

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2011-24233
(P2011-24233A)

(43) 公開日 平成23年2月3日(2011.2.3)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 99/00 (2009.01)	HO4J 15/00	5K022
HO4J 11/00 (2006.01)	HO4J 11/00 Z	

審査請求 有 請求項の数 27 O L 外国語出願 (全 30 頁)

(21) 出願番号	特願2010-185302 (P2010-185302)	(71) 出願人	595020643 クアルコム・インコーポレイテッド QUALCOMM INCORPORATED
(22) 出願日	平成22年8月20日 (2010.8.20)		
(62) 分割の表示	特願2004-532955 (P2004-532955) の分割		
原出願日	平成15年8月19日 (2003.8.19)		
(31) 優先権主張番号	10/228, 393	(74) 代理人	100108855 弁理士 蔵田 昌俊
(32) 優先日	平成14年8月27日 (2002.8.27)	(74) 代理人	100091351 弁理士 河野 哲
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(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

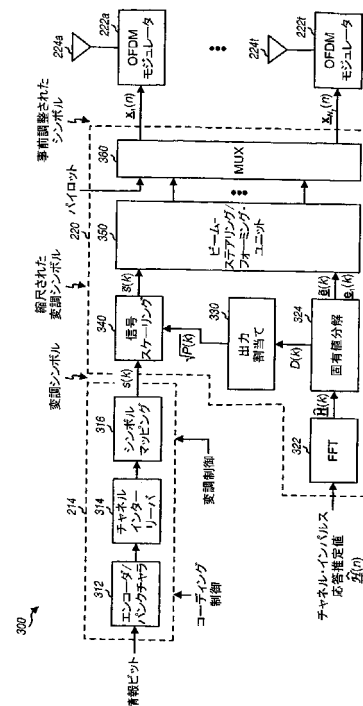
(54) 【発明の名称】 広帯域MIMO/MISOシステムのためのビームステアリング及びビームフォーミング

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 広帯域多元入力チャネル中の1個の固有モード上にデータを送信するためにビームステアリング及びビームフォーミングを実施するための技術を提供する。

【解決手段】 どのようにしてステアリングベクトルが規定されるかに依存して、ビームステアリング若しくはビームフォーミングは、各サブバンドに対して達成されることができる。全送信出力は、固有の出力割当てスキーム(例えば、全チャネル反転、選択的チャネル反転、ウォータフィリング、若しくは均一)に基づいてサブバンドに割り当てられる。スケール値は、それから自身に割り当てられた送信出力に基づいて各サブバンドに対して取得される。送信されるべきデータは、コード化され変調されて、変調シンボルを与える。各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルは、サブバンドのスケール値を用いて縮尺され、サブバンドのステアリングベクトルを用いてさらに事前調整される。

【選択図】 図3



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

広帯域多元入力チャネルを介しての送信のためのデータを処理する方法であって：

複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを取得すること、ここで、各ステアリング・ベクトルは複数の送信アンテナに対する複数の要素を含む；及びサブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを事前調整すること、を具備する。

【請求項 2】

請求項 1 の方法、ここで、各ステアリング・ベクトルは、関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する。

10

【請求項 3】

請求項 1 の方法、ここで、各ステアリング・ベクトルの要素は、等しい強度を有する。

【請求項 4】

請求項 1 の方法、ここで、各ステアリング・ベクトルは、関係付けられたサブバンドに関するビーム・フォーミングを達成する。

【請求項 5】

請求項 1 の方法であって：

複数のサブバンドに対する複数のスケーリング値を取得すること；及びサブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンドに関する変調シンボルを縮尺すること、をさらに具備する。

20

【請求項 6】

請求項 5 の方法、ここで、サブバンドに対するスケーリング値は、ステアリング・ベクトルによって与えられたサブバンドに関する利得に基づいて決定される。

【請求項 7】

請求項 5 の方法、ここで、サブバンドに対するスケーリング値は、サブバンドに割り当てられた送信出力に基づいて決定される。

【請求項 8】

請求項 7 の方法、ここで、送信出力は、全チャネル反転に基づいてサブバンドに割り当てられる。

30

【請求項 9】

請求項 7 の方法、ここで、送信出力は、選択的チャネル反転に基づいてサブバンドに割り当てられる。

【請求項 10】

請求項 7 の方法、ここで、送信出力は、均一出力割当てに基づいてサブバンドに割り当てられる。

【請求項 11】

請求項 7 の方法、ここで、送信出力は、ウォータ・フィリング出力割当てに基づいてサブバンドに割り当てられる。

40

【請求項 12】

請求項 1 の方法、ここで、多元入力チャネルは、多元入力多元出力 (MIMO) チャネルである。

【請求項 13】

請求項 12 の方法、ここで、各サブバンドに対するステアリング・ベクトルは、主固有モードに対応する固有ベクトルに基づいて導出される。

【請求項 14】

請求項 1 の方法、ここで、多元入力チャネルは、多元入力単一出力 (MISO) チャネルである。

【請求項 15】

50

請求項 1 の方法であって：

変調シンボルを与えるために共通のコーディング及び変調スキームに基づいてコーディングし変調すること、
をさらに具備する。

【請求項 16】

請求項 1 の方法であって：

各送信アンテナに対して事前調整されたシンボルのストリームを形成すること；及び

それぞれの送信アンテナからの送信のための変調された信号を与えるために事前調整されたシンボルの各ストリームを処理すること、
をさらに具備する。

10

【請求項 17】

請求項 1 の方法、ここで、広帯域システムは、直交周波数分割マルチプレクシング (OFDM) を実行する、及びここで、複数のサブバンドは、OFDM により与えられた直交サブバンドに対応する。

【請求項 18】

直交周波数分割マルチプレクシング (OFDM) を実行する多元入力通信システムにおいて、多元入力チャネルを介しての送信のためのデータを処理する方法は：

複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを取得すること、ここで、各ステアリング・ベクトルは、複数の送信アンテナに対する複数の要素を含む；

20

複数のサブバンドに対する複数のスケーリング値を取得すること；

サブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを縮尺すること；

サブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンドに対する縮尺された変調シンボルを事前調整すること；及び

各送信アンテナに対する事前調整されたシンボルのストリームを形成すること、を具備する。

【請求項 19】

請求項 18 の方法、ここで、各ステアリング・ベクトルは、関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する。

30

【請求項 20】

請求項 18 の方法、ここで、サブバンドに対するスケーリング値は、選択的チャネル反転に基づいて決定される。

【請求項 21】

多元入力通信システム中の送信機ユニットであって：

変調シンボルを与えるために 1 若しくはそれより多くのコーディング及び変調スキームに基づいてデータをコード化し及び変調する TX データ・プロセッサ；及び 複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを適切に取得するため、サブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを事前調整するため、及び多元入力チャネルの単一固有モードを介しての送信に対して事前調整されたシンボルを与えるための TX 空間プロセッサ、
を具備する。

40

【請求項 22】

請求項 21 の送信機ユニット、ここで、TX 空間プロセッサは、さらに複数のサブバンドに全送信出力を割り当てるためのものである。

【請求項 23】

請求項 22 の送信機ユニット、ここで、TX 空間プロセッサは、さらにサブバンドに割り当てられた送信出力に基づいて各サブバンドに対するスケーリング値を決定するため、及びさらにサブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンドに関する変調シンボルを縮尺するためのものである。

50

【請求項 2 4】

請求項 2 1 の送信機ユニット、ここで、各ステアリング・ベクトルは、関係付けられたサブバンドに関するビーム - ステアリングを達成する。

【請求項 2 5】

直交周波数分割マルチプレクシング (OFDM) を実行する多元入力通信システム中の送信機ユニットであって：

変調シンボルを与えるために共通のコーディング及び変調スキームに基づいてデータをコード化し及び変調する TX データ・プロセッサ；及び

複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを取得するため、ここで、各ステアリング・ベクトルは、複数の送信アンテナに対する複数の要素を含む、

10

複数のサブバンドに対する複数のスケーリング値を取得するため、

サブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを縮尺するため、

サブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンドに対する縮尺された変調シンボルを事前調整するため、及び

多元入力チャネルの単一固有モードを介しての送信に対して事前調整されたシンボルを与えるための、

TX 空間プロセッサ、

を具備する。

20

【請求項 2 6】

多元入力チャネルを介しての送信に対するデータを処理するための装置であって：

複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを取得するための手段、ここで、各ステアリング・ベクトルは、複数の送信アンテナに対する複数の要素を含む；及び

サブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを事前調整するための手段、

を具備する。

【請求項 2 7】

請求項 2 6 の装置であって：

30

ステアリング・ベクトルによって与えられたサブバンドに関する利得を取得するための手段；

少なくとも一部分は利得に基づいてサブバンドに全送信出力を割り当てるための手段；

サブバンドに割り当てられた送信出力に基づいてサブバンドに対するスケーリング値を決定するための手段；及び

サブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンドに対する変調シンボルを縮尺するための手段、

をさらに具備する。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般にデータ通信に係り、特に、広帯域 MIMO / MISO システムのためのビーム - ステアリング及びビーム - フォーミングを実施する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

多元入力多元出力 (MIMO) 通信システムは、データ通信のために複数の (N_T) 送信アンテナ及び複数の (N_R) 受信アンテナを採用する。 N_T 個の送信及び N_R 個の受信アンテナによって形成された MIMO チャンネルは、 $N_S = \min \{ N_T, N_R \}$ である、 N_S 個の独立したチャンネルに分解されることができる。 N_S 個の独立したチャンネルのそれ

50

それも、空間サブチャネル若しくはMIMOチャネルの固有モードとして呼ばれる。

【0003】

多元入力単一出力(MISO)通信システムは、データ送信のために複数の(N_T)の送信アンテナ及び1個の受信アンテナを採用する。 N_T 個の送信及び1個の受信アンテナによって形成されたMISOチャネルは、1個のサブチャネル若しくは固有モードを含む。しかしながら、複数の送信アンテナは、送信ダイバーシティを提供するために、若しくはデータ送信に対するビーム・フォーミング若しくはビーム・ステアリングを実施するために使用される可能性がある。

【0004】

広帯域システムに対して、直交周波数分割マルチプレクシング(OFDM)は、全体のシステム・バンド幅を複数の(N_F)の直交サブバンドに効率的に分割するために使用されることができる。直交サブバンドは、周波数ビン若しくはサブチャネルとしても呼ばれる。OFDMを用いて、各サブバンドは、そこでデータが変調される可能性があるそれぞれのサブキャリアと関係付けられる。OFDMを利用するMIMO/MISOシステム(すなわち、MIMO/MISO-OFDMシステム)に対して、各空間サブチャネルの各サブバンドは、独立した送信チャネルとして見られることができる。

10

【0005】

広帯域MIMO/MISOシステムの(複数の)空間サブチャネルは、フェーディング及びマルチパスのような、種々の要因に起因する多様なチャネル状態に遭遇する。各空間サブチャネルは、周波数選択的フェーディングを経験することがある。周波数選択的フェーディングは、全体のシステム・バンド幅の異なる周波数において異なるチャネル利得によって特徴付けられる。これは、それから各空間サブチャネルの異なる周波数において異なる信号対ノイズ比(SNR)に帰結することがある。さらに、チャネル状態は、大部分の空間サブチャネルが大きく劣化するレベルに低下することがある。これらの状況では、改善された性能は、データ送信に対して最善の空間サブチャネルだけを使用することによって達成されることができる。

20

【0006】

それゆえ、チャネル状態によって保証される場合に、1個の空間サブチャネル上の送信に対してデータを処理するための技術に関するこの分野におけるニーズがある。

【発明の概要】

30

【0007】

技術は、広帯域多元入力システムにおいて1個の空間サブチャネル(若しくは固有モード)上にデータを送信するためにここに提供される。広帯域多元入力システムは、MIMO若しくはMISOシステム(例えば、MIMO-OFDM若しくはMISO-OFDMシステム)である可能性がある。これらの技術は、不利なチャネル状態の下において改善された性能を提供するために使用されることができる。

【0008】

1個の固有モード(代表的に、MIMOシステムに対する最良の若しくは主固有モード)上のデータ送信は、ビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミングを使用して達成される可能性がある。広帯域MIMO/MISOシステムに対して、ビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミングは、各サブバンドに対して実施される。各サブバンドは、そのサブバンドに対して得られたステアリング・ベクトルに基づいてデータ送信のための使用に対して選択される。ビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミングも、特定の出力割当てスキームとともに実施される。出力割当てスキームは、サブバンドに対して全送信出力を割り当てる。

40

【0009】

ある実施形態では、方法は、多元入力チャネル(例えば、MIMO若しくはMISOチャネル)の1個の固有モードを介しての送信に対するデータを処理するために提供される。その方法にしたがって、ステアリング・ベクトルは、複数のサブバンドのそれぞれに対して取得される。各ステアリング・ベクトルは、 N_T 個の送信アンテナに対する N_T 個の

50

エレメントを含む。どのようにしてステアリング・ベクトルが規定されるかに依存して、ビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミングが、各サブバンドに対して達成される可能性がある。

【0010】

全送信出力は、特定の出力割当てスキーム（例えば、全チャンネル反転、選択的チャンネル反転、ウォータ・フィリング、若しくは均一、これら全ては、下記に説明される）に基づいてサブバンドに割り当てられる。スケーリング値は、その後、サブバンドに割り当てられた送信出力に基づいて各サブバンドについて取得される。

【0011】

送信されるべきデータは、1若しくはそれより多くのコーディング及び変調スキームに基づいてコード化され変調されて、変調シンボルを与える。各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルは、サブバンドのスケーリング値を用いて縮尺され、そして、縮尺された変調シンボルは、サブバンドのステアリング・ベクトルを用いてさらに事前調整される。事前調整されたシンボルのストリームは、その後、各送信アンテナに対して形成され、そして、このストリームは、それぞれの送信アンテナからの送信のために適した変調された信号を生成するためにさらに処理される。

10

【0012】

本発明の種々の態様及び実施形態は、下記にさらに詳細に述べられる。本発明は、方法、プログラム・コード、デジタル信号プロセッサ、送信機ユニット、受信機ユニット、及び下記にさらに詳細に述べられるように、本発明の種々の態様、実施形態、及び特徴を実行する他の装置及びエレメントをさらに提供する。

20

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】図1は、MIMO-OFDMシステムにおける複数のサブバンドに対する固有値分解の結果を図式的に説明する。

【図2】図2は、MIMO-OFDMシステム中の送信機システム及び受信機システムのブロック図である。

【図3】図3は、送信機システム内部の送信機ユニットのブロック図である。

【図4】図4は、送信機ユニット内部の信号スケーリング・ユニット、ビーム・ステアリング・ユニット、及びマルチプレクサのブロック図である。

30

【図5】図5は、ビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミングを使用して多元入力チャンネルの1個の固有モード上に送信するためにデータを処理するためのフロー図である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

本発明の特徴、本質、及び利点は、図面を使用して以下に述べる詳細な説明から、さらに明確になるであろう。図面では、一貫して対応するものは同じ参照符号で識別する。

【0015】

ここに説明されるビーム・ステアリング及びビーム・フォーミング技術は、種々の広帯域MIMO・MISO通信システムにおいて使用される可能性がある。明確にするために、これらの技術は、MIMO-OFDMシステムに対して具体的に説明される。MIMO-OFDMシステムは、全体のシステム・バンド幅を N_F 個の直交サブバンドに効率的に分割する。

40

【0016】

MIMO-OFDMシステムに関するモデルは、次式として表されることができる：

$$\underline{y}(k) = \underline{H}(k) \underline{x}(k) + \underline{n}(k), \quad k \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して} \\ \text{式(1)}$$

ここで、 $\underline{y}(k)$ は、 k 番目のサブバンドに対して N_R 個の受信アンテナを介して受信されたシンボルに対する、 N_R 個のエントリ(entry)、 $i \in \{1, \dots, N_R\}$ に対する $\{y_i(k)\}$ 、を有するベクトル（すなわち、“受信された”ベクトル）であり；

50

$\underline{x}(k)$ は、 k 番目のサブバンドに対して N_T 個の送信アンテナから送信されたシンボルに対する、 N_T 個のエントリ、 $j \in \{1, \dots, N_T\}$ に対する $\{x_j(k)\}$ 、を有するベクトル（すなわち、“送信”ベクトル）であり；

$\underline{H}(k)$ は、エントリ、 $i \in \{1, \dots, N_R\}$ 及び $j \in \{1, \dots, N_T\}$ に対する $\{h_{ij}(k)\}$ 、を有する $(N_R \times N_T)$ チャネル応答行列であり、これは、 k 番目のサブバンドに対して N_T 個の送信アンテナから N_R 個の受信アンテナへの複素利得であり；及び

$\underline{n}(k)$ は、ゼロ平均及び $\underline{\Sigma}_n = \sigma^2 \underline{I}$ の共分散 (covariance) 行列を有する、 k 番目のサブバンドに対する付加的なホワイト・ガウシアン・ノイズ (AWGN) である、ここで、 \underline{I} は、アイデンティティ (identity) 行列であり、 σ^2 は、ノイズ分散である。

10

【0017】

単純化のために、各サブバンドは、周波数非選択的である（すなわち、全体のサブバンドにわたり平坦な周波数応答を有する）と仮定される。この場合には、各送信チャネルに対するチャネル応答 $h_{ij}(k)$ は、1 個の複素値により表されることができ、そして、チャネル応答行列 $\underline{H}(k)$ の要素は、スカラーである。同様に単純化のために、ノイズ分散は、全ての送信チャネルにわたって一定であると仮定される。時分割二重通信 (TDD) システムに対して、順方向及び逆方向リンクは、同一のシステム・バンド幅を共有し、そして、各サブバンドは、相反 (reciprocal) であると仮定される可能性がある。すなわち、 $\underline{H}(k)$ がアンテナ・アレイ A からアンテナ・アレイ B へのチャネル応答行列を表すならば、相反チャネルは、アレイ B からアレイ A へのカップリングが、 $\underline{H}^H(k)$ により与えられることを示唆する。

20

【0018】

各サブバンドに対するチャネル応答行列 $\underline{H}(k)$ は、そのサブバンドに関する N_S 個の独立したチャネルを取得するために“対角行列化される”ことができる。これは、 $\underline{H}(k)$ の相関行列に固有値分解を行うことによって達成される。 $\underline{H}(k)$ の相関行列は、 $\underline{R}(k) = \underline{H}^H(k) \underline{H}(k)$ 、ここで、 $\underline{H}^H(k)$ は、 $\underline{H}(k)$ の共役転置を表す。相関行列 $\underline{R}(k)$ の固有値分解は、次式として表されることができ：

$$\underline{R}(k) = \underline{E}(k) \underline{D}(k) \underline{E}^H(k), \quad k \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して} \quad \text{式(2)}$$

ここで、 $\underline{E}(k)$ は、 $(N_T \times N_T)$ の単位行列であり、その列は $\underline{R}(k)$ の固有ベクトルであり；及び

30

$\underline{D}(k)$ は、 $\underline{R}(k)$ の固有値に対応する対角線上のエントリを有する $(N_T \times N_T)$ の対角行列である。

【0019】

単位行列は、 $\underline{M}^H \underline{M} = \underline{I}$ の特性によって表される。

【0020】

固有値分解も、この分野で知られたように、特異値分解を使用して実施されることがある。

【0021】

各サブバンドに対する対角行列 $\underline{D}(k)$ は、対角線に沿って負でない実数を含み、それ以外はどこでもゼロである。これらの対角線エントリは、 $\underline{R}(k)$ の固有値として呼ばれ、 k 番目のサブバンドに対する MIMO チャネルの独立したチャネル（すなわち、固有モード）に対する複素利得に関係する。独立したチャネルの数は、 N_T 個の送信及び N_R 個の受信アンテナを有する MIMO システムに対して $N_S = \min\{N_T, N_R\}$ であるので、 $\underline{R}(k)$ の N_S 個のゼロでない固有値がある。 $\underline{R}(k)$ の固有値は、 $i = \{1, \dots, N_S\}$ 及び $k = \{1, \dots, N_F\}$ に対して、 $\{\lambda_i(k)\}$ として表される。

40

【0022】

MIMO-OFDM システムに対して、固有値分解は、各サブバンドに対するチャネル応答行列 $\underline{H}(k)$ に対して独立して実施される可能性があって、そのサブバンドに関する N_S 個の固有モードを決定する。 $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対して、各対角行列 $\underline{D}(k)$

50

)に対する N_S 個の固有値は、 $\{\lambda_1(k), \lambda_2(k), \dots, \lambda_{N_S}(k)\}$ になるように順番に並べられることができる、ここで、 $\lambda_1(k)$ は、最大の固有値であり、そして $\lambda_{N_S}(k)$ は、 k 番目のサブバンドに関する最小の固有値である。

【0023】

図1は、MIMO-OFDMシステムにおいて N_F 個のサブバンドに対する固有値分解の結果を図式的に説明する。対角行列のセット、 $k = \{1, \dots, N_F\}$ に対する $D(k)$ は、周波数の大きさを表す軸110に沿って順番に配列されて示される。各行列 $D(k)$ の固有値、 $i = \{1, \dots, N_S\}$ に対する $\{\lambda_i(k)\}$ は、行列の対角線に沿って置かれる。軸112は、それゆえ空間的な大きさを表しているとして見られることができる。全てのサブバンドに対する固有モード i (若しくは単純に、固有モード i)は、要素のセット、 $k = \{1, \dots, N_F\}$ に対する $\{\lambda_i(k)\}$ 、に関連付けられる、これは、その固有モードに対する N_F 個のサブバンドにわたる周波数応答を表示する。各固有モードに対する要素のセット $\{\lambda_i(k)\}$ は、点線114に沿った黒い四角によって示される。図1の各黒い四角は、送信チャンネルを表す。周波数選択的フェーディングを経験する各固有モードに対して、その固有モードに対する要素 $\{\lambda_i(k)\}$ は、 k の異なる値に対して異なる可能性がある。

10

【0024】

各対角行列 $D(k)$ 中の固有値が下降順(descending order)で記憶されるのであれば、固有モード1(これは、主固有モードとしても呼ばれる)は、各行列中の最大の固有値を含むはずであり、そして固有モード N_S は、各行列中の最小の固有値を含むはずである。

20

【0025】

条件の悪いチャンネル状態下で、大多数の固有モードは、大きく劣化されることがある。このような状況において、改善された性能は、データ送信に対する最良の固有モード(すなわち、主固有モード)だけを使用することによって達成される可能性がある。

【0026】

MISO-OFDMシステムに対するモデルは、次式で表されることができる：

$y(k) = \underline{h}(k) \underline{x}(k) + n(k)$, $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対してここで、 $y(k)$ は、 k 番目のサブバンド上で受信されたシンボルを表し；

$\underline{x}(k)$ は、 k 番目のサブバンドに対して N_T 個の送信アンテナから送信されたシンボルに対する N_T 個のエントリを有するベクトルであり；

30

$\underline{h}(k)$ は、エントリ、 $j \in \{1, \dots, N_T\}$ に対して $\{h_j(k)\}$ 、を有する $(1 \times N_T)$ のチャンネル応答ベクトルであり、これは、 k 番目のサブバンドに対する1個の受信アンテナへの N_T 個の送信アンテナから複素利得であり；及び

$n(k)$ は、 k 番目のサブバンドに対する付加的なホワイト・ガウシアン・ノイズ(AWGN)である。

【0027】

MIMO及びMISOシステムに対して、1個の固有モード上のデータ送信は、ビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミング、両者とも下記に説明される、を使用して達成される可能性がある。

40

【0028】

1. ビーム・フォーミング

ビーム・フォーミング技術は、この固有モードに対する固有ベクトルを用いて変調シンボルを事前調整することによって1個の(例えば、主)固有モード上でデータを送信する。MIMO-OFDMシステムに対して、ビーム・フォーミングは、そのサブバンドについて得られた固有ベクトルを使用して各サブバンドに対して実施される。

【0029】

式(2)において、単位行列 $\underline{E}(k)$ は、 N_T 個の固有ベクトルについての N_T 個の列を含む、すなわち、 $\underline{E}(k) = [\underline{e}_1(k) \ \underline{e}_2(k) \ \dots \ \underline{e}_{N_T}(k)]$ 。固有ベクトルは、ステアリング・ベクトルとも呼ばれる。各固有ベクトルは、それぞれの固有モー

50

ド及び対角行列 $\underline{D}(k)$ の固有値に関係付けられる (すなわち、固有ベクトル $\underline{e}_i(k)$ は、サブバンド k に対する固有ベクトル $\underline{e}_i(k)$ に関係付けられる)。 $\underline{D}(k)$ の固有ベクトルが上記したように下降順にソートされる場合に、 $\underline{E}(k)$ の固有ベクトルも、対応する順番に再配列される。ソーティング / 再配列の後で、固有ベクトル $\underline{e}_1(k)$ は、最大の固有値 $\lambda_1(k)$ に対応し、 k 番目のサブバンドについての主固有モードに対する固有ベクトルである。この固有ベクトル $\underline{e}_1(k)$ は、 N_T 個の送信アンテナに対する N_T 個の要素を含み、次式として表される：

$$\underline{e}_1(k) = [\underline{e}_{1,1}(k) \ \underline{e}_{1,2}(k) \ \dots \ \underline{e}_{1,N_T}(k)]^T, \quad k \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して} \quad \text{式(3)}$$

)

ここで “ T ” は、転置を表す。

【0030】

各サブバンドに関するビーム・フォーミングを達成するために送信機において事前調整することは、次式として表されることができる：

$$\underline{x}(k) = (P(k))^{1/2} \underline{e}_1(k) s(k), \quad k \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して}$$

式(4)

ここで、 $s(k)$ は、 k 番目のサブバンドにおいて送信されるべき変調シンボルであり； $(P(k))^{1/2}$ は、 k 番目のサブバンドに割り当てられた送信出力 $P(k)$ に基いて導出されたスケール値であり；

$\underline{x}(k)$ は、 k 番目のサブバンドに対する N_T 個の事前調整されたシンボルを有する送信ベクトルである。

【0031】

式(4)に示されたように、ビーム・フォーミング技術は、主固有モードについての固有ベクトル $\underline{e}_1(k)$ に基づいて各サブバンドに対して1個の送信ベクトル $\underline{x}(k)$ を発生する。固有ベクトル $\underline{e}_1(k)$ の要素が異なる強度を有することがあるので、送信ベクトル $\underline{x}(k)$ の要素も、異なる強度を有する可能性がある。

【0032】

各送信アンテナ i に対して、シンボル・ピリオド n において N_F 個のサブバンド上に送信されるべき N_F 個の事前調整されたシンボルは、1個の(アンテナ当りの送信)ベクトル $\underline{x}_i(n)$ に一緒にマルチプレックスされる。これは、次式として表される：

$$\underline{x}_i(n) = [e_{1,i}(1) \tilde{s}(1) \ e_{1,i}(2) \tilde{s}(2) \ \dots \ e_{1,i}(N_F) \ \tilde{s}(N_F)]^T, \quad k \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して}$$

式(3)

ここで、 $\tilde{s}(k)$ は、縮尺された変調シンボルであり、 $\tilde{s}(k) = (P(k))^{1/2} s(k)$ として与えられる。

【0033】

MIMO-OFDMシステムに対して、ビーム・フォーミングも、そのサブバンドに対して取得されたステアリング・ベクトルを使用して各サブバンドに対して実施される。チャネル分解がチャネル応答ベクトル $\underline{h}(k)$ 上で実施されるならば、結果は、1個の固有モード(すなわち、行列 $\underline{D}(k)$ に対して1個のゼロでない値)及び1個のステアリング・ベクトルである。このステアリング・ベクトルは、 $\underline{h}^*(k)$ に等しくなる。MISOに対するビーム・フォーミングは、式(4)に示されたように実施される可能性がある。

【0034】

2. ビーム・ステアリング

ビーム・ステアリング技術は、変調シンボルをこの固有モードに対する“規格化された”ステアリング・ベクトルを用いて事前調整することによって主固有モード上でデータを送信する。ビーム・ステアリングも、MIMO-OFDMシステムに関する各サブバンドに対して実施される。

10

20

30

40

50

【0035】

上記されたように、主固有モードについて、 $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対して、各固有ベクトル $\underline{e}_{i_1}(k)$ の要素は、異なる強度を有することがある。その結果、 $i \in \{1, \dots, N_T\}$ に対して、アンテナ当りの送信ベクトル $\underline{x}_i(n)$ は、異なる強度を有することがある。各送信アンテナに対する送信出力が（例えば、パワー増幅器の限界のために）制限されるならば、ビーム・フォーミング技術は、各アンテナに対して利用可能な全出力を十分に使用しない可能性がある。

【0036】

ビーム・ステアリング技術は、 $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対する、固有ベクトル $\underline{e}_{i_1}(k)$ から位相情報だけを使用し、各送信ステアリング・ベクトルを規格化して、その結果、全ての N_T 個の要素が等しい強度を有する。 k 番目のサブバンドに対する規格化されたステアリング・ベクトル $\underline{e}^{\sim}(k)$ は、次式として表されることができる：

【数1】

$$\underline{\tilde{e}}(k) = [Ae^{j\theta_1(k)} \quad Ae^{j\theta_2(k)} \quad \dots \quad Ae^{j\theta_{N_T}(k)}]^T \quad \text{式 (5a)}$$

【0037】

ここで、 A は、定数（例えば、 $A = 1$ ）であり；及び

$\theta_i(k)$ は、 i 番目の送信アンテナの k 番目のサブバンドに対する位相であり、これは、次式として与えられる：

【数2】

$$\theta_i(k) = \angle e_{1,i}(k) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{e_{1,i}(k)\}}{\text{Re}\{e_{1,i}(k)\}} \right) \quad \text{式 (5b)}$$

【0038】

式 (5b) に示されたように、ベクトル $\underline{e}^{\sim}(k)$ 中の各要素の位相は、固有ベクトル $\underline{e}_{i_1}(k)$ の対応する要素から取得される（すなわち、 $\theta_i(k)$ は $e_{1,i_1}(k)$ から取得される）。

【0039】

各サブバンドに関するビーム・ステアリングを達成するために送信機において事前調整することは、次式として表されることができる：

$$\underline{x}(k) = (P(k))^{1/2} \underline{e}^{\sim}(k) s(k),$$

$k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対して 式 (6) 式

(5a) 及び (5b) に示されたように、各サブバンドに対する規格化されたステアリング・ベクトル $\underline{e}^{\sim}(k)$ の要素は、等しい強度を有するが、おそらく異なる位相を有する。ビーム・ステアリング技術は、同じ強度であるがおそらく異なる位相を有する $\underline{x}(k)$ の要素を用いて、各サブバンドに対して1個の送信ベクトル $\underline{x}(k)$ を発生させる。

【0040】

上記に説明されたように、各送信アンテナ i に対して、シンボル・ピリオド n において N_F 個のサブバンド上に送信されるべき N_F 個の事前調整されたシンボルは、プリアンテナ送信ベクトル $\underline{x}_i(n)$ に一緒にマルチプレックスされる。 $i \in \{1, \dots, N_T\}$ に対する、各送信ベクトル $\underline{x}_i(n)$ は、（おそらく異なる位相を有するが）縮尺された変調シンボルの同じセットを含むので、各送信アンテナに対する全利用可能な送信出力は、十分に使用される可能性がある。

【0041】

受信機において、変調シンボル $s(k)$ の推定値を得るために、各サブバンドについて

10

20

30

40

50

受信されたベクトル $\underline{y}(k)$ は、 $\underline{e}^H(k) \underline{H}^H(k)$ (ビーム - ステアリングが実施されるならば) 若しくは $\underline{e}_1^H(k) \underline{H}^H(k)$ (ビーム - フォーミングが実施されるならば) のいずれかを用いて事前に掛け算される (若しくは “調整される”) ことができる。ビーム - ステアリングが実施されるならば、シンボル推定値 $\hat{s}(k)$ を得るために調整することは、次式として表されることができる:

【数 3】

$$\begin{aligned} \hat{s}(k) &= \tilde{\underline{e}}^H(k) \underline{H}^H(k) \underline{y}(k) \\ &= \sqrt{P(k)} \tilde{\underline{e}}^H(k) \underline{H}^H(k) \underline{H}(k) \tilde{\underline{e}}(k) s(k) + \tilde{\underline{e}}^H(k) \underline{H}^H(k) \underline{n}(k) \\ &= \sqrt{P(k)} D(k) s(k) + \hat{n}(k) \end{aligned} \quad \text{式 (7)}$$

10

【0042】

ここで、 $D(k)$ は、 k 番目のサブバンドに対するビーム - ステアリング利得であり、これは、次式として表されることができる、

$$D(k) = \underline{e}^H(k) \underline{H}^H(k) \underline{H}(k) \underline{e}(k), \text{ 及び} \quad \text{式 (8)}$$

$\hat{n}(k)$ は、ゼロ平均及び $2 D(k)$ のノイズ変動を有する AWGN である。

20

【0043】

ビーム - ステアリングを有する k 番目のサブバンドについて受信された信号対ノイズ比 (SNR) は、次式として表されることができる:

$$b_{s}(k) = P(k) D(k) / \sigma_n^2, \quad \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して} \quad \text{式 (9)}$$

k 番目のサブバンドに対するスペクトル効率は、能力に対して連続的に、単調に増加する対数関数に基づいて算出されることがあり、次式の通りである:

$$C_{bs}(k) = \log_2(1 + b_{s}(k)), \quad \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して} \quad \text{式 (10)}$$

ベクトル効率は、ヘルツ当りのビット / 秒 (bps / Hz) の単位で与えられる。MIMO - OFDM システムの N_F 個のサブバンドに関する中間の (平均の) スペクトル効率は、それから次式として表される:

30

【数 4】

$$\bar{C}_{bs} = \frac{\sum_{k=1}^{N_F} C_{bs}(k)}{N_F} \quad \text{式 (11)}$$

40

【0044】

同様な演算は、ビーム - ステアリング技術に対して実施されることができる。

【0045】

MIMO - OFDM システムに対して、ビーム - ステアリングも、そのサブバンドに対して取得された規格化されたステアリング・ベクトルを使用して各サブバンドについて実施される。MISO に対する規格化されたステアリング・ベクトルは、主固有モードに関する規格化されたステアリング・ベクトル $\underline{e}(k)$ に対して上記に説明されたもののように同様な方法で (すなわち、ステアリング・ベクトルの位相を使用して) 取得される可能性がある。MISO に対するビーム - ステアリングは、式 (6) に示されたように実施されることができる。

50

【 0 0 4 6 】

3. サブバンドに対する出力割当て

全ての N_T 個の送信アンテナに対する全送信出力が、特定の値 P_{total} に制限されるのであれば、ビーム・フォーミング技術は、ビーム・ステアリング技術より良い結果を提供することができる。これは、全送信出力が主固有モードに対する固有ベクトル $e_1(k)$ に基づいて N_T 個の送信アンテナにわたって、より最適に分配されることができるとである。しかしながら、各送信アンテナに対して利用可能な送信出力が（例えば、 P_{total} / N_T に）制限されるならば、ビーム・ステアリング技術は、ビーム・フォーミング技術より良い結果を達成することができるはずである。これは、ビーム・ステアリング技術が、各送信アンテナに対して利用可能な出力の全てをより十分に使用することができるためである。

10

【 0 0 4 7 】

いずれにせよ、全送信出力 P_{total} は、 N_T 個の送信アンテナ及び種々の出力割当てスキームを使用する N_F 個のサブバンドにわたって分配されることができると。これらのスキームは、(1) 全チャンネル反転、(2) 選択的チャンネル反転、(3) 均一、及び(4) “ウォータ・フィリング” 若しくは “ウォータ・ポアリング” 出力割当てスキームを含む。明確にするために、これらのスキームのそれぞれは、ビーム・ステアリング技術に対して下記に具体的に説明される。

【 0 0 4 8 】

4. 全チャンネル反転

同じ量の送信出力が各サブバンドに対して使用されるのであれば、ビーム・ステアリングは、 N_F 個のサブバンドに対して異なる受信された SNR に帰結する可能性がある。スベクトル効率を最大にするために、異なるコーディング及び変調スキームは、それから、サブバンドに対して達成された SNR に依存して各サブバンドに対して使用されることができると。しかしながら、各サブバンドに対して別々にコード化すること及び変調することは、送信機及び受信機の両者の複雑さを著しく増加させることがある。一方で、同一のコーディング及び変調スキームが全てのサブバンドに対して使用されるのであれば、受信された SNR の変動に依存して、 N_F 個のサブバンドに対するエラー・レートにおいて著しい変動がある可能性がある。

20

【 0 0 4 9 】

全チャンネル反転は、サブバンドを効率的に “反転させる” ために使用されることができ、その結果、全てのサブバンドに対する受信された SNR は、ほぼ等しくなる。出力割当ては、各送信アンテナに対する全てのサブバンドに割り当てられた全出力が $P_{ant} = P_{total} / N_T$ に制限されることの制約の下で実施される可能性がある。全チャンネル反転に対して、各サブバンドに割り当てるための送信出力 $P(k)$ の量は、次式として表されることができると：

30

$$P(k) = \alpha_k P_{total} / N_T N_F, \quad k \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して} \\ \text{式 (12)}$$

ここで、 α_k は、全チャンネル反転出力割当てに対して使用されたスケーリング因子である。k 番目のサブバンドに対するスケーリング因子は、次式として表されることができると：

40

$$\alpha_k = b / |D(k)|, \quad \text{式 (13)}$$

ここで、b は、規格化因子であり、次式として表されることができると：

【数5】

$$b = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} |D(k)|^{-1}} \quad \text{式(14)}$$

10

【0050】

式(12)及び(13)に示されたように、全送信出力 P_{total} は、 $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対して、スケール因子 α_k に基づいて N_F 個のサブバンドにわたって不均一に分配される。スケール因子は、ビーム・ステアリング利得 $D(k)$ と逆相関である。スケール因子 α_k は、全てのサブバンドに対して受信された SNR がほぼ等しいことを、保証する。各サブバンドに対して受信された信号出力 $P_{rx}(k)$ は、次式として与えられることができる：

【数6】

$$P_{rx}(k) = P(k)D(k)^2 = \frac{\alpha_k P_{total} D(k)^2}{N_T N_F} = \frac{b P_{total} D(k)}{N_T N_F}, \quad k \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して 式(15)}$$

20

【0051】

ノイズ出力は、 $\sigma^2 D(k)$ により与えられる。サブバンド k に対する信号対ノイズ比 $\gamma(k)$ は、それから次式によって与えられる：

【数7】

$$\gamma(k) = \frac{P(k)D(k)^2}{\sigma^2 D(k)} = \frac{P(k)D(k)}{\sigma^2} = \frac{\alpha_k P_{total} D(k)}{N_T N_F \sigma^2} = \frac{b P_{total}}{N_T N_F \sigma^2} \quad \text{式(16)}$$

30

【0052】

全受信された信号出力 P_{rx} は、それから次式として与えられることができる：

【数8】

$$P_{rx} = \sum_{k=1}^{N_F} P(k)D(k)^2 = \frac{b P_{total}}{N_T N_F} \sum_{k=1}^{N_F} D(k)$$

40

【0053】

全送信出力 P_{total} は、サブバンドに割り当てられて、その結果、式(16)に示されたように、等しい受信された SNR を達成する（すなわち、各サブバンドに対して受信された SNR は、 k の関数ではない）。これは、それから、アンテナ当りの出力制約を満足しつつ、全てのサブバンドに対して共通のコーディング及び変調スキームの使用を可能にする。

50

【 0 0 5 4 】

全ての N_F 個のサブバンドに対してほぼ等しい受信された SNR を達成するために、全チャンネル反転スキームは、低い利得を有する弱いサブバンドに対してより多くの送信出力を割り当てる。アンテナ当りの出力が P_{total} / N_T に制約されているために、高い利得を有する良好なサブバンドは、より少ない送信出力を割り当てられる。これは、システム全体のスペクトル効率の低下に帰結する。しかしながら、全体のチャンネルが実効的に均一であり、受信された信号のイコライゼーションが必要ない可能性があるため、全チャンネル反転は、受信機におけるプロセッシングを単純化することができる。

【 0 0 5 5 】

5. 選択的チャンネル反転

10

選択的チャンネル反転スキームは、使用するために選択されたサブバンドがほぼ等しい受信された SNR を達成するように、全送信出力 P_{total} を分配する。これは、データ送信に対して使用するために N_F 個のサブバンドの全て若しくは1個のサブセットだけを初めに選択することによって実施されることができる。チャンネル選択は、特定のしきい値よりも下になる低い SNR を有する悪いサブバンドの削除に帰結する可能性がある。このしきい値は、下記に説明されるように、スペクトル効率を最大にするように選択されることができる。全送信出力 P_{total} は、それから、選択されたサブバンドだけにわたって分配されて、その結果、それらの受信された SNR がほぼ等しくなる。

【 0 0 5 6 】

選択的チャンネル反転スキームによって出力割当てに対して使用されたスケール因子 $\tilde{\alpha}_k$ は、次式として表されることができる：

20

【 数 9 】

$$\tilde{\alpha}_k = \begin{cases} \frac{\tilde{b}}{|D(k)|^{-1}}, & |D(k)| > \rho L_{avg} \text{ であれば} \\ 0 & \text{, それ以外は} \end{cases} \quad \text{式 (17)}$$

30

【 0 0 5 7 】

ここで、 \tilde{b} は、しきい値を設定するために使用された値であり、 L_{avg} は、平均利得であり、及び \tilde{b} は、規格化係数である。規格化係数 \tilde{b} は、式 (14) の b と同様であるが、選択されたサブバンドに対して算出され、次式として表されることができる：

【 数 10 】

$$\tilde{b} = \frac{1}{\sum_{|D(k)| \geq \rho L_{avg}} |D(k)|^{-1}} \quad \text{式 (18)}$$

40

【 0 0 5 8 】

平均利得 L_{avg} は、次式として算出されることができる：

【数 1 1】

$$L_{avg} = \frac{\sum_{k=1}^{N_F} |D(k)|}{N_F} \tag{式 (19)}$$

【0059】

式(17)に示されたように、ビーム - ステアリング利得がしきい値より大きい若しくは等しい(すなわち、 $|D(k)| \geq L_{avg}$)のであれば、与えられたサブバンドは、使用するために選択される。送信出力がしきい値より低い利得を有する悪いサブバンドに割り当てられないので、より高いスペクトル効率が達成される可能性がある。使用するために選択されたサブバンドに対して、全送信出力 P_{total} は、式(15)に示されたものと同様に、自身のスケール因子 $\tilde{\gamma}_k$ に基づいてこれらのサブバンドに分配され、その結果、各選択されたサブバンドに対して受信された信号出力は、 $\tilde{\gamma}_k P_{total} |D(k)| / N_T N_F$ として与えられ、そして全ての選択されたサブバンドは、ほぼ等しい受信された SNR を有する。

【0060】

サブバンドを選択するために使用されたしきい値は、種々の基準に基づいて設定されることがある。スペクトル効率を最大にするしきい値は、以下のように決定されることができ。はじめに、全ての N_F 個のサブバンドに対する利得 $D(k)$ は、 $\{1, \dots, N_F\}$ に対する、リスト $G(\cdot)$ の下降順にランク付けされ、並べられる、その結果、 $G(1) = \max\{D(k)\}$ 及び $G(N_F) = \min\{D(k)\}$ である。シーケンス $B(\cdot)$ は、その後、次式のように規定される：

【数 1 2】

$$B(\lambda) = \left(\sum_{i=1}^{\lambda} (G(i)^{-1}) \right)^{-1}, \lambda \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して} \tag{式 (20)}$$

【0061】

$B(\cdot)$ は、最良の λ 個のサブバンドが使用されるならば、 $B(\cdot)$ のリストである。

【0062】

λ 個のベスト・サブバンドが使用するために選択される場合に結果としてなる、全ての選択されたサブバンド上で受信された SNR は、次式として与えられる：

$$\hat{\gamma}(\lambda) = B(\lambda) P_{total} / \sigma^2 N_T \tag{式 (21)}$$

式(21)に対して、全送信出力 P_{total} は、 λ 個のベスト・サブバンドの間に割り当てられ、その結果、等しい受信された SNR を達成する。

【0063】

λ 個のベスト・サブバンドが使用のために選択されるならば、これらのサブバンドに対する全スペクトル効率は、次式として与えられる：

$$C(\lambda) = \log_2 (1 + \hat{\gamma}(\lambda)) \tag{式 (22)}$$

スペクトル効率 $C(\lambda)$ は、 $\{1, \dots, N_F\}$ に対して、 $C(\lambda)$ の各値に対して算出され、アレイ中に記憶されることがある。 $C(\lambda)$ の全ての N_F 個の値が選択されたサブバンドの N_F 個の可能性のある組み合わせに対して算出された後で、スペクトル効率のアレイは、トラバースされ、そして $C(\lambda)$ の最大値が決定される。最大の $C(\lambda)$ に対応する λ の値、 λ_{max} は、評価されようとしているチャネル状態に対する最大のスペクトル効率に帰結するサブバンドの数である。

【0064】

値は、それから次のように算出されることができる：

$$= G(\text{max}) / L_{avg} \quad \text{式(23)}$$

ここで、 L_{avg} は、式(19)に示されたように決定される。しきい値 L_{avg} は、そのようにして $D(\text{max})$ に等しく設定されることができる、 $D(\text{max})$ は、スペクトル効率を最大にするサブバンドのグループ中の最悪のサブバンドの利得である。チャンネル選択に対して使用されたしきい値も、ある種の他の基準に基づいて設定される可能性がある。

【0065】

全ての選択されたサブバンドについて受信されたSNRは、これらのサブバンドにわたり全送信出力 P_{total} を不均一に分配することによってほぼ等しくされる可能性がある。等しく受信されたSNRは、そのようにして1個のデータ・レート及び全ての選択されたサブバンドに対して共通のコーディング及び変調スキームの使用を可能にするはずである。これは、送信機及び受信機の両者に対して複雑さを大きく減少させるはずである。

10

【0066】

全体及び選択的チャンネル反転スキームは、米国特許出願番号第09/860,274号、2001年5月17日提出、番号第09/881,610号、2001年6月14日提出、及び番号第09/892,379号、2001年6月26日提出、3件とも名称“選択的チャンネル反転を使用する多元チャンネル通信システムにおける送信のためのデータを処理するための方法及び装置”にさらに詳細に説明されている。これらは、本出願の譲受人に譲渡され、引用文献としてここに組み込まれている。

20

【0067】

6. ウォーター・フィリング

ウォーター・フィリング・スキームは、サブバンドにわたって全送信出力を最適に分配するために使用されることがあり、その結果、全送信出力が P_{total} に制限されることの制約の下で、全体のスペクトル効率は、最大にされる。ウォーター・フィリング・スキームは、 N_F 個のサブバンドに出力を分配して、その結果、ますます高い利得を有するサブバンドは、全送信出力のますます大きな割合を受ける。所定のサブバンドに割り当てられた送信出力は、サブバンドの受信されたSNRによって決定される。サブバンドの受信されたSNRは、ビーム・ステアリング技術に対して式(9)に示されたように、サブバンドの利得に依存する。ウォーター・フィリング・スキームは、十分に小さな受信されたSNRを有するサブバンドにゼロの送信出力を割り当てることができる。

30

【0068】

ウォーター・フィリングを実施するための手順は、この分野で知られており、ここでは説明されない。ウォーター・フィリングを説明する1つの参考文献は、ロバート G. ギャラガー著、“情報理論及び信頼性のある通信”、ジョン・ウィリー・アンド・サンズ発行、1968年、であり、これは、引用文献としてここに組み込まれている。ウォーター・フィリングの結果は、 N_F 個のサブバンドのそれぞれに対する特定の送信出力割当て $P_w(k)$ である。ウォーター・フィリング出力割当ては、下記の条件が満足されるように実施される：

40

【数13】

$$P_{total} = \sum_{k=1}^{N_F} P_w(k) \quad \text{式(24)}$$

【0069】

$k = \{1, \dots, N_F\}$ に対する $P_w(k)$ の割り当てられた送信出力に基づいて、ここで、 $P_w(k)$ は、1若しくはそれより多くのサブバンドに対してゼロであることが

50

あり、各サブバンドに対して受信されたSNRは、次式として表されることができる：

$$w(k) = P_w(k) D(k) / \sigma^2, \quad k \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して} \\ \text{式(25)}$$

各サブバンドに対するスペクトル効率Cは、その後、式(10)に示されたように算出されることができ、そして、全ての N_F 個のサブバンドに対する平均スペクトル効率は、式(11)に示されたように算出されることができ。

【0070】

ウォーター・フィリング出力割当ては、一般に、ゼロでない送信出力を割り当てられてきているサブバンドに対して異なる受信されたSNRに結果としてなる。異なるコーディング及び変調スキームは、その後、自身の受信されたSNRに基づいて選択されたサブバンドに対して使用されることができ。

10

【0071】

7. 均一出力割当て

均一出力割当てスキームは、全ての N_F 個のサブバンドにわたって均一に全送信出力 P_{total} を分配する。各サブバンドに対して割り当てられた送信出力 $P_u(k)$ は、次式として表されることができ：

$$P_u(k) = P_{total} / N_T N_F, \quad k \in \{1, \dots, N_F\} \text{ に対して} \\ \text{式(26)}$$

均一出力割当ても、 N_F 個のサブバンドに対して異なる受信されたSNRに帰結する可能性がある。異なるコーディング及び変調スキームは、その後、自身の受信されたSNRに基づいてそれらのサブバンドに対して使用されることができ。MIMOシステムが大きなダイバーシティ順を有するのであれば、全及び選択的チャネル反転スキームは、均一出力スキームに対して優位性を提供しない。MIMOシステムが大きなダイバーシティ順を有するのであれば、その後、 N_F 個のサブバンドに対する N_F 個の最大の固有値は、広範に変化する可能性がない。その場合には、全および選択的チャネル反転スキームの性能は、均一出力スキームの性能と同様であるはずである。

20

【0072】

全送信出力も、ある種の他の出力割当てスキームに基づいてサブバンドに割り当てられることがあり、そして、これは、本発明の範囲内である。

【0073】

シミュレーションは、下記に対して実施された。(1)3つの異なる出力割当てスキーム(全チャネル反転、選択的チャネル反転、及び均一)を有するビーム・ステアリング技術、及び(2)均一出力割当てを有するビーム・フォーミング技術。各送信アンテナに対して利用可能な送信出力が、(例えば、 P_{total} / N_T に)制限されている場合に、ビーム・ステアリング技術は、ビーム・フォーミング技術に対する性能の改善において、ほぼ2.5dBの改善を提供する。この顕著な改善は、全ての利用可能な出力が、ビーム・ステアリング技術によって使用されるという事実に基づいて帰結する可能性がある。これは、ビーム・フォーミング技術を用いた場合ではない。十分に低い受信されたSNR(これは、シミュレーションに使用した特定のシステム構成に対して-1dBである)において、ビーム・ステアリング技術は、全ての固有モードを使用してデータを送信し、これらの固有モードにわたり均一に全送信出力を割り当てる技術に関して改善された性能を提供できる。これは、十分に低い受信されたSNRにおいて、数個の固有モードだけが“アクティブ”であるためであり、より良い性能は、最善の固有モードに対して全送信出力を割り当てることによって達成される可能性がある。ビーム・ステアリング技術に対して、MIMOチャネルの推定値がノイズが多い場合に、選択的チャネル反転は、低い受信されたSNRにおける全チャネル反転より良い成果を生む。低い受信されたSNRにおいて、選択的チャネル反転を有するビーム・ステアリングが、他のMIMO送信スキームよりも使用に対してより良い選択であることを、シミュレーションは、示唆する。

30

40

【0074】

8. システム

50

図 2 は、MIMO-OFDM システム 200 中の送信機システム 210 及び受信機システム 250 の 1 実施形態のブロック図である。

【0075】

送信機システム 210 において、データ・ソース 212 からのトラフィック・データ（すなわち、情報ビット）は、送信（TX）データ・プロセッサ 214 に与えられる。TX データ・プロセッサ 214 は、データを、コード化し、インターリーブし、変調して、変調シンボルを与える。TX 空間プロセッサ 220 は、変調シンボルをさらに処理して、事前調整されたシンボルを与える。事前調整されたシンボルは、その後、パイロット・シンボルを用いてマルチプレックスされ、各送信アンテナに対して 1 個のモジュレータである、 N_T 個の OFDM モジュレータ（MOD）222a から 222t に与えられる。各 OFDM モジュレータ 222 は、事前調整されたシンボルのそれぞれのストリームを処理して、変調された信号を発生する。変調された信号は、その後、それぞれのアンテナ 224 から送信される。

10

【0076】

受信機システム 250 において、 N_T 個のアンテナ 224a から 224t からの送信された変調された信号は、 N_R 個のアンテナ 252a から 252r によって受信される。各アンテナ 252 から受信された信号は、それぞれの OFDM デモジュレータ（DEMOD）254 に与えられる。各 OFDM デモジュレータ 254 は、受信された信号を調整し（例えば、フィルタし、増幅し、そして周波数ダウンコンバートする）、サンプルを与えるために調整された信号をディジタル化し、そしてサンプルをさらに処理して、受信されたシンボルのストリームを与える。RX 空間プロセッサ 260 は、それから、 N_R 個の受信したシンボル・ストリームを処理して、再生されたシンボルを与える。再生されたシンボルは、送信機システムによって送信された変調シンボルの推定値である。

20

【0077】

受信機システムから送信機システムへの逆の経路に対するプロセッシングは、順方向経路に対するプロセッシングと同様である、若しくは異なっていることがある。逆の経路は、受信機システムから送信機システムへのチャネル状態情報（CSI）を送り返すために使用されることができる。CSI は、下記を行うために送信機システムにおいて使用される。（1）データ送信に対して使用するために適切な（複数の）データ・レート及び（複数の）コーディング及び変調スキームを選択すること、（2）ビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミングを実施すること、及び（3）サブバンドに対して全送信出力を割り当てることである。CSI は、各種の形式で提供される可能性がある。例えば、ビーム・ステアリングを実施するために、CSI は、使用のために選択された各サブバンドに対する N_T 個の送信アンテナに対する N_T 個の位相を含むことができる。

30

【0078】

コントローラ 230 及び 270 は、それぞれ、送信機及び受信機における動作を管理する。メモリ 232 及び 272 は、それぞれ、コントローラ 230 及び 270 によって使用されるプログラム・コード及びデータのための格納を提供する。

【0079】

MISO-OFDM システム中の送信機及び受信機システムのブロック図は、図 2 に示されたものと同様であるはずである。しかしながら、受信機システムは、1 個の受信アンテナだけを含み、RX 空間プロセッサ 260 を含まないはずである。

40

【0080】

図 3 は、送信機ユニット 300 のブロック図である。これは、図 2 の送信機システム 210 の送信機部分の 1 実施形態である。

【0081】

TX データ・プロセッサ 214 の内部で、エンコーダ 312 は、1 若しくはそれより多くのコーディング・スキームにしたがってトラフィック・データ（すなわち、情報ビット）を受信し、コード化して、コード化されたビットを与える。チャネル・インターリーバ 314 は、その後、1 若しくはそれより多くのインターリーブング・スキームに基づいて

50

コード化されたビットをインターリーブして、時間、空間、及び/若しくは周波数ダイバーシティを与える。シンボルマッピング・エレメント 3 1 6 は、それから、1 若しくはそれより多くの変調スキーム（例えば、QPSK, M-PSK, M-QAM, 等）にしたがってインターリーブされたデータをマップして、変調シンボルを与える。

【0082】

サブバンドに対するコーディング及び変調は、種々の方式で実施されることができる。サブバンドに対して受信されたSNRが、（例えば、全若しくは選択的チャネル反転を用いて）受信機システムにおいてほぼ等しいのであれば、共通のコーディング及び変調スキームが、データ送信に使用された全てのサブバンドに対して使用されることができる。受信されたSNRが異なるのであれば、別々のコーディング及び変調スキームが、各サブバンド（若しくは、ほぼ等しい受信されたSNRを有するシンボルの各グループ）に対して使用されることができる。コンボリューションの、トレリスの、及びターボ・コーディングは、データをコード化するために使用されることができる。

10

【0083】

TX空間プロセッサ 2 2 0 の内部で、MIMOチャネルのインパルス応答の推定値は、タイム・ドメイン・サンプル、

【数 1 4】

$$\hat{H}(n)$$

20

【0084】

の行列のシーケンスとして高速フーリエ変換（FFT）ユニット 3 2 2 に与えられる。FFTユニット 3 2 2 は、その後、 N_F 個の行列

【数 1 5】

$$\hat{H}(n)$$

【0085】

の各セットにFFTを実施して、 N_F 個の推定されたチャネル周波数応答行列、 $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対する $\underline{H}^{\wedge}(k)$ の対応するセットを与える。

30

【0086】

ユニット 3 2 4 は、上記されたように、その後、各行列 $\underline{H}^{\wedge}(k)$ の固有値分解を実施して、単位行列 $\underline{E}(k)$ 及び対角行列 $\underline{D}(k)$ を与える。利得のセット $D(k)$ は、その後、行列 $\underline{H}^{\wedge}(k)$ 及びステアリング・ベクトル、これは、 $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対して $\underline{e}^{\sim}(k)$ 若しくは $\underline{e}_1(k)$ であることがある、に基づいて算出される。利得 $D(k)$ は、出力割当てユニット 3 3 0 に供給され、そしてステアリング・ベクトルは、ビーム・ステアリング/フォーミング・ユニット 3 5 0 に与えられる。

40

【0087】

出力割当てユニット 3 3 0 は、上記に説明されたいずれか 1 の出力割当てスキームを使用してサブバンドに全送信出力 P_{total} を分配する。これは、 N_F 個のサブバンドについて、 $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対する、 $P(k)$ の出力割当てに帰結する。ここで、 $P(k)$ は、1 若しくはそれより多くのサブバンドに対して、ゼロであることがある。出力割当てユニット 3 3 0 は、信号スケールリング・ユニット 3 4 0 へのサブバンドに対するスケールリング値 $(P(k))^{1/2}$ を与える。

【0088】

MISO-OFDMシステム中の送信機ユニットのブロック図は、図 3 に示されたものと同様であるはずである。しかしながら、各サブバンドに対するステアリング・ベクトルは、チャネル応答行列 $\underline{H}^{\wedge}(k)$ の代わりにチャネル応答ベクトル $\underline{h}^{\wedge}(k)$ に基づいて導

50

出される。

【0089】

図4は、送信機ユニット300内部の信号スケーリング・ユニット340a、ビーム・ステアリング・ユニット350a、及びマルチプレクサ360aの1実施形態のブロック図である。これらは、ビーム・ステアリングを実施するために設計される。信号スケーリング・ユニット340aの内部では、変調シンボル $s(k)$ は、データ送信に対して使用されるべき各サブバンドに対して1個のサブストームの、(最大) N_F 個のサブストリームにデマルチプレクサ440によってデマルチプレクスされる。各シンボル・サブストーム s_k は、それぞれの増倍器442に供給される。

【0090】

各増倍器442は、そのサブバンドに対して与えられたスケーリング値 $(P(k))^{1/2}$ に基づいて関係付けられたサブバンドに対して信号スケーリングを実施する。特に、各増倍器442は、自身のスケーリング値 $(P(k))^{1/2}$ を用いて自身のサブストーム中の各変調シンボルを縮尺して、対応する縮尺された変調シンボルを与える。各変調シンボルに対する信号スケーリングは、次式として表されることができる：

$$\tilde{s}_k = s_k (P(k))^{1/2}$$

各増倍器442に対するスケーリング値 $(P(k))^{1/2}$ は、関係付けられたサブバンドに割り当てられた送信出力 $P(k)$ によって決定される。縮尺された変調シンボル \tilde{s}_k の各サブストームは、その後、それぞれのビーム・ステアリング・ユニット450に与えられる。

【0091】

各ビーム・ステアリング・ユニット450は、1個の関係付けられたサブバンドに対してビーム・ステアリングを実施し、そのサブバンドに対する規格化されたステアリング・ベクトル $\underline{e}(k)$ も受信する。各ユニット450の内部で、縮尺された変調シンボル \tilde{s}_k は、各送信アンテナに対して1個の増倍器の、 N_T 個の増倍器452aから452tに与えられる。各増倍器452は、規格化されたステアリング・ベクトル $\underline{e}(k)$ のそれぞれの要素 $e_i(k)$ も受信し、要素 $e_i(k)$ を用いてサブストーム中の各縮尺された変調シンボルを増倍し、そしてその増倍器に関係付けられた送信アンテナに対するコンバイナ460へ事前調整されたシンボル $x_i(k)$ を与える。k番目のサブバンドに対するビーム・ステアリング・ユニット450kによって実施された事前調整は、次式として表されることができる：

$$x_i(k) = e_i(k) \tilde{s}_k, \quad i \in \{1, \dots, N_T\} \text{ に対して}$$

各ビーム・ステアリング・ユニット450は、 N_T 個の送信アンテナに対する N_T 個のコンバイナ460aから460tへ、 $i \in \{1, \dots, N_T\}$ に対する N_T 個の事前調整されたシンボル $x_i(k)$ を与える。

【0092】

信号スケーリング及び事前調整することは、上記に説明されたものと異なる順番で統合され、実施されることも可能性がある。

【0093】

各コンバイナ460は、データ送信に対して使用された最大 N_F 個までのサブバンドについての最大 N_F 個までのビーム・ステアリング・ユニット450からの、 $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対する最大 N_F 個までの事前調整されたシンボル、 $x_i(k)$ を受信する。各コンバイナ460は、時分割マルチプレクシング、コーディング分割マルチプレクシング、及び/若しくは周波数分割マルチプレクシングを使用して、1若しくはそれより多くのサブバンド中の事前調整されたシンボルを用いてパイロット・シンボルをマルチプレクスすることができる。パイロット・シンボルは、受信機において使用される可能性があって、MIMOチャネルを推定する。各コンバイナ460は、それぞれのOFDMモジュレータ222へ事前調整されたシンボルのストリームを供給する。

【0094】

各OFDMモジュレータ222の内部で、IFFTユニット472は、事前調整された

10

20

30

40

50

シンボルのストリームを受信し、各シンボル・ピリオドに対して事前調整されたシンボルベクトル $\underline{x}_i(n)$ を形成する。各々のそのようなベクトルは、 N_F 個のサブバンドに対する N_F 個の要素を有し、選択されたサブバンドに対して事前調整されたシンボルを及び選択されなかったサブバンドに対してゼロを含む（すなわち、 $\underline{x}_i(n) = [x_i(1) x_i(2) \dots x_i(N_F)]$ ）。IFFTユニット472は、その後、各ベクトルに逆FFTを実施して、OFDMシンボルと呼ばれる、対応する時間ドメイン表示を取得する。各OFDMシンボルに対して、周期的プリフィックス発生器474は、OFDMシンボルの部分を繰り返して、対応する送信シンボルを形成する。周期的プリフィックスは、送信シンボルがマルチパス遅延拡散の前で自身の直交特性を保有することを確実にする。送信機(TMTX)476は、その後、送信シンボルを1若しくはそれより多くのアナログ信号に変換し、アナログ信号をさらに調整して（例えば、増幅し、フィルタし、そして周波数アップコンバートして）変調された信号を発生する。変調された信号は、その後、関係するアンテナ224から送信される。

10

20

30

40

50

【0095】

図5は、ビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミングを使用して多元入力チャネルの1個の固有モード上にデータを送信するためのプロセス500の1実施形態のフロー図である。多元入力チャネルは、MIMOシステム中のMIMOチャネル若しくはMISOシステム中のMISOチャネルである可能性がある。初めに、ステアリング・ベクトルは、 N_F 個のサブバンドのそれぞれに対して取得される（ステップ512）。各サブバンドに対するステアリング・ベクトルは、（ビーム・フォーミングに対する）そのサブバンドの固有モードに関する固有ベクトル $\underline{e}_1(k)$ である、若しくは（ビーム・ステアリングに対する）固有ベクトル $\underline{e}_1(k)$ に基づいて導出された規格化されたステアリング・ベクトル $\underline{e}^*(k)$ であることができる。MIMOシステムに関して、サブバンドに対する固有ベクトルは、上記に説明されたように、 $k \in \{1, \dots, N_F\}$ に対して行列 $\underline{H}^*(k)$ に固有値分解を実施することによって取得されることができる。MISOシステムに関して、各サブバンドに対して1個の固有モード及び1個のステアリング・ベクトルだけがある。各ステアリング・ベクトルは、 N_T 個の送信アンテナに対する N_T 個の要素を含む。自身のステアリング・ベクトルによって与えられた各サブバンドに対する利得 $D(k)$ は、（例えば、ビーム・ステアリングに対して式(8)に示されたように）それから決定される（ステップ514）。

【0096】

全送信出力 P_{total} は、上記に説明された出力割当てスキーム（例えば、全チャネル反転、選択的チャネル反転、均一、若しくはウォータ・フィリング）のいずれか1つを使用してサブバンドに割り当てられる（ステップ516）。サブバンドに対する利得は、出力割当てを実施するために使用されることができる。 N_F 個のサブバンドの全て若しくはただ1個のサブセットは、出力割当てによるデータ送信に対する使用のために選択されることがある。スケール値 $(P(k))^{1/2}$ は、その後、自身に割り当てられた出力に基づいて各選択されたサブバンドに対して取得される（ステップ518）。

【0097】

送信されるべきデータは、1若しくはそれより多くのコーディング及び変調スキームに基づいてコード化され変調されて、変調シンボルを取得する（ステップ520）。共通のコーディング及び変調スキームは、サブバンドに対して受信されたSNRがほぼ等しければ、使用される可能性がある。一般に、各サブバンドに対して使用するための特定のコーディング及び変調スキームは、そのサブバンドによって達成された受信されたSNRに依存する。

【0098】

各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルは、それからサブバンドのスケール値を用いて縮尺される（ステップ522）。各サブバンドに関する縮尺された変調シンボルは、その後、サブバンドのステアリング・ベクトルを用いて事前調整される（ステップ524）。事前調整することは、 $\underline{e}^*(k)$ 若しくは $\underline{e}_1(k)$ がステアリング・ベクトル

ルとして使用されるかどうか依存して、サブバンドに対するビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミングを達成する。使用のために選択された各サブバンドに対して、 N_T 個の事前調整されたシンボルの1個のベクトルは、各縮尺された変調シンボルに対して発生され、そしてこれらの N_T 個の事前調整されたシンボルは、 N_T 個の送信アンテナからそのサブバンド上に送信されるべきである。

【0099】

事前調整されたシンボルのストリームは、その後、選択されたサブバンドについての事前調整の出力をマルチプレクシングすることによって各送信アンテナに対して形成される。各事前調整されたシンボル・ストリームは、さらに処理されて（例えば、OFDM変調されて）、それぞれの送信アンテナからの送信のために変調された信号を与える（ステップ528）。

10

【0100】

明確にするために、特定の実施形態が上記に説明されてきた。これらの実施形態の変形及び他の実施形態も、ここで説明された教示に基づいて導き出される可能性がある。例えば、サブバンドのセットは、サブバンドへの送信出力を割り当てるために使用したスキームとは無関係に、1若しくはそれより多くの基準に基づいてデータ送信のための使用に対して選択されることができる。他の1つの例として、利得 $D(k)$ 及びステアリング・ベクトルは、受信機システムによって導出されることができ、CSIの一部として送信機システムへ与えられることがある。MIMO及びMIMO-OFDMシステムに関するプロセッシングは、米国特許出願第09/993,087号、名称“多元アクセス多元入力多元出力(MIMO)通信システム”、2001年11月6日提出、にさらに詳細に説明されており、本発明の譲受人に譲渡され、ここに引用文献として組み込まれている。

20

【0101】

明確にするために、ビーム・ステアリング及びビーム・フォーミングを実施するための技術は、MIMO-OFDMシステムに対して具体的に説明されてきた。これらの技術は、OFDMを採用しないMIMOシステムに対しても使用されることができる。各サブバンドに対するビーム・ステアリング若しくはビーム・フォーミングを達成するためのプロセッシングは、上記に説明されたように実施される可能性がある。しかしながら、モジュラータ222によるプロセッシングは、使用のために選択された固有の変調/送信スキーム依存するはずである。

30

【0102】

ここに説明された技術は、種々の手段によって実行されることができる。例えば、これらの技術は、ハードウェア、ソフトウェア、若しくはこれらの組み合わせで実行されることができる。ハードウェア実行に対して、いずれか1つの技術（例えば、TX空間プロセッサ220）若しくは組み合わせを実行するために使用された素子は、1若しくはそれより多くのアプリケーション・スペシフィック集積回路(ASICs)、デジタル・シグナル・プロセッサ(DSPs)、デジタル・シグナル・プロセッシング・デバイス(DSPDs)、プログラマブル・ロジック・デバイス(PLDs)、フィールド・プログラマブル・ゲートアレイ(FPGAs)、プロセッサ、コントローラ、マイクロ・コントローラ、マイクロプロセッサ、ここに説明した機能を実行するために設計された他の電子ユニット、若しくはこれらの組み合わせの内部で、実行される可能性がある。

40

【0103】

ソフトウェア実行に対して、ここに説明された技術は、ここで説明された機能を実施するモジュール（例えば、手順、機能、及びその他）を用いて実行される可能性がある。ソフトウェア・コードは、メモリ・ユニット（例えば、図2のメモリ・ユニット232）中に記憶され、そしてプロセッサ（例えば、コントローラ230）によって実行されることができる。メモリ・ユニットは、プロセッサの内部で、若しくはプロセッサの外部で実行されることができる。この場合には、この分野で知られた種々の手段を介してプロセッサに通信的に接続されるはずである。

【0104】

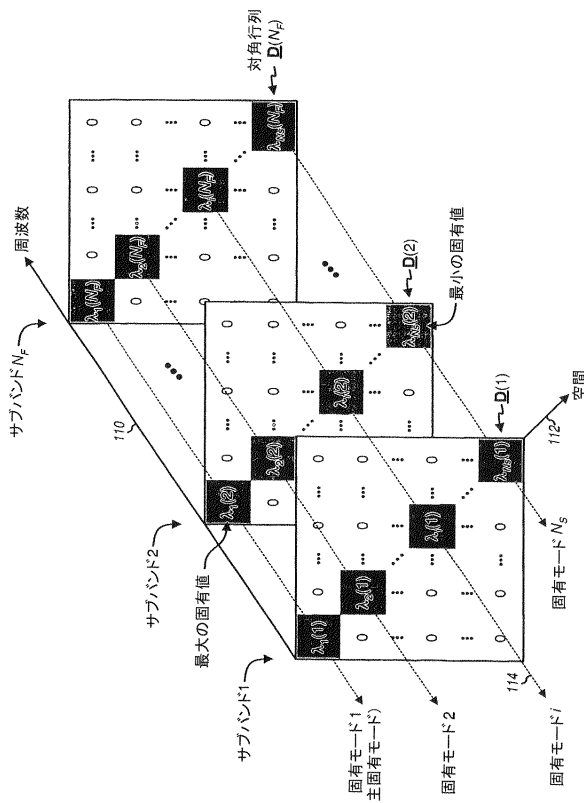
50

見出しは、参考のため及びあるセクションの位置を見つけることを助けるためにここに含まれる。これらの見出しは、その場所でその下で説明された概念の範囲を制限することを目的にするのではない、そしてこれらの概念は、全体の明細書を通して他のセクションにおいて適用可能性を有する可能性がある。

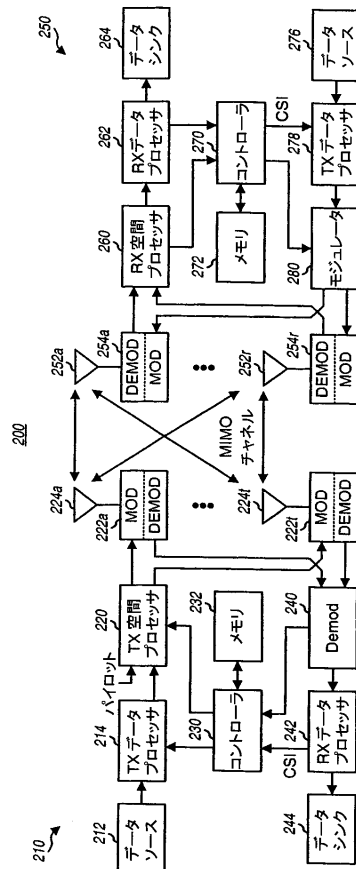
【 0 1 0 5 】

開示された実施形態のこれまでの説明は、本技術分野に知識のあるいかなる者でも、本発明を作成し、使用することを可能にするために提供される。これらの実施形態に対する種々の変形は、本技術分野に知識のある者に、容易に実現されるであろう。そして、ここで規定された一般的な原理は、発明の精神若しくは範囲から逸脱しないで、他の実施形態に適用される可能性がある。それゆえ、本発明は、ここに示された実施形態に制限することを意図したものではなく、ここに開示された原理及び新規な特性と整合する広い範囲に適用されるものである。

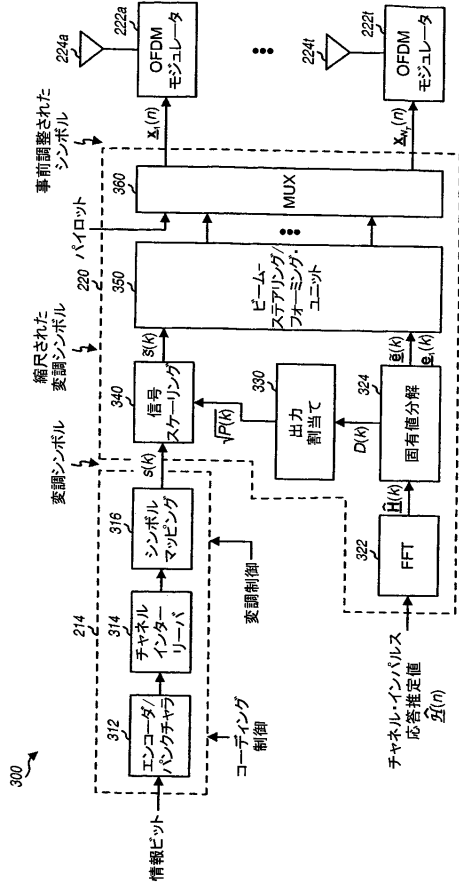
【 図 1 】



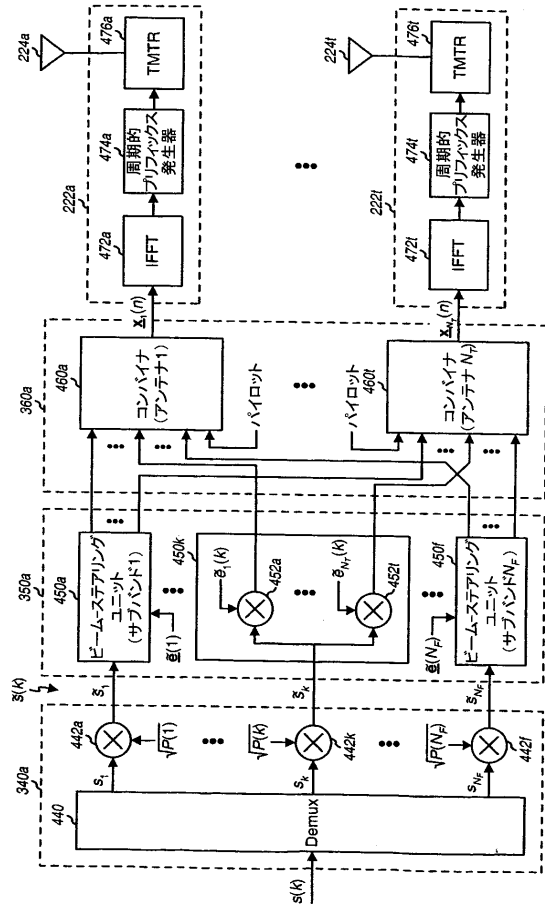
【 図 2 】



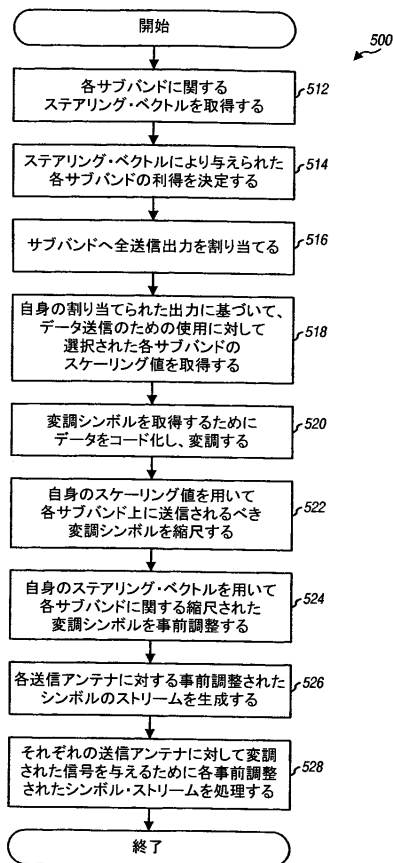
【図3】



【図4】



【図5】



【手続補正書】

【提出日】平成22年9月16日(2010.9.16)

【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

広帯域多元入力チャネルを介しての送信のためのデータを処理する方法、該方法は下記を具備する：

複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを取得すること、ここで、各ステアリング・ベクトルは複数の送信アンテナに対する複数の要素を含む；及びサブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを事前調整すること、

ここで、各送信アンテナに対して利用可能な送信出力は制限され、各ステアリング・ベクトルは関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する結果、各ステアリング・ベクトルの要素は等しい強度を有する。

【請求項2】

請求項1の方法、ここで、各ステアリング・ベクトルは、関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する。

【請求項3】

請求項1の方法、ここで、各ステアリング・ベクトルの要素は、等しい強度を有する。

【請求項4】

請求項1の方法、ここで、各ステアリング・ベクトルは、関係付けられたサブバンドに関するビーム・フォーミングを達成する。

【請求項5】

請求項1の方法であって：

複数のサブバンドに対する複数のスケーリング値を取得すること；及びサブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンドに関する変調シンボルを縮尺すること、
をさらに具備する。

【請求項6】

請求項5の方法、ここで、サブバンドに対するスケーリング値は、ステアリング・ベクトルによって与えられたサブバンドに関する利得に基づいて決定される。

【請求項7】

請求項5の方法、ここで、サブバンドに対するスケーリング値は、サブバンドに割り当てられた送信出力に基づいて決定される。

【請求項8】

請求項7の方法、ここで、送信出力は、全チャネル反転に基づいてサブバンドに割り当てられる。

【請求項9】

請求項7の方法、ここで、送信出力は、選択的チャネル反転に基づいてサブバンドに割り当てられる。

【請求項10】

請求項7の方法、ここで、送信出力は、均一出力割当てに基づいてサブバンドに割り当てられる。

【請求項11】

請求項7の方法、ここで、送信出力は、ウォータ・フィリング出力割当てに基づいてサブバンドに割り当てられる。

【請求項 1 2】

請求項 1 の方法、ここで、多元入力チャネルは、多元入力多元出力 (MIMO) チャネルである。

【請求項 1 3】

請求項 1 2 の方法、ここで、各サブバンドに対するステアリング・ベクトルは、主固有モードに対応する固有ベクトルに基づいて導出される。

【請求項 1 4】

請求項 1 の方法、ここで、多元入力チャネルは、多元入力単一出力 (MISO) チャネルである。

【請求項 1 5】

請求項 1 の方法であって：

変調シンボルを与えるために共通のコーディング及び変調スキームに基づいてコーディングし変調すること、
をさらに具備する。

【請求項 1 6】

請求項 1 の方法であって：

各送信アンテナに対して事前調整されたシンボルのストリームを形成すること；及び

それぞれの送信アンテナからの送信のための変調された信号を与えるために事前調整されたシンボルの各ストリームを処理すること、
をさらに具備する。

【請求項 1 7】

請求項 1 の方法、ここで、広帯域システムは、直交周波数分割マルチプレクシング (OFDM) を実行する、及びここで、複数のサブバンドは、OFDM により与えられた直交サブバンドに対応する。

【請求項 1 8】

直交周波数分割マルチプレクシング (OFDM) を実行する多元入力通信システムにおいて、多元入力チャネルを介しての送信のためのデータを処理する方法、該方法は下記を具備する：

複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを取得すること、ここで、各ステアリング・ベクトルは、複数の送信アンテナに対する複数の要素を含む；

複数のサブバンドに対する複数のスケーリング値を取得すること；

サブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを縮尺すること；

サブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンドに対する縮尺された変調シンボルを事前調整すること；及び

各送信アンテナに対する事前調整されたシンボルのストリームを形成すること、

ここで、各送信アンテナに対して利用可能な送信出力は制限され、各ステアリング・ベクトルは関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する結果、各ステアリング・ベクトルの要素は等しい強度を有する。

【請求項 1 9】

請求項 1 8 の方法、ここで、各ステアリング・ベクトルは、関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する。

【請求項 2 0】

請求項 1 8 の方法、ここで、サブバンドに対するスケーリング値は、選択的チャネル反転に基づいて決定される。

【請求項 2 1】

多元入力通信システム中の送信機ユニット、該送信機ユニットは下記を具備する：

変調シンボルを与えるために 1 若しくはそれより多くのコーディング及び変調スキームに基づいてデータをコード化し及び変調する TX データ・プロセッサ；及び

複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを取得するため、サブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを事前調整するため、及び多元入力チャネルの単一固有モードを介しての送信に対して事前調整されたシンボルを与えるためのTX空間プロセッサ、

ここで、各送信アンテナに対して利用可能な送信出力は制限され、各ステアリング・ベクトルは関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する結果、各ステアリング・ベクトルの要素は等しい強度を有する。

【請求項 2 2】

請求項 2 1 の送信機ユニット、ここで、TX空間プロセッサは、複数のサブバンドに全送信出力をさらに割り当てるためである。

【請求項 2 3】

請求項 2 2 の送信機ユニット、ここで、TX空間プロセッサは、サブバンドに割り当てられた送信出力に基づいて各サブバンドに対するスケーリング値をさらに決定するため、及びサブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンドに関する変調シンボルをさらに縮尺するためである。

【請求項 2 4】

請求項 2 1 の送信機ユニット、ここで、各ステアリング・ベクトルは、関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する。

【請求項 2 5】

直交周波数分割マルチプレクシング (OFDM) を実行する多元入力通信システム中の送信機ユニット、該送信機ユニットは下記を具備する：

変調シンボルを与えるために共通のコーディング及び変調スキームに基づいてデータをコード化し及び変調するTXデータ・プロセッサ；及び

複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを取得するため、ここで、各ステアリング・ベクトルは、複数の送信アンテナに対する複数の要素を含む、

複数のサブバンドに対する複数のスケーリング値を取得するため、

サブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを縮尺するため、

サブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンドに対する縮尺された変調シンボルを事前調整するため、及び

多元入力チャネルの単一固有モードを介しての送信に対して事前調整されたシンボルを与えるための、

TX空間プロセッサ、

ここで、各送信アンテナに対して利用可能な送信出力は制限され、各ステアリング・ベクトルは関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する結果、各ステアリング・ベクトルの要素は等しい強度を有する。

【請求項 2 6】

多元入力チャネルを介しての送信に対するデータを処理するための装置、該装置は下記を具備する：

複数のサブバンドのそれぞれに対するステアリング・ベクトルを取得するための手段、ここで、各ステアリング・ベクトルは、複数の送信アンテナに対する複数の要素を含む；及び

サブバンドに対するステアリング・ベクトルを用いて各サブバンド上に送信されるべき変調シンボルを事前調整するための手段、

ここで、各送信アンテナに対して利用可能な送信出力は制限され、各ステアリング・ベクトルは関係付けられたサブバンドに関するビーム・ステアリングを達成する結果、各ステアリング・ベクトルの要素は等しい強度を有する。

【請求項 2 7】

請求項 2 6 の装置であって：

ステアリング・ベクトルによって与えられたサブバンドに関する利得を取得するための手段；

少なくとも一部分は利得に基づいてサブバンドに全送信出力を割り当てるための手段；

サブバンドに割り当てられた送信出力に基づいてサブバンドに対するスケーリング値を決定するための手段；及び

サブバンドに対するスケーリング値を用いて各サブバンドに対する変調シンボルを縮尺するための手段、
をさらに具備する。

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 ミュラリ・パラバス・メノン
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 0 2 4 5 1、ウォルサム、スターンズ・ヒル・ロード 2
1 1 5
- (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 0 1 4 5 1、ハーバード、キャンドルベリー・レーン 3
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 0 1 7 3 0、ベッドフォード、マデル・レーン 4
- (72)発明者 ジェイ・ロッド・ウォルトン
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 0 1 7 4 1、カーリスル、ハイウッズ・レーン 8 5
- (72)発明者 スティーブン・ジェイ・ハワード
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 0 1 7 2 1、アシュランド、ヘリテージ・アベニュー 7
5

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD11 DD13 DD21 FF00

【外国語明細書】

2011024233000001.pdf