

【0146】

図10のAは、CCMI技術を実行する空間プロセッサ920xの1実施形態のブロック図である。空間プロセッサ920xは図9のAの各空間プロセッサ920a乃至920nおよび図9のBの空間プロセッサ920で使用されることができる。空間プロセッサ920x内で、(ベクトル \underline{y} として示される)受信されたまたは変更されたシンボル流は最初に整合フィルタ1012により濾波され、これは式(7)で前述して示したように、共役 転位複素数チャンネルマトリックス \underline{C}^H によりベクトル \underline{y} を予め乗算する。乗算器1014はさらに式(10)で前述して示したように、さらに送信されたベクトル \underline{x} の評価値 \hat{x} を形成するために濾波されたベクトルを逆二乗マトリックス \underline{R}^{-1} により予め乗算する。

【0147】

ベクトル \hat{x} はチャンネル応答マトリックス \underline{H} を評価するチャンネル評価装置1018に与えられる。通常、マトリックス \underline{H} はパイロットデータまたはトラフィックデータまたは両者に対応するシンボルに基づいて評価される。チャンネル評価装置1018はその後、複素数チャンネルマトリックス \underline{C} を得るためにチャンネル係数マトリックス \underline{H} と対角線マトリックス \underline{A} とを乗算する。マトリックスプロセッサ1020はその後、式(8)により示されているように、 $\underline{R} = \underline{C}^H \underline{C}$ にしたがって複素数チャンネル相関マトリックス \underline{R} を得る。チャンネル評価装置1018とマトリックスプロセッサ1020はそれぞれ整合フィルタ1012と乗算器1014へマトリックス \underline{C}^H と \underline{R}^{-1} を提供する。

【0148】

10

20

30

40

50

空間プロセッサ920xは1以上の検出されたデータ流をR Xデータプロセッサ930へ提供し、このプロセッサはさらに対応する復号されたデータ流を提供するために各検出されたデータ流を処理（例えば復調、デインターリーブ、復号）する。

【0149】

C S Iプロセッサ1016は検出されたデータ流のC S Iを決定し、これは式(12)に示されているように決定された事後検出S N Rの形態である。C S Iはデータ流の送信パワーの決定に使用される。

【0150】

図10のBは、M M S E技術を実行する空間プロセッサ920yの1実施形態を示している。C C M I技術と同様に、マトリックスHと__は最初にパイロットおよび/またはトラフィックデータに基づいて評価される。マトリックスMと D_v^{-1} はその後、式(18)にしたがって決定される。

10

【0151】

空間プロセッサ920y内で、(ベクトルyとして示される)受信されたまたは変更されたシンボル流は最初に、式(18)で示されているように、送信されたベクトルxの初期評価値を得るためにマトリックスMにより予め乗算する。乗算器1024はさらに式(18)でも示されているように、送信されたベクトルxのバイアスされていない評価値 \hat{x} を形成するためさらに初期評価値を対角線マトリックス D_v^{-1} により予め乗算する。バイアスされていない評価値 \hat{x} は検出されたデータ流に対応する。バイアスされていない評価値 \hat{x} がさらに、適合プロセッサ1026へ提供され、このプロセッサは式(18)に基づいてマトリックスMと D_v^{-1} を導出する。

20

【0152】

空間プロセッサ920yは1以上の検出されたデータ流をさらに処理するためR Xデータプロセッサ930へ提供する。C S Iプロセッサ1016は検出されたデータ流のC S Iを決定し、これは事後検出S N Rの形態であってもよい。

【0153】

C C M I、C C M I - S C、M M S EおよびM M S E - S C受信機は前述の米国特許出願第09/993,087号明細書、第09/854,235号、第09/826,481号、第09/956,449号明細書にさらに詳細に説明されている。図9のAおよび9のBでは、各空間プロセッサ920は空間-時間プロセッサで置換され、これは周波数選択フェーディング内の分散性チャンネルでD F E、M M S E - L E、またはM L S Eを実行することができる。

30

【0154】

パワー制御は送信機システムおよび受信機システムの両者で実行される。1実施形態では、受信機システムは検出されたデータ流を得るために、空間または空間-時間受信機処理を受信されたシンボル流について実行し、検出されたデータ流の事後検出S N Rを評価し、各検出されたデータ流に対するパワー調節を決定し、パワー調節を必要とするデータ流を示す情報を提供する。1実施形態では、受信機システムは調節を必要とする各データ流に対するパワー調節量も提供する。別の実施形態では、パワー調節量は予め定められるか固定され(例えば0.5 dB)報告を必要としない。

【0155】

図1に戻ると、受信機システム150で、制御装置170は事後検出S N Rを受信し、パワー調節を決定する。制御装置170はその後パワー制御情報と、恐らく集散的に部分的なC S Iと呼ばれるデータ流を適切に処理し送信するために送信機システムにより必要とされる他の情報を提供する。部分的なC S Iは、データ流に対して使用される事後検出S N Rと、データレートと、コード化および変調方式等または任意のそれらの組合わせを含んでもよい。部分的なC S Iはその後、T Xデータプロセッサ178により処理され、変調器180により変調され、送信機154により調節され、アンテナ152を介して送信される。

40

【0156】

送信機システム110では、受信機システム150からの送信された信号はアンテナ124により受信される。受信された信号はその後、受信機122により調節され、復調器140により復

50

調され、さらにR Xデータプロセッサ142により処理され、それによって制御装置130に与えられる報告されたC S Iを再生する。制御装置130はその後、データ流を処理（例えばコード化および変調）し、これらのデータ流の送信パワーを調節するために使用される種々の制御を行う。

【0157】

送信パワーを制御するためのここで説明する技術はM I M Oシステム、O F D Mシステム、M I M O - O F D Mシステム等を含んだ種々の多チャンネル通信システムで使用される。これらの技術は（図2に示されているように）特定の最大の許容可能にされたスペクトル効率 $\rho_{s_e_t}$ を有するシステムに対して、および（図8に示されているように）データ流のディスクリットなデータレートの1以上のセットをサポートするシステムで有効に使用される。

10

【0158】

ここで説明された技術は各データ流の送信パワーの制御にも使用されることができ、このデータ流は1以上のチャンネルで送信される。各データ流は特定のデータレートと特定のコード化および変調方式に関連される。多元アクセス通信システムでは、各データ流は異なる受信機と関連される。

【0159】

明白にするために、パワー制御はC C M I、C C M I - S C、M M S EおよびM M S E - S C受信機処理技術について特に説明されている。ここで説明されたパワー制御技術はまた他の受信機処理技術でも使用され、これは本発明の技術的範囲内である。例えばこれらのパワー制御技術は空間 - 時間受信機処理技術を伴って使用されることができ。

20

【0160】

ここで説明されたパワー制御技術は種々の手段により実行される。例えばこれらの技術はハードウェア、ソフトウェア、またはその組合わせで実行されてもよい。ハードウェア構造では、データ流の送信パワーの制御に使用される素子は1以上の用途特定集積回路（A S I C）、デジタル信号プロセッサ（D S P）、デジタル信号処理装置（D S P D）、プログラム可能な論理装置（P L D）、フィールドプログラム可能なゲートアレイ（F P G A）、プロセッサ、制御装置、マイクロ制御装置、マイクロプロセッサ、ここで説明した機能を実行するように設計された他の電子装置、またはその組合わせの中で構成されることができ。

30

【0161】

ソフトウェア構造では、パワー制御はここで説明した機能を実行するモジュール（例えば手順、機能等）で実行される。ソフトウェアコードはメモリ装置（例えば図1のメモリ132および/または172）に記憶され、プロセッサ（例えば制御装置130および/または170）により実行される。メモリ装置はプロセッサ内またはプロセッサの外部に構成されてもよく、この場合、技術で知られているように種々の手段を介してプロセッサと通信可能に結合される。

【0162】

ヘディングはここでは参照およびあるセクションの位置付けの補助のために含まれている。これらのヘディングはここで説明した概念の技術的範囲を限定する意図はなく、これらの概念は明細書全体を通して他のセクションにおける適用性を有している。

40

【0163】

説明した実施形態の前述の説明は当業者が本発明を実行または使用することを可能にするために行われている。これらの実施形態に対する種々の変更は当業者に容易に明白であり、ここで規定した一般原理は本発明の技術的範囲を逸脱せず他の実施形態にも適用される。したがって本発明はここで示された実施形態に限定されず、ここで説明した原理および優れた特徴と一貫する最も広い範囲にしたがうことを意図している。

【図面の簡単な説明】

【0164】

【図1】M I M Oシステムの送信機システムおよび受信機システムの1実施形態のプロッ

50

ク図。

【図2】スペクトル効率対事後検出SNRの2つのグラフ。

【図3】CCMI受信機の1組の事後検出SNRを実現するために送信パワーを調節するためのプロセスのフロー図。

【図4】CCMI-SC受信機処理技術を示すフロー図。

【図5】CCMI-SC受信機の全体の必要な送信パワーを最小にしながらスペクトル効率を最大にするためのプロセスのフロー図。

【図6】MMSE受信機の1組の事後検出SNRを実現するために送信パワーを調節するプロセスのフロー図。

【図7】MMSE-SC受信機の1組の事後検出SNRを実現するために送信パワーを調節するプロセスのフロー図。

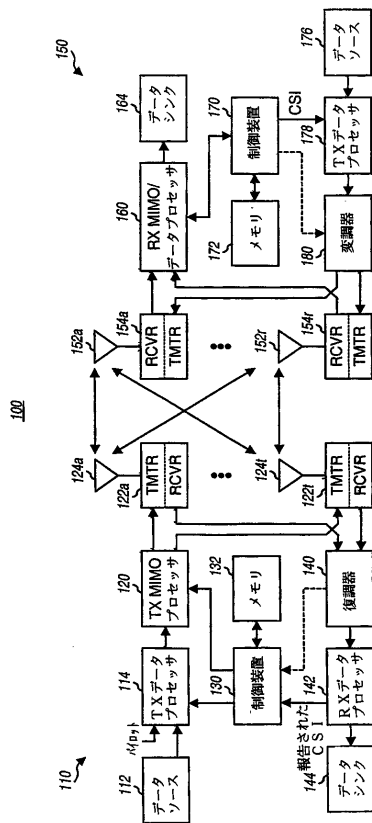
【図8】1組のディスクリートなデータレートをサポートする通信システムのスペクトル効率対事後検出SNRのグラフ。

【図9】それぞれ連続的な消去受信機処理技術を実行するおよび実行しないRX MIMO/データプロセッサのブロック図。

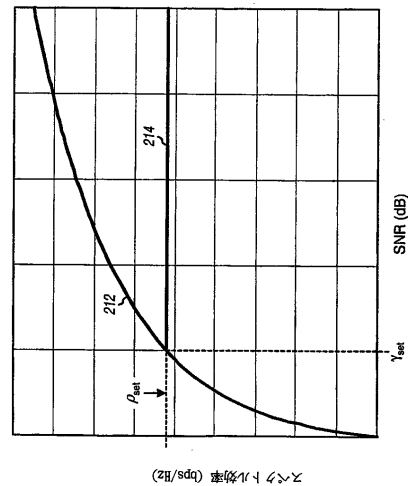
【図10】それぞれCCMIおよびMMSE技術を実行する2つの空間的プロセッサのブロック図。

10

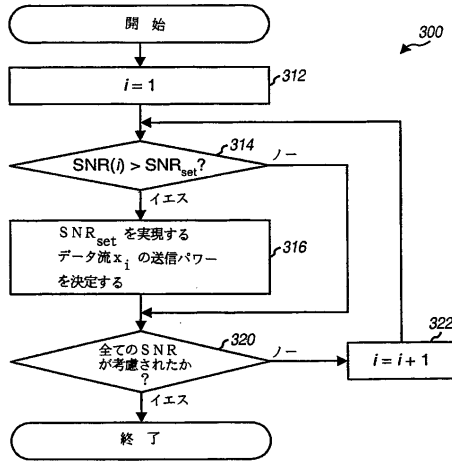
【図1】



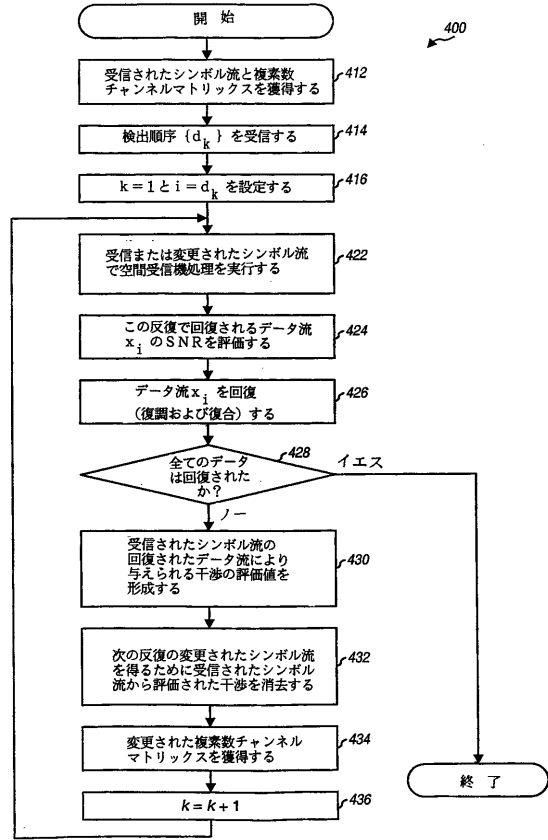
【図2】



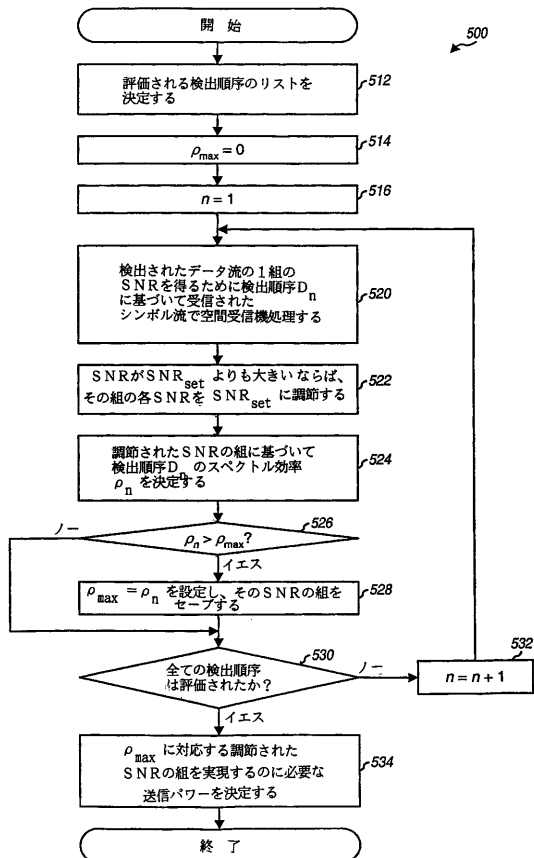
【図3】



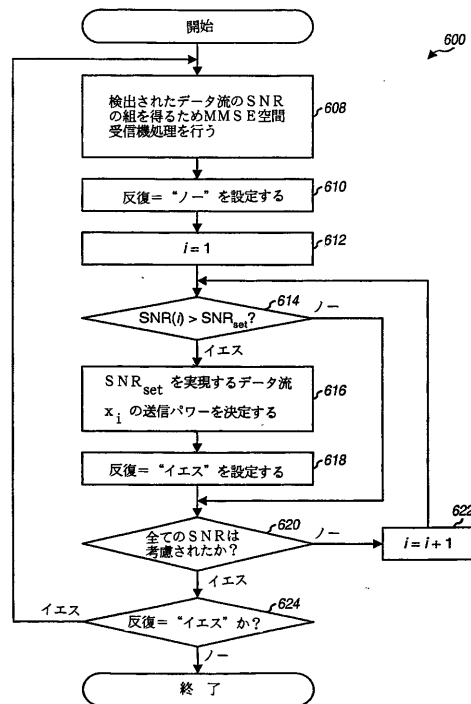
【図4】



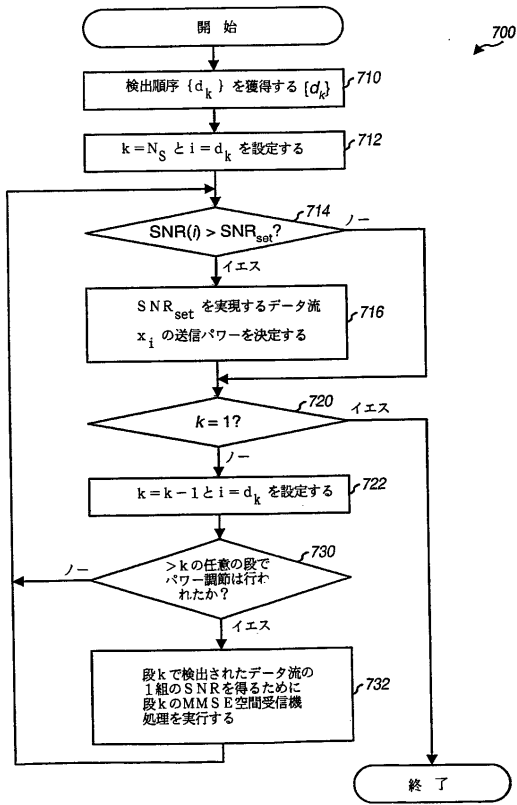
【図5】



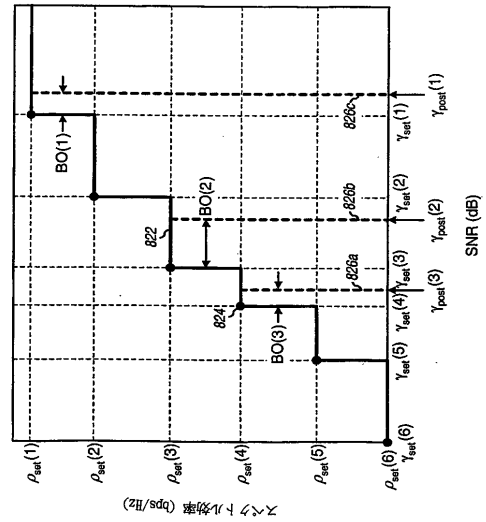
【図6】



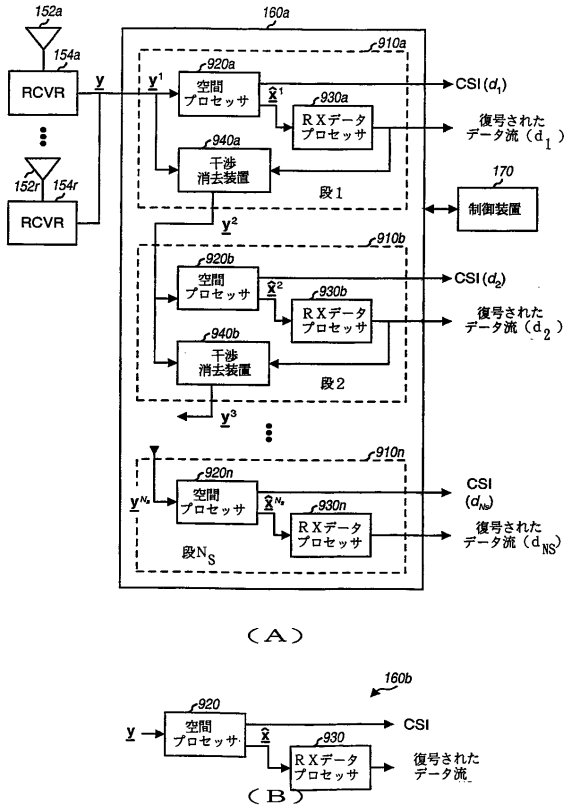
【図7】



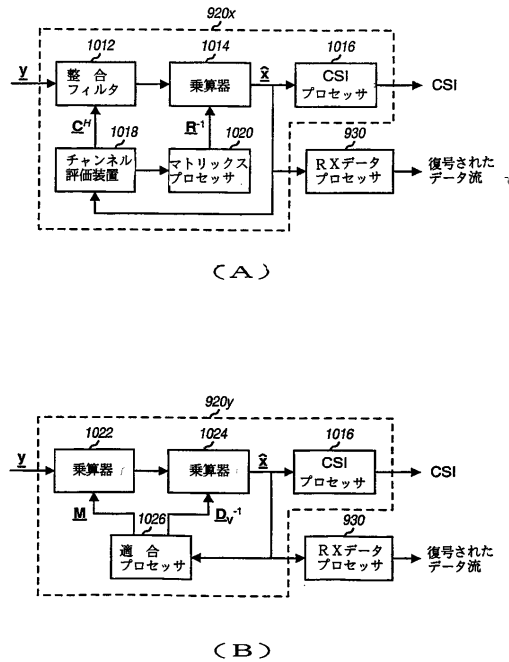
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

- (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 メドベデブ、イリナ
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 02114、ソマービル、ナンバー2、リバティール・アベニュー 68
- (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 37

審査官 太田 龍一

- (56)参考文献 国際公開第01/076110(WO, A1)
欧州特許出願公開第01158716(EP, A1)
特開2002-044017(JP, A)
特開2001-308826(JP, A)
特開2001-203669(JP, A)
特開2000-354022(JP, A)
特開平08-307385(JP, A)
特開平10-098425(JP, A)
特開2002-044051(JP, A)
特開2001-320306(JP, A)
特開2000-358008(JP, A)
特表2001-505723(JP, A)
特表2001-507889(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00
H04B 7/005
H04B 7/04
H04J 11/00