

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4833969号
(P4833969)

(45) 発行日 平成23年12月7日(2011.12.7)

(24) 登録日 平成23年9月30日(2011.9.30)

(51) Int.Cl. F I
H04J 99/00 (2009.01) H04J 15/00

請求項の数 24 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願2007-519348 (P2007-519348)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成17年6月27日(2005.6.27)		クォアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2008-505544 (P2008-505544A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成20年2月21日(2008.2.21)		ED
(86) 国際出願番号	PCT/US2005/022840		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(87) 国際公開番号	W02006/004706		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開日	平成18年1月12日(2006.1.12)		ハウス・ドライブ 5775
審査請求日	平成19年2月22日(2007.2.22)	(74) 代理人	100091351
(31) 優先権主張番号	10/882,491		弁理士 河野 哲
(32) 優先日	平成16年6月30日(2004.6.30)	(74) 代理人	100088683
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100108855
			弁理士 蔵田 昌俊
		(74) 代理人	100075672
			弁理士 峰 隆司

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 MIMO通信システムにおいて送信ダイバシティをステアリングするための空間フィルタマトリックスの効率的な計算

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線多入力多出力(MIMO)通信システムにおける空間フィルタマトリックスを導く方法であって、

初期空間フィルタマトリックスを決定すること、および

複数の伝送スパンに対する複数の空間フィルタマトリックスを、初期空間フィルタマトリックスと前記複数の伝送スパンに使用される複数のステアリングマトリックスとに基づいて導くこと

を含む方法。

【請求項2】

初期空間フィルタマトリックスは、MIMOチャンネルに関するチャンネル応答マトリックスに基づいて決定される、請求項1の方法。

【請求項3】

複数の伝送スパンの各々に対する空間フィルタマトリックスは、初期チャンネル応答マトリックスおよび伝送スパンに使用されるステアリングマトリックスに基づいて導かれる、請求項2の方法。

【請求項4】

初期空間フィルタマトリックスは、さらに複数の伝送スパンのうちの1つに対するステアリングマトリックスに基づいて決定される、請求項2の方法。

【請求項5】

10

20

複数の伝送スパンの各々に対する空間フィルタマトリックスは、初期チャンネル応答マトリックス、初期空間フィルタマトリックスを決定するために使用されるステアリングマトリックス、および伝送スパンに対して使用されるステアリングマトリックスに基づいて導かれる、請求項 3 の方法。

【請求項 6】

データは、MIMOチャンネルの直交空間的チャンネル上に送信され、および、初期チャンネル応答マトリックスは、フルチャンネル状態情報 (full-CSI) 技術に従って決定される、請求項 1 の方法。

【請求項 7】

データは、MIMOチャンネルの直交空間的チャンネル上に送信され、および、初期チャンネル応答マトリックスは、最小平均 2 乗誤差 (MMSE) 技術に従って決定される、請求項 1 の方法。

10

【請求項 8】

データは、MIMOチャンネルの空間的チャンネル上に送信され、および、初期チャンネル応答マトリックスは、チャンネル相関マトリックスインバージョン (CCMI) 技術に従って決定される、請求項 1 の方法。

【請求項 9】

データは、MIMOチャンネルの空間的チャンネル上に送信され、および、初期チャンネル応答マトリックスは、最小平均 2 乗誤差 (MMSE) 技術に従って決定される、請求項 1 の方法。

20

【請求項 10】

複数のステアリングマトリックスは、送信ダイバシティを実現するためにデータを空間的に処理するため送信エンティティによって使用される、請求項 1 の方法。

【請求項 11】

複数のステアリングマトリックスの要素は、 $+1$ 、 -1 、 $+j$ 、および $-j$ を含むセットのメンバーであり、ここで j は -1 の平方根である、請求項 1 の方法。

【請求項 12】

複数の伝送スパンは、複数のシンボル期間に対応する、請求項 1 の方法。

【請求項 13】

複数の伝送スパンは、複数の周波数サブバンドに対応する、請求項 1 の方法。

30

【請求項 14】

複数の伝送スパンについて受信されたシンボルに対して複数の空間フィルタマトリックスを用いて空間的処理を実行することをさらに含む請求項 1 の方法。

【請求項 15】

無線多入力多出力 (MIMO) 通信システムにおける装置であって、
複数の伝送スパンに対する複数の空間フィルタマトリックスを、初期空間フィルタマトリックスと前記複数の伝送スパンに使用される複数のステアリングマトリックスとに基づいて導くように動作する処理装置と、および

複数のステアリングマトリックスを記憶するように動作するメモリと

を含む装置。

40

【請求項 16】

初期空間フィルタマトリックスは、MIMOチャンネルに対するチャンネル応答マトリックスに基づいて決定され、および複数の伝送スパンの各々に対する空間フィルタマトリックスは、初期チャンネル応答マトリックスおよび伝送スパンに対して使用されるステアリングマトリックスに基づいて導かれる、請求項 15 の装置。

【請求項 17】

初期チャンネル応答マトリックスは、フルチャンネル状態情報 (full-CSI) 技術、最小平均 2 乗誤差 (MMSE) 技術、またはチャンネル相関マトリックスインバージョン (CCMI) に従って決定される、請求項 15 の装置。

【請求項 18】

50

複数のステアリングマトリックスの要素は、 $+1$ 、 -1 、 $+j$ 、および $-j$ を含むセットのメンバーであり、ここで j は -1 の平方根である、請求項15の装置。

【請求項19】

複数の空間フィルタマトリックスによって複数の伝送スパンに関して受信されたシンボルについて空間的処理を実行するように動作する空間的処理装置をさらに含む請求項15の装置。

【請求項20】

無線多入力多出力(MIMO)通信システムにおける装置であって、初期空間フィルタマトリックスを決定する手段と、および複数の伝送スパンに対する複数の空間フィルタマトリックスを、初期空間フィルタマトリックスと複数の伝送スパンに対して使用される複数のステアリングマトリックスとに基づいて導く手段とを含む通信システム。

10

【請求項21】

初期空間フィルタマトリックスは、MIMOチャンネルに対するチャンネル応答マトリックスに基づいて決定され、および、複数の伝送スパンの各々に対する空間フィルタマトリックスは、初期チャンネル応答マトリックスおよび伝送スパンに対して使用されるステアリングマトリックスに基づいて導かれる、請求項20の装置。

【請求項22】

初期チャンネル応答マトリックスは、フルチャンネル状態情報(full-CSI)技術、最小2乗平均誤差(MMSE)技術、またはチャンネル相関マトリックスインバージョン(CCM)技術に従って決定される、請求項20載の装置。

20

【請求項23】

複数のステアリングマトリックスの要素は、 $+1$ 、 -1 、 $+j$ 、および j を含むセットのメンバーであり、ここで j は -1 の平方根である、請求項20記載の装置。

【請求項24】

複数の伝送スパンについて受信されたシンボルに対して複数の空間フィルタマトリックスを用いて空間的処理を実行するための手段をさらに含む請求項20記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

30

【0001】

本発明は一般に通信にそしてより特定的には多入力、多出力(MIMO; multiple-input multiple-output)通信システムにおけるデータ伝送のための空間的処理(spatial processing)に関する。

【背景技術】

【0002】

MIMOシステムは送信エンティティ(transmitting entity)においてデータ伝送のため複数の(N_T)個の送信アンテナを、そして受信エンティティにおいて複数の(N_R)個の受信アンテナを使用する。 N_T 個の送信アンテナおよび N_R 個の受信アンテナによって形成されたチャンネルは N_S 個の空間的チャンネル(spatial channel)に分解され、ここで $N_S = \min\{N_T, N_R\}$ である。 N_S 個の空間的チャンネルデータは、より高いスループットを得るためにそして/あるいはより大きい冗長性により大きい信頼度を達成するために、データを並列に送信するために使用することが可能である。

40

【0003】

各空間的チャンネルは種々の有害なチャンネル条件、例えば、フェージング、マルチパスおよび緩衝効果を経験するであろう。 N_S 個の空間的チャンネルもまた異なったチャンネル条件を経験するかも知れず、そして異なった信号対雑音および干渉比(SNR; signal-to-noise-and-interference ratio)に達するかも知れない。各空間的チャンネルのSNRは、その伝送容量を決定し、そしてそれは空間的チャンネル上に信頼性を持って送信することのできる特定のデータレートによって典型的に数値化される。時間によって変化

50

する無線チャンネルにおいてはチャンネル条件は時間とともに変化し、そして各空間的チャンネルのSNRもまた時間とともに変化する。

【0004】

特性を改善するために、MIMOシステムは帰還のいくつかの形態を使用することができ、それによって空間的チャンネルを評価し、その空間的チャンネルのチャンネル条件あるいは各空間的チャンネルの伝送容量を示す帰還情報(feedback information)を提供する。送信エンティティはそこで帰還情報に基づいてデータ伝送を調整することができる。しかしながら、この帰還情報は種々の理由から利用可能ではないかも知れない。例えば、システムは受信エンティティからの帰還伝送をサポートしないかも知れない。あるいは無線チャンネルは受信エンティティが予測できる速度、そして/あるいは帰還情報を送り返すことができる速度より速く変化するかも知れない。いずれにせよ、もし送信エンティティがチャンネル条件を知らない場合には、たとえ想定される最悪な場合のチャンネル条件にあっても受信エンティティによってデータ伝送が高信頼をもって復号されるためには、低速度でデータを送る必要があるかも知れない。このようなシステムの特性は予期される最悪の場合のチャンネル条件によって規定されるであろう。そしてそれは非常に望ましくないことである。

10

【0005】

特性を改善するために、(例えば、帰還情報が適用不可能である場合)、送信エンティティは、下で説明されるようにデータ送信が長期間にわたって最悪な場合のチャンネル条件を観測しないような、空間的処理を実行することができる。そこでは、より高速なデータレートがデータ伝送のために使用されるかもしれない。しかしながら、この空間的処理は送信エンティティと受信エンティティの両方にとって複雑さの追加を意味する。

20

【0006】

それ故に、この技術分野においてはMIMOシステムにおける特性を改善するために空間的処理を効率的に実行する技術に対するニーズが存在する。

【発明の開示】

【課題を解決するための手段】

【0007】

[概要]

受信エンティティによる空間的処理のために使用される空間フィルタマトリックス(spatial filter matrix)を効率的に計算する技術がここに示される。以下に示すように、送信エンティティは“フルチャンネル状態情報”(“full-CSI”; full channel state information)または“部分的-C S I”(“partial-CSI”)のいずれかを使用するMIMOチャンネルを経由してデータを送信することができる。送信エンティティは改善された実行のためにさらにステアリング送信ダイバシティ(STD; steering transmit diversity)を使用することができる。送信エンティティ(transmitting entity)は、STDを使用し、有効なチャンネル全体を観測しそしてデータ伝送が長期の期間“バッド”チャンネルリアリゼーション(“ ” “bad” channel realization)にはまりこまないように、空間的処理を異なるステアリングマトリックス(steering matrix)を用いて実行する。受信するエンティティは、full-CSIまたは部分的-C S I伝送の何れかに対し、そしてステアリング送信ダイバシティに対し、補完的な受信機空間処理(receiver spatial processing)を実行する。MIMOチャンネルが比較的静的(static)であるかまたは急激な変化がない場合は、受信機空間処理のために使用される空間フィルタマトリックスは効率的に計算することができる。

30

40

【0008】

MIMOチャンネルが伝送スパン(transmission span)の範囲(例えば、シンボル期間(symbol period)の範囲又は周波数サブバンド(frequency subband))に亘って比較的静的である場合は、これらの伝送スパンに亘るMIMOチャンネルに対するチャンネル応答マトリックス(channel response matrix)は高い相関を有することができる。この場合、初期空間フィルタマトリックス(initial spatial filter matrix)は、以下に記載

50

するように、チャネンネル応答マトリックスおよび選択された受信機処理技術に基づいて導くことができる。続いて静的範囲にある各伝送スパンに関する空間フィルタマトリックスを、初期空間フィルタマトリックスおよびその伝送スパンに関して使用されるステアリングマトリックスに基づき計算することができる。

【0009】

もしMIMOチャンネルが静的ではないが、突然に変化するものではない場合は、異なる伝送スパンに関するチャンネル応答マトリックスを部分的に相関させることができる。この場合、空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(l)$ は特定の伝送スパン l について導くことができ、そして他の伝送スパン m に関する初期空間フィルタマトリックスを導くために使用することができる。続いて伝送スパン m に関する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(m)$ は、例えば反復処理手続を使用して、初期空間フィルタマトリックスに基づき計算することができる。他の伝送スパンに対する他の空間フィルタマトリックスを計算するために、各新しく導かれた空間フィルタマトリックスを使用することが可能なように、関心のある伝送スパンの範囲に亘って同じ処理を繰り返すことが可能である。

10

【0010】

ステアリングマトリックスは空間フィルタマトリックスの計算を簡単に行うことができるように規定することができる。この発明の種々の概念および実施の形態が以下に記載される。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

20

[詳細な記載]

用語“典型的”、はこの中では“見本、実例あるいは例証として有効”を意味するために使用される。この中に“典型的”と記述された何れの実施例も他の実施例に勝って選定されあるいは有利なものとして解釈する必要はない。

【0012】

図1はMIMOシステム100における送信エンティティ(transmitting entity)110および受信エンティティ(receiving entity)150に関する単純なブロック線図を示す。送信エンティティ110において、送信(TX)空間的処理装置(spatial processor)120は、(ベクトル $\underline{x}(m)$)によって表示される)送信シンボルを発生させるために、(ベクトル $\underline{s}(m)$)によって表示される)データシンボルについて空間的処理を実行する。この中で使用されるように、“データシンボル(data symbol)”はデータに対する変調シンボルであり、“パイロットシンボル(pilot symbol)”はパイロット(これは送信および受信エンティティの両者によりアプリアリ(a priori)として知られているデータである)に対する変調シンボルであり、“送信シンボル”は送信アンテナから送出されるシンボルであり、“受信シンボル”は受信アンテナから取得されたシンボルであり、そして変調シンボルは変調方式(例えばM-PSK, M-QAMなど)に対して使用される信号コンスタレーション(signal constellation)内の点(point)に対する複素値である。空間的処理はステアリングマトリックス $V(m)$ およびもしかすると他のマトリックスに基づいて実行される。送信シンボルはさらに送信ユニット(TMT)122によって N_T 個の変調された信号を発生するために調整され、そしてそれらは N_T 個の送信アンテナ124からそしてMIMOチャンネルを介して送信される。

30

40

【0013】

送信され変調された信号は受信エンティティ150において N_R 個の受信アンテナ152によって受信され、そして N_R 個の受信された信号は、(ベクトル $\underline{r}(m)$)によって表示される)受信されたシンボルを取得するために受信ユニット(RCV)154によって調整される。受信(RX)空間的処理装置160はそこで、空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(m)$ によって表示される)によって受信したシンボルについて、“検波された”データシンボル(ベクトル

【数 1】

$$\hat{\underline{s}}(m)$$

【0014】

と表示される)を取得するために、受信機空間的処理(receiver spatial processing)(または空間的に整合したフィルタリング(spatial matched filtering))を実行する。検出されたデータシンボルは、送信エンティティ 110 によって送られたデータシンボルに対する評価(estimate)である。送信エンティティ、受信エンティティにおける空間的処理については下に解説する。

10

【0015】

ここに記述される空間フィルタマトリックス計算技術は、マルチキャリアMIMOシステムだけでなくシングルキャリアMIMOに対しても使用されるであろう。複数のキャリアは、直交周波数分割マルチプレクシング(OFDM; orthogonal frequency division multiplexing)、ディスクリートマルチトーン(DMT; discrete multi tone)、若干の他のマルチキャリア変調技術(multi-carrier modulation technique)あるいは若干の他の構成で取得することが可能であろう。OFDMは効率的に全システム帯域幅を複数の(N_F)直交サブバンドに区分し、さらにそれらはトーン(tone)、サブキャリア、ピン(bin)および周波数チャンネルとして参照される。OFDMを使用して各サブバンドはデータによって変調することが可能なそれぞれのサブキャリアと組み合わせられる。

20

【0016】

MIMOシステム100において、送信エンティティ110における N_T 個の送信アンテナおよび受信エンティティ150における 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、 $N_R \times N_T$ チャンネル応答マトリックス $\underline{H}(m)$ によって特性付けられ、そしてそれは、次のように示される。

【数 2】

$$\underline{H}(m) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(m) & h_{1,2}(m) & \cdots & h_{1,N_T}(m) \\ h_{2,1}(m) & h_{2,2}(m) & \cdots & h_{2,N_T}(m) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1}(m) & h_{N_R,2}(m) & \cdots & h_{N_R,N_T}(m) \end{bmatrix} \quad \text{式(1)}$$

30

【0017】

ここで、 $i = 1 \dots N_R$ および $j = 1 \dots N_T$ に対するエントリ(entry) $h_{i,j}(m)$ は、伝送スパン m に関する送信アンテナ j および受信アンテナ i 間の結合(coupling)あるいは複素チャンネル利得(complex channel gain)を示す。伝送スパンは時間および/あるいは周波数ディメンションをカバーすることができる。例えば、単一キャリアMIMOシステムにおいて、伝送スパンは1シンボル期間に対応し、それは1個のデータシンボルを送信する時間間隔である。マルチキャリアMIMOシステムにおいて伝送スパンは、1個のシンボル期間における1個のサブバンドに対応するであろう。伝送スパンはまた複数のシンボル期間そして/あるいは複数のサブバンドをカバーするであろう。単純化のために、MIMOチャンネルは、 $N_S = N_T \times N_R$ であるフルランク(full rank)であると仮定する。

40

【0018】

MIMOシステムは1個あるいはそれ以上の、例えば“較正(calibrated)”モードおよび“非較正(uncalibrated)”モード、等の動作モードを使用してデータ伝送をサポートすることができる。較正モードは、フル-CSI伝送を使用し、それによってMIMOチャンネルの直交空間的チャンネル(orthogonal spatial channel)(または“固有モード(e

50

igenmode) ”) 上でデータが送信される。非較正モードは部分的 - C S I 伝送を使用することができ、それによって M I M O チャンネルの空間的チャンネル上で、例えば個々の送信アンテナから、データは送信される。

【 0 0 1 9 】

M I M O システムはまた特性を改善するためにステアリング送信ダイバシティ (S T D ; steering transmit diversity) を使用することができる。 S T D を使用して、送信エンティティはステアリングマトリックスを使用して空間的処理を実行する。そしてそれは、データ伝送が、有効なチャンネルの全体を観測し、単一の悪いチャンネルの現実化に長時間にわたって固定されないようにするためである。したがって特性はワーストケースチャンネル条件によって指示されことはない。

10

【 0 0 2 0 】

1 . 較正モード (calibrated mode) フル - C S I 伝送

フル - C S I (full channel state information) 伝送に関し、 $\underline{H} (m)$ に関する N_s 個の固有値を得るために $\underline{H} (m)$ の相関マトリックス (correlation matrix) について固有値分解 (eigenvalue decomposition) が実行される。そしてそれは次のように示される。

【 0 0 2 1 】

$$\underline{R} (m) - \underline{H}^H (m) \cdot \underline{H} (m) = \underline{E} (m) \cdot \underline{U} (m) \cdot \underline{E}^H (m) \quad \text{式 (2)}$$

ここで $\underline{R} (m)$ は、 $\underline{H} (m)$ に関する $N_T \times N_T$ 相関マトリックスであり、

$\underline{E} (m)$ は、その列が $\underline{R} (m)$ の固有ベクトルである $N_T \times N_T$ ユニタリマトリックス (unitary matrix) であり、

20

$\underline{U} (m)$ は、 $\underline{R} (m)$ の固有値の $N_T \times N_T$ 対角マトリックス (diagonal matrix) であり、そして

“ H ” は共役転置 (conjugate transpose) を示す。

【 0 0 2 2 】

ユニタリマトリックス \underline{U} は、特性 $\underline{U}^H \cdot \underline{U} = \underline{I}$ によって特性づけられ、ここで \underline{I} は単位マトリックス (identity matrix) である。ユニタリマトリックスの列は互いに直交し、そして各列はユニットパワー (unit power) を有する。マトリックス $\underline{E} (m)$ は、送信エンティティによって、 $\underline{H} (m)$ の N_s 個の固有モード上にデータを送信するための空間的処理に関して使用することができる。固有モードは分解を経由して得られた直交する空間的チャンネルとして見えるかもしれない。 $\underline{U} (m)$ の対角エントリ (diagonal entry) は $\underline{R} (m)$ の固有値であり、それは N_s 固有モードに関するパワー利得 (power gain) を示す。また左および右の固有ベクトル (eigenvector) のマトリックスを得るために、特異値分解 (singular value decomposition) を実行することができ、それはフル - C S I 伝送に関して使用することができる。

30

【 0 0 2 3 】

送信エンティティは、フル - C S I 伝送に関する空間的処理をステアリング送信ダイバシティを用いて、次のように実行する。

【 0 0 2 4 】

$$\underline{X}_f (m) = \underline{E} (m) \cdot \underline{V} (m) \cdot \underline{s} (m) \quad \text{式 (3)}$$

ここで $\underline{s} (m)$ は、伝送スパン m において送られるべき、 N_s 個にいたるデータシンボルを有する $N_T \times 1$ ベクトルであり、

40

$\underline{V} (m)$ は、伝送スパン m に関する $N_T \times N_T$ ステアリングマトリックスであり、

$\underline{E} (m)$ は、伝送スパン m に関する固有ベクトルのマトリックスであり、そして

$\underline{X}_f (m)$ は、伝送スパン m にある N_T 個の送信アンテナから送信されるべき N_T 個の送信シンボルを有する $N_T + 1$ 個のベクトルである。

【 0 0 2 5 】

式 (3) に示されるように、 $\underline{s} (m)$ 内の各データシンボルは、それぞれの $\underline{V} (m)$ の列とともに有効に空間的に拡散 (spread) される。もしも $N_s < N_T$ であれば、そこで $\underline{s} (m)$ 内の N_s 個のデータシンボルは、 N_s 個の “ 拡散 ” シンボルを得るために、 $N_s \times N_s$ 個のマトリックス $\underline{V} (m)$ を用いて空間的に拡散される。拡散したそれぞれのシンボル

50

は N_s 個の各データシンボルのそれぞれの成分を含む。空間的拡散 (spatial spreading) による N_s 個の拡散シンボルは、そこで $\underline{H}(m)$ の N_s 個の固有モード上に送られる。それぞれのステアリングマトリックス $\underline{V}(m)$ はユニタリマトリックスであり、そして次に示すようにして生成することができる。

【0026】

受信エンティティは、 N_R 個の受信アンテナから、受信されたシンボルを取得する。そしてそれは次のように表現される。

【0027】

$$\begin{aligned} \underline{r}_f(m) &= \underline{H}(m) \cdot \underline{x}_f(m) + \underline{n}(m) \\ &= \underline{H}(m) \cdot \underline{E}(m) \cdot \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m), \\ &= \underline{H}_{f_e_f_f}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m) \end{aligned} \quad \text{式(4)} \quad 10$$

ここで $\underline{r}_f(m)$ は、伝送スパン m 内における N_R 個の受信アンテナを經由して取得された、 N_R 個の受信されたシンボルを有する $N_R \times 1$ ベクトルであり、

$\underline{n}(m)$ は伝送スパン m に関するノイズベクトルであり、そして

$\underline{H}_{f_e_f_f}(m)$ は、 $N_R \times N_T$ の“有効な”MIMOチャンネル応答マトリックスであり、そのMIMOチャンネル応答マトリックスはステアリング送信ダイバシティを使ったフル-C SI伝送に対するデータベクトル $\underline{s}(m)$ によって観測され、そしてそれは、

$$\underline{H}_{f_e_f_f}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{E}(m) \cdot \underline{V}(m) \quad \text{式(5)} \quad 20$$

である。

【0028】

単純化のために、雑音は付加的白色ガウス雑音 (AWGN; additive white Gaussian noise) であると仮定し、ゼロ平均値ベクトル (zero mean vector) および $\underline{\Sigma}_{nn} = \sigma^2 \cdot I$ の共分散マトリックス (covariance matrix) を有し、ここで σ^2 は雑音のバリエーション (variance) であり、そして I は単位マトリックス (identity matrix) である。

【0029】

受信エンティティは種々の受信処理技術を用いて、 $\underline{s}(m)$ のデータシンボルを回復することができる。フル-C SI伝送に適用可能な技術は、フル-C SI技術および最小平均2乗誤差 (MMSE; minimum mean square error) 技術を含む。

【0030】

フル-C SI技術に対して、受信エンティティは空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{fcsi}(m)$ を次のように導出することができる。

【0031】

$$\underline{M}_{fcsi}(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{\Lambda}^{-1}(m) \cdot \underline{E}^H(m) \cdot \underline{H}^H(m) \quad \text{式(6)}$$

受信エンティティは $\underline{M}_{fcsi}(m)$ を用いて次のように受信機空間処理を実行することができる。

【数3】

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}_{fcsi}(m) &= \underline{M}_{fcsi}(m) \cdot \underline{r}_f(m) \\ &= \underline{V}^H(m) \cdot \underline{\Lambda}^{-1}(m) \cdot \underline{E}^H(m) \cdot \underline{H}^H(m) \cdot [\underline{H}(m) \cdot \underline{E}(m) \cdot \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m)] \quad \text{式(7)} \\ &= \underline{s}(m) + \underline{n}_f(m) \end{aligned} \quad 40$$

【0032】

ここで

【数4】

$$\hat{\underline{s}}_{fcsi}(m)$$

【0033】

は N_s 個の検出されたデータシンボルを有する $N_T \times 1$ ベクトルであり、そして、

$\underline{n}_f(m)$ は、受信機空間的処理後のポストディテクションノイズ(post-detection noise)である。

【0034】

最小平均2乗誤差(MMSE)技術(minimum mean square error technique)に関し、受信エンティティは空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{f_mmse}(m)$ を次のようにして導くことができる。

【0035】

$$\underline{M}_{f_mmse}(m) = [\underline{H}_{f_eff}^H(m) \cdot \underline{H}_{f_eff}(m) + 2 \cdot \underline{I}]^{-1} \cdot \underline{H}_{f_eff}^H(m)$$

式(8)

空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{f_mmse}(m)$ は、空間フィルタからのシンボル推定(symbol estimate)と $\underline{s}(m)$ 内のデータシンボルとの間の平均2乗エラーを最小にする。

【0036】

受信エンティティはMMSE空間的処理を次のように実行する。

【数5】

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}_{f_mmse}(m) &= \underline{D}_{f_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{M}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{r}_f(m) \\ &= \underline{D}_{f_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{M}_{f_mmse}(m) \cdot [\underline{H}_{f_eff}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m)] \\ &= \underline{D}_{f_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{M}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{H}_{f_eff}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}_{f_mmse}(m) \end{aligned}$$

式(9)

【0037】

ここで、 $\underline{D}_{f_mmse}(m)$ は、 $\underline{M}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{H}_{f_eff}(m)$ 、あるいは、 $\underline{D}_{f_mmse}(m) = \text{diag}[\underline{M}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{H}_{f_eff}(m)]$ の対角要素(diagonal element)を含む対角マトリックスであり、そして $\underline{n}_{f_mmse}(m)$ はMMSEフィルタ雑音である。

【0038】

空間フィルタ $\underline{M}_{f_mmse}(m)$ によるシンボル推定(symbol estimate)は、データシンボルの標準化されない推定(unnormalized estimate)である。スケーリングマトリックス(scaling matrix) $\underline{D}_{f_mmse}(m)$ による乗算はデータシンボルの標準化された推定(normalized estimate)を与える。

【0039】

フル-CSI伝送はデータを $\underline{H}(m)$ の固有モード上で送出することを試みる。しかしながらフル-CSIデータ伝送は、例えば $\underline{H}(m)$ の不完全な推定、固有値分解のときの誤差、有限算術の精度(finite arithmetic precision)等によって、完全な直交ではないかも知れない。MMSE技術はフル-CSIデータ伝送におけるいかなる直交性の損失(loss of orthogonality)も考慮に入れる(あるいは“クリーンアップ(clean up)”することが可能である)。

【0040】

表1は、ステアリング送信ダイバシティを使用したフル-CSI伝送に対する送信および受信エンティティにおける空間的処理を集約したものである。

【表1】

表1

エンティティ	較正モード-フル-CSI伝送	
送信機	$\underline{x}_f(m) = \underline{E}(m) \cdot \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m)$	空間的処理
	$\underline{H}_{f_eff}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{E}(m) \cdot \underline{V}(m)$	有効チャンネル
受信機フル-CSI	$\underline{M}_{fcsi}(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{\Delta}^{-1}(m) \cdot \underline{E}^H(m) \cdot \underline{H}^H(m)$	空間的フィルターマトリックス
	$\hat{\underline{s}}_{fcsi}(m) = \underline{M}_{fcsi}(m) \cdot \underline{r}_f(m)$	空間的処理
受信機MMSE	$\underline{M}_{f_mmse}(m) = [\underline{H}_{f_eff}^H(m) \cdot \underline{H}_{f_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \cdot \underline{H}_{f_eff}^H(m)$	空間的フィルターマトリックス
	$\underline{D}_{f_mmse}(m) = \text{diag} [\underline{M}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{H}_{f_eff}(m)]$	
	$\hat{\underline{s}}_{f_mmse}(m) = \underline{D}_{f_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{M}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{r}_f(m)$	空間的処理

10

20

【0041】

2. 非較正モード 部分的 - C S I 伝送

ステアリング送信ダイバシティを用いた部分的 - C S I 伝送に関して、送信エンティティは次のように空間的処理を実行する。

【0042】

$$\underline{x}_p(m) = \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m) \tag{10}$$

ここで $\underline{x}_p(m)$ は伝送スパン m に対する伝送データベクトルである。式 (10) に示されるように、 $\underline{s}(m)$ 中の各データシンボルは、それぞれの $\underline{V}(m)$ の列とともに空間的に拡散される。 N_T 個の拡散シンボルは $\underline{V}(m)$ がそこで N_T 個の送信アンテナから送信された増加に起因するものである。

30

【0043】

受信エンティティは受信したシンボルを取得する。そしてそれは次のように表現される。

【0044】

$$\begin{aligned} \underline{r}_p(m) &= \underline{H}(m) \cdot \underline{x}_p(m) + \underline{n}(m) \\ &= \underline{H}(m) \cdot \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m), \\ &= \underline{H}_{p_eff}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m) \end{aligned} \tag{11}$$

ここで $\underline{r}_p(m)$ は伝送スパン m に対して受信されたシンボルベクトルである。そして $\underline{H}_{p_eff}(m)$ は、ステアリング送信ダイバシティを有する部分的 - C S I 伝送に関する $\underline{s}(m)$ により観察された $N_R \times N_T$ 個の効果な M I M O チャンネル応答マトリックスである。そしてそれは、

40

$$\underline{H}_{p_eff}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{V}(m) \tag{12}$$

である。

【0045】

受信エンティティは種々の受信機処理技術を使用して $\underline{s}(m)$ 中のデータシンボルを回復することが可能である。部分的 - C S I 伝送に適用可能なこの技術は、チャンネル相関マトリックスインバージョン (C C M I ; channel correlation matrix inversion) 技術 (それはまた一般にゼロフォーシング技術 (zero-forcing technique) と呼称される)、M M S E 技術、そして連続的干渉キャンセル (S I C ; successive interference cancellat

50

ion) 技術を含む。

【 0 0 4 6 】

CCMI 技術に関して、受信エンティティは次のように空間フィルターマトリックス $\underline{M}_{ccmi}(m)$ を導出することが可能である。

【 0 0 4 7 】

$$\underline{M}_{ccmi}(m) = [\underline{H}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m)]^{-1} \cdot \underline{H}_{p_eff}^H(m) = \underline{R}_{p_eff}^{-1}(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}^H(m) \quad \text{式(13)}$$

受信エンティティはCCMI空間的処理を次のように実行することができる。

【数6】

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}_{ccmi}(m) &= \underline{M}_{ccmi}(m) \cdot \underline{r}_p(m) \\ &= \underline{R}_{p_eff}^{-1}(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}^H(m) \cdot [\underline{H}_{p_eff}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m)] \\ &= \underline{s}(m) + \underline{n}_{ccmi}(m) \end{aligned} \quad \text{式(14)}$$

【 0 0 4 8 】

ここで $\underline{n}_{ccmi}(m)$ はCCMIフィルタされた雑音である。 $\underline{R}_{p_eff}(m)$ の構造に起因し、CCMI技術は雑音を増幅することができる。

【 0 0 4 9 】

MMS E 技術に関して、受信エンティティは空間フィルターマトリックス $\underline{M}_{p_mmse}(m)$ を次のようにして導くことができる。

【 0 0 5 0 】

$$\underline{M}_{p_mmse}(m) = [\underline{H}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \cdot \underline{H}_{p_eff}^H(m) \quad \text{式(15)}$$

部分的 - C S I 伝送に関する式 (1 5) は、フル - C S I 伝送に関する式 (8) と同じ形を有する。しかしながら、部分的 - C S I 伝送に関する式 (1 5) においては $\underline{H}_{p_eff}^H(m)$ の代わりに $\underline{H}_{p_eff}^H(m)$ が使用される。

【 0 0 5 1 】

受信エンティティは次のようにMMS E空間的処理を実行することができる。

【数7】

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}_{p_mmse}(m) &= \underline{D}_{p_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{M}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{r}_p(m) \\ &= \underline{D}_{p_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{M}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}_{p_mmse}(m) \end{aligned} \quad \text{式(16)}$$

【 0 0 5 2 】

ここで、 $\underline{D}_{p_mmse}^{-1}(m) = \text{diag}[\underline{M}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m)]$ であり、そして、 $\underline{n}_{p_mmse}(m)$ は部分的 - C S I 伝送に関するMMS Eのフィルタされた雑音である。

【 0 0 5 3 】

SIC 技術に関して、受信エンティティは連続的な段階における $\underline{s}(m)$ 内のデータシンボルを回復する。明確にするために、次の記述は、 $\underline{s}(m)$ 内の各エレメントおよび $\underline{r}(m)$ 内の各エレメントは1つのデータシンボルストリームに対応すると仮定する。受信エンティティは、 $\underline{s}(m)$ 内の N_s 個のデータシンボルストリームを回復するために、 N_s 個の連続した段階における $\underline{r}_p(m)$ 内の N_R 個の受信したシンボルストリームを処理する。典型的には、SIC処理は次のようなものである。1個のパケットが1個のストリ

10

20

30

40

50

ームに対して回復され、そしてそこで他の1パケットが他の1ストリームに対して回復される、等々である。単純化のために、以下の記述は $N_S = N_T$ であると仮定する。

【0054】

各段階 l に対して、ここで $l = 1 \dots N_S$ であるが、受信エンティティはその段階に対する N_R 個の入力シンボルストリーム $\underline{r}_p^l(m)$ について受信機空間的処理を実行する。第一段階($l = 1$)に関し、入力シンボルストリームは受信されたシンボルストリームであるか、あるいは $\underline{r}_p^l(m) = \underline{r}_p(m)$ である。後続するそれぞれの段階($l = 2 \dots N_S$)に対する入力シンボルストリームは、先行段階から変更されたシンボルストリームである。段階 l に対する受信機空間的処理は、空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x^l(m)$ に基づいており、そしてこの空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x^l(m)$ は、減じられた実効チャンネル応答マトリックス $\underline{H}_{p_eff}^l(m)$ に基づいて、およびさらにCCMI, MMSEあるいは若干の他の技術に従って導くことができる。 $\underline{H}_{p_eff}^l(m)$ は $N_S - l + 1$ 個の列を $\underline{H}_{p_eff}(m)$ の中に含んでおり、その $\underline{H}_{p_eff}(m)$ は段階 l においてはまだ回復されていない $N_S - l + 1$ 個のデータシンボルストリームに対応している。受信エンティティは段階 l の間に1個の検出されたデータシンボルストリーム

10

【数8】

$\{\hat{s}_l\}$

20

【0055】

を取得し、さらに、対応する復号されたデータストリーム

【数9】

$\{\hat{d}_l\}$

【0056】

を取得するために、このストリームの処理(例えば、復調、非インターリーブ(deinterleave)、そして復号化など)を行う。

【0057】

30

次に受信エンティティはデータシンボル $\{s_1\}$ が他の未回復のデータシンボルストリームに対して引き起こす干渉を推定する。干渉を推定するために、受信エンティティは復号されたデータストリーム

【数10】

$\{\hat{d}_l\}$

【0058】

について、送信エンティティによってこのストリームに対して実行されたのと同様な方法で、処理し(例えば再エンコード(re-encode)、インターリーブ(interleave)そしてシンボルマップ(symbol map)など)そして、丁度回復されたデータシンボルストリーム $\{s_1\}$ の推定である“再変調された”シンボル

40

【数11】

$\{\hat{s}_l\}$

【0059】

のストリームを取得する。受信エンティティは続いて、ステアリングマトリックス $\underline{V}(m)$ を有する再変調されたシンボルストリームについて空間的処理を実行し、さらにストリーム $\{s_1\}$ に起因する N_R 個の干渉コンポーネント $\underline{i}_1(m)$ を得るために、チャネル

50

ル応答マトリックス $\underline{H}(m)$ を有するその結果を乗算する。続いて受信エンティティは、次の段階に向けて N_R 個の入力シンボルストリーム $\underline{r}^{l+1} p(m)$ を取得するために、現段階 l に対する N_R 個の入力シンボルストリーム $\underline{r}^l p(m)$ から N_R 個の干渉コンポーネント $\underline{i}^l(m)$ を引き算し、または $\underline{r}^{l+1} p(m) = \underline{r}^l p(m) - \underline{i}^l(m)$ である。入力シンボルストリーム $\underline{r}^{l+1} p(m)$ は、干渉取消が効果的に実行されたと仮定すれば、データシンボルストリーム $\{s_l\}$ が仮に送信されなかった場合に受信エンティティが受信したであろうストリームを表している。受信エンティティは続いて、他のデータストリームを回復するために、 N_R 個の入力シンボルストリーム $\underline{r}^{l+1} p(m)$ について同様の処理を繰り返す。しかしながら、次の段階 $l+1$ に関する有効チャンネル応答マトリックス (effective channel response matrix) $\underline{H}^{l+1} p_eff(m)$ は、段階 l において回復されたデータシンボルストリーム $\{s_l\}$ に対応する 1 個の列によって減じられる。

10

【0060】

SIC 技術に対して、それぞれのデータシンボルストリームの SNR は、(1) 各段階のために使用される受信機処理技術 (例えば、CCMI や MMSE)、(2) データシンボルストリームが回復される特定の段階、(3) 後の段階において回復されたデータシンボルストリームに起因する干渉量、に依存する。一般に、先行する段階において回復されたデータシンボルストリームからの干渉は取り消されるため、SNR は後の段階において回復されるデータシンボルストリームのために次第に改善する。このことは、さらに後の段階において回復されたデータシンボルストリームのためにより高レートが使用されることを可能にする。

20

【0061】

表 2 は送信および受信エンティティにおけるステアリング送信ダイバシティを有する部分的 - CSI 伝送に対する空間的処理について要約する。簡素化のために、SIC 技術は表 2 に示されない。

【表 2】

表2

エンティティ	非較正モード-部分的-CSI伝送	
送信機	$\underline{x}_p(m) = \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m)$	空間的処理
	$\underline{H}_{p_eff}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{V}(m)$	有効チャンネル
受信機 CCMI	$\underline{M}_{ccmi}(m) = [\underline{H}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m)]^{-1} \cdot \underline{H}_{p_eff}^H(m)$	空間的 フィルター マトリックス
	$\hat{\underline{s}}_{ccmi}(m) = \underline{M}_{ccmi}(m) \cdot \underline{r}_p(m)$	空間的処理
受信機 MMSE	$\underline{M}_{p_mmse}(m) = [\underline{H}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \cdot \underline{H}_{p_eff}^H(m)$	空間的 フィルター マトリックス
	$\underline{D}_{p_mmse}(m) = \text{diag} [\underline{M}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m)]$	
	$\hat{\underline{s}}_{p_mmse}(m) = \underline{D}_{p_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{M}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{r}_p(m)$	空間的処理

30

40

【0062】

図 2 はステアリング送信ダイバシティを使用したデータ伝送に対するモデルを示す。送信エンティティ 110 はステアリング送信ダイバシティのための空間的処理 (すなわち空間的拡散) (ブロック 220) を、およびフル - CSI あるいは部分的 - CSI 伝送の何れかに対する空間的処理 (ブロック 230) を実行する。受信エンティティ 150 はフル

50

- C S Iあるいは部分的 - C S I 伝送に対して受信機空間的処理 (ブロック 260) を、そして、ステアリング送信ダイバシティに対して受信機空間的処理 (すなわち空間的逆拡散 (spatial dispreading)) (ブロック 270) を実行する。図 2 に示されるように、送信エンティティはフル - C S I と部分的 - C S I 伝送に対する空間的処理 (もしあれば) に先行するステアリング送信ダイバシティに関する空間的拡散を実行する。ステアリング送信ダイバシティのための空間的逆拡散に続いて、受信エンティティはフル - C S I あるいは部分的 - C S I 伝送に対して補足的な受信機空間的処理を実行することができる。

【 0 0 6 3 】

3 . 空間フィルターマトリックス計算

ステアリング送信ダイバシティを用いて、異なったステアリングマトリックス $\underline{V}(m)$ はデータ伝送によって観察される有効な M I M O チャンネルをランダム化するための異なる伝送スパンに対して使用することができる。このことはそこで特性を改善することができる。なぜならデータ伝送が “悪い (bad)” M I M O チャンネルの実現を長期間にわたって観測しないからである。伝送スパンは単一キャリア M I M O システムに対するシンボル期間、あるいは多キャリア M I M O システムに対するサブバンドに対応することができる。

【 0 0 6 4 】

図 3 A は単一キャリア M I M O システムのためのステアリング送信ダイバシティを用いた部分的 - C S I 伝送を示している。このシステムに対して、伝送スパンインデックス m はシンボル期間インデックス n に等しくする (または $m = n$) ことができる。データシンボルの 1 個のベクトル $\underline{s}(n)$ は各々のシンボル期間 n の間に送信することができ、そしてそのシンボル期間の間に選択されたステアリングマトリックス $\underline{V}(n)$ を用いて空間的に拡散することができる。各データシンボルベクトル $\underline{s}(n)$ は有効な $\underline{H}_{p_e_f_f}(n) = \underline{H}(n) \cdot \underline{V}(n)$ の M I M O チャンネル応答を観測し、そしてそれは空間フィルターマトリックス $\underline{M}_x(n)$ を用いて回復される。

【 0 0 6 5 】

図 3 B は多キャリア M I M O システム内におけるステアリング送信ダイバシティを有する部分的 - C S I 伝送を示す。このシステムに関して、伝送スパンインデックス m はサブバンドインデックス k と等しくすることができる (または $m = k$)。各シンボル期間に対して、データシンボルの 1 個のベクトル $\underline{s}(k)$ は各サブバンド k の中で送信ことができ、そしてこのサブバンドに対して選択されたステアリングマトリックス $\underline{V}(k)$ によって空間的に拡散する。各データシンボルベクトル $\underline{s}(k)$ は $\underline{H}_{p_e_f_f}(k) = \underline{H}(k) \cdot \underline{V}(k)$ なる実効的 M I M O チャンネル応答を観測し、そして空間フィルターマトリックス $\underline{M}_x(k)$ を用いて回復される。ベクトル $\underline{s}(k)$ およびマトリックス $\underline{V}(k)$ 、 $\underline{H}(k)$ 、および $\underline{M}(k)$ はまたシンボル期間 n の関数であるが、このことは単純化のため示されない。

【 0 0 6 6 】

図 3 A および 3 B で示されるように、もしも異なったステアリングマトリックスが異なった伝送スパンに対して使用される場合は、そこで受信エンティティによって使用される空間フィルターマトリックスは伝送スパンインデックス m の関数となる。このことはチャンネル応答マトリックス $\underline{H}(m)$ が固定され、あるいは伝送スパンの範囲にわたって一定である場合でさえも正しい。例えば、多数 - キャリア M I M O システムにおいて、 $\underline{H}(k)$ は、サブバンドのセットにわたって、平坦な周波数応答 (flat frequency response) をもったフラットフェージング (flat fading) M I M O チャンネルに関して固定することができる。他の例として、単一キャリア M I M O システムにおいて、 $\underline{H}(n)$ は一時的なフェージング (temporal fading) のない M I M O チャンネルに関して与えられた時間間隔にわたって固定することができる。この時間間隔は、ブロックのまま符号化および復号化されたデータシンボルのブロックを送信するために使用される持続時間のすべてもしくは一部に対応させることができる。

【 0 0 6 7 】

10

20

30

40

50

相関の程度は典型的には、例えば $\underline{H}(m)$ と $\underline{H}(m \pm 1)$ との間のような、隣接する伝送スパンに関するチャンネル応答マトリックス間に存在する。この相関は受信エンティティにおいて空間フィルタマトリックスのための計算を単純化する目的で利用することができる。この計算は2つの場合、フル - 相関(full-correlation)及び部分的 - 相関(partial-correlation)、について以下に記載される。

【0068】

A. フル相関

フル相関の場合、MIMOチャンネルに対するチャンネル応答マトリックスは、関心(interest)のある伝送スパンインデックス、例えば $m = 1 \dots M$ に関し、ここで M は1よりも大きい任意の整数値であり、の範囲にわたって固定される。したがって、 $\underline{H}(1) = \underline{H}(2) = \dots = \underline{H}(M) = \underline{H}$ となる。

10

【0069】

フル - CSI技術に対しては、フル相関をもったチャンネル応答マトリックスを有する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{fcs_i}(m)$ は次のように表示される。

【0070】

$$\underline{M}_{fcs_i}(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{\underline{\quad}}^{-1} \cdot \underline{E}^H \cdot \underline{H}^H \tag{17}$$
空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{fcs_i}(m)$ はそこで次のように計算される。

【0071】

$m = 1 \dots M$ に対して、

$$\underline{M}_{fcs_i}(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{M}_{fcs_i_base} \tag{18}$$
ここで $\underline{M}_{fcs_i_base} = \underline{\underline{\quad}}^{-1} \cdot \underline{E}^H \cdot \underline{H}^H$ は、基本空間フィルタマトリックス(base spatial filter matrix)であり、そしてそれはステアリング送信ダイバシティのないフル - CSI技術に関する空間フィルタマトリックスである。基本空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{fcs_i_base}$ は、チャンネル応答マトリックス \underline{H} が固定されているため、伝送スパン m の関数ではない。式(18)は、各伝送スパン m に対する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{fcs_i}(m)$ が、その伝送スパンに対して使用されるステアリングマトリックス $\underline{V}^H(m)$ に基本空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{fcs_i_base}$ を予め乗算することによって得られるということを示している。

20

【0072】

代わりに、空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{fcs_i}(m)$ は次のように計算することができる。

30

【0073】

$m = 2 \dots M$ に対して、

$$\underline{M}_{fcs_i}(m) = \underline{W}_1(m) \cdot \underline{M}_{fcs_i}(1) \tag{19}$$
ここで $\underline{M}_{fcs_i}(1) = \underline{V}^H(1) \underline{\underline{\quad}}^{-1} \cdot \underline{E}^H \cdot \underline{H}^H$ であり、 $\underline{W}_1(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{V}(1)$ である。式(19)は、各伝送スパン m に対する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{fcs_i}(m)$ がマトリックス $\underline{W}_1(m)$ に伝送スパン1に関する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{fcs_i}(1)$ を予め乗算することによって得られるということを示している。 $m = 2 \dots M$ に関するマトリックス $\underline{W}_1(m)$ はユニタリマトリックスであり、その各々は2つのユニタリステアリングマトリックス $\underline{V}(m)$ と $\underline{V}(1)$ を予め乗算することによって得られる。マトリックス $\underline{W}_1(m)$ は予め計算されメモリに貯えることができる。

40

【0074】

フル - CSI伝送に関するMMS E技術については、フルに相関づけられたチャンネル応答マトリックスを有する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{f_mms_e}(m)$ は次のように表現される。

【0075】

$$\begin{aligned} \underline{M}_{f_mms_e}(m) &= [\underline{H}^H_{f_eff}(m) \cdot \underline{H}_{f_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \\ &\quad \cdot \underline{H}^H_{f_eff}(m) \\ &= [\underline{V}^H(m) \cdot \underline{E}^H \cdot \underline{H}^H \cdot \underline{H} \cdot \underline{E} \cdot \underline{V}(m) \end{aligned}$$

50

$$\begin{aligned}
& + \mathbf{I}^{-1} \cdot \mathbf{V}^H(m) \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H \\
& = \mathbf{V}^H(m) \cdot [\mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} + \mathbf{I}^{-1}]^{-1} \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H
\end{aligned}
\tag{20}$$

式(20)は $(\mathbf{A} \cdot \mathbf{B})^{-1} = \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{A}^{-1}$ および $\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{I}$ の性質を用いて導かれる。式(20)の第2の式の中にある括弧内の項は次のように示される。

【0076】

$$\begin{aligned}
& [\mathbf{V}^H \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{V} + \mathbf{I}^{-1}] \\
& = [\mathbf{V}^H (\mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} + \mathbf{I}^{-1}) \cdot \mathbf{V}] \\
& = [\mathbf{V}^H (\mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} + \mathbf{I}^{-1}) \cdot \mathbf{V}]
\end{aligned}$$

ここで“(m)”は明確化のために除かれている。上記第2の式中にある項の逆数(inverse)はそこで次のように表現される。 10

【0077】

$$\begin{aligned}
& [\mathbf{V}^H (\mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} + \mathbf{I}^{-1}) \cdot \mathbf{V}]^{-1} \\
& = [\mathbf{V}^H (\mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} + \mathbf{I}^{-1})^{-1} \cdot \mathbf{V}]
\end{aligned}$$

ここでは、 $\mathbf{V}^H = \mathbf{V}^{-1}$ である。

【0078】

空間フィルターチャンネルマトリックス $\mathbf{M}_{f_mms_e}(m)$ は次のように計算することができる。

【0079】

$m = 1 \dots M$ に対して、 20

$$\mathbf{M}_{f_mms_e}(m) = \mathbf{V}^H(m) \cdot \mathbf{M}_{f_mms_e_base} \tag{21}$$

ここで $\mathbf{M}_{f_mms_e_base} = [\mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} + \mathbf{I}^{-1}]^{-1} \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H$ である。フル-CSI技術と同様に、伝送スパンmに関する空間フィルターマトリックス $\mathbf{M}_{f_mms_e}(m)$ は、ステアリングマトリックス $\mathbf{V}^H(m)$ で基本空間フィルターマトリックス $\mathbf{M}_{f_mms_e_base}$ を予め乗算することによって得られる。空間フィルターマトリックス $\mathbf{M}_{f_mms_e}(m)$ はまた次のように計算される。

【0080】

$m = 2 \dots M$ に対して、

$$\mathbf{M}_{f_mms_e}(m) = \mathbf{W}_1(m) \cdot \mathbf{M}_{f_mms_e}(1) \tag{22}$$

ここで $\mathbf{M}_{f_mms_e}(1) = \mathbf{V}^H(1) [\mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} + \mathbf{I}^{-1}]^{-1} \cdot \mathbf{E}^H \cdot \mathbf{H}^H$ である。 30

【0081】

CCMI技術に対しては、フルに相関づけられたチャンネル応答マトリックスを有する空間フィルターマトリックス $\mathbf{M}_{ccmi}(m)$ は次のように表現される。

【0082】

$$\begin{aligned}
\mathbf{M}_{ccmi}(m) & = [\mathbf{H}_{p_eff}^H(m) \cdot \mathbf{H}_{p_eff}(m)]^{-1} \cdot \\
& \quad \mathbf{H}_{p_eff}^H(m) \\
& = [\mathbf{V}^H(m) \cdot \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{V}(m)]^{-1} \cdot \mathbf{V}^H(m) \cdot \mathbf{H}^H \\
& = [\mathbf{V}^H(m) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{V}(m)]^{-1} \cdot \mathbf{V}^H(m) \cdot \mathbf{H}^H \\
& = \mathbf{V}^{-1}(m) \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot [\mathbf{V}^H(m)]^{-1} \cdot \mathbf{V}^H(m) \cdot \mathbf{H}^H \\
& = \mathbf{V}^H(m) \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{H}^H
\end{aligned}$$

式(23)

ここで、 $\mathbf{V}(m)$ はユニタリマトリックスであるので、 $[\mathbf{V}^H(m)]^{-1} = \mathbf{V}(m)$ である。

【0083】

空間フィルターマトリックス $\mathbf{M}_{ccmi}(m)$ はしかがって次のようにして計算することができる。

【0084】

$m = 1 \dots M$ に対して、 50

$$\underline{M}_{c c m i}(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{M}_{c c m i_b a s e} \quad \text{式(24)}$$
 ここでは $\underline{M}_{c c m i_b a s e} = \underline{R}^{-1} \cdot \underline{H}^H$ 。空間フィルターマトリックス $\underline{M}_{c c m i}(m)$ はまた次のようにして計算することができる。

【0085】

$m = 2 \dots M$ に対して、

$$\underline{M}_{c c m i}(m) = \underline{W}_1(m) \cdot \underline{M}_{c c m i}(1) \quad \text{式(25)}$$
 ここでは $\underline{M}_{c c m i}(1) = \underline{V}^H(1) \cdot \underline{R}^{-1} \cdot \underline{H}^H$ 。

【0086】

部分的 - C S I 伝送に対する M M S E 技術の場合、フルに相関づけられたチャンネル応答マトリックスを有する空間フィルターマトリックス $\underline{M}_{p_m m s e}(m)$ は次のように表現することができる。

10

【0087】

$$\begin{aligned} \underline{M}_{p_m m s e}(m) &= [\underline{H}^H_{p_e f f}(m) \cdot \underline{H}_{p_e f f}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \\ &\quad \cdot \underline{H}^H_{p_e f f}(m) \\ &= [\underline{V}^H(m) \cdot \underline{H}^H \cdot \underline{H} \cdot \underline{V}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \cdot \underline{V}^H(m) \\ &\quad \cdot \underline{H}^H \\ &= \underline{V}^H(m) \cdot [\underline{H}^H \cdot \underline{H} + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \cdot \underline{H}^H \end{aligned} \quad \text{式(26)}$$

式(26)は上記(20)式と類似の方法で導くことが可能である。

【0088】

20

空間フィルターマトリックス $\underline{M}_{p_m m s e}(m)$ は次のようにして計算することができる。

【0089】

$m = 1 \dots M$ に対して、

$$\underline{M}_{p_m m s e}(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{M}_{p_m m s e_b a s e} \quad \text{式(27)}$$

ここで $\underline{M}_{p_m m s e_b a s e} = [\underline{H}^H \cdot \underline{H} + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \cdot \underline{H}^H$ 。空間フィルターマトリックス $\underline{M}_{p_m m s e}(m)$ はまた次のようにして計算することができる。

【0090】

$m = 2 \dots M$ に対して

30

$$\underline{M}_{p_m m s e}(m) = \underline{W}_1(m) \cdot \underline{M}_{p_m m s e}(1) \quad \text{式(28)}$$

ここで $\underline{M}_{p_m m s e}(1) = \underline{V}^H(1) \cdot [\underline{H}^H \cdot \underline{H} + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \cdot \underline{H}^H$ 。

【0091】

表3に、伝送スパン $m = 1 \dots M$ に亘ってフルに相関づけられたチャンネル応答マトリックスを有する、フル - C S I および部分的 - C S I 伝送に関する空間フィルターマトリックスについての計算を要約する。

【表 3】

表3-フル相関に対する空間的フィルターマトリックス

モード	空間的フィルターマトリックス	技術
フル-CSI	$\underline{\mathbf{M}}_{fcsi_base} = \underline{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$ 、および $\underline{\mathbf{M}}_{fcsi}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{fcsi_base}$	フル-CSI
	$\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse_base} = [\underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$ 、および $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse_base}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{f_mmse_base}$	MMSE
部分的-CSI	$\underline{\mathbf{M}}_{ccmi_base} = \underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$ 、および $\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{ccmi_base}$	CCMI
	$\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse_base} = [\underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$ 、および $\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{p_mmse_base}$	MMSE

10

20

【0092】

一般的に、伝送スパン m に対する空間フィルターマトリックスは $\underline{\mathbf{M}}_x(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{x_base}$ として計算することができ、ここで下付きの“ x ”は受信機処理技術を表し、“ $fcsi$ ”、“ f_mmse ”、“ $ccmi$ ”、あるいは“ p_mmse ”となる場合がある。基本空間フィルターマトリックス $\underline{\mathbf{M}}_{x_base}$ はステアリング送信ダイバシティが使用されないかのようにして計算することができる。

【0093】

図4は、伝送スパン $m = 1 \dots M$ にわたってフルに相関づけられたチャンネル応答マトリックスを有する空間フィルターマトリックスを計算するためのプロセス400のフロー線図を示す。初期空間フィルターマトリックス $\underline{\mathbf{M}}_{x_init}$ が第1に計算される(ブロック412)。この初期空間フィルターマトリックスは、(1)チャンネル応答マトリックス $\underline{\mathbf{H}}$ および(2)使用のため選択された受信機処理技術(例えば、フル-CSI、フル-CSIに対するMMSE、CCMI、あるいは部分的-CSIに対するMMSE)に基づいて導かれる基本空間フィルターマトリックス $\underline{\mathbf{M}}_{x_base}$ とすることができる。代わりに、初期空間フィルターマトリックスは、伝送スパン $m = 1$ に対する空間フィルターマトリックス $\underline{\mathbf{M}}_x(1)$ とすることができ、そしてそれは $\underline{\mathbf{H}}$ および $\underline{\mathbf{V}}(1)$ に基づいて導くことができる。

30

【0094】

伝送スパンインデックス m は、続いてもしも(図4に示されたように) $\underline{\mathbf{M}}_{x_init} = \underline{\mathbf{M}}_{x_base}$ であれば1にセットされ、あるいはもしも $\underline{\mathbf{M}}_{x_init} = \underline{\mathbf{M}}_x(1)$ であれば2にセットされる(ブロック414)。伝送スパン m に関する空間フィルターマトリックス $\underline{\mathbf{M}}_x(m)$ は、そこで初期空間フィルターマトリックス $\underline{\mathbf{M}}_{x_init}$ および伝送スパン m に対して使用されたステアリングマトリックス $\underline{\mathbf{V}}(m)$ に基づいて計算される(ブロック416)。とくに、 $\underline{\mathbf{M}}_x(m)$ は $\underline{\mathbf{M}}_{x_base}$ および $\underline{\mathbf{V}}(m)$ あるいは $\underline{\mathbf{M}}_x(1)$ および $\underline{\mathbf{W}}_1(m)$ のいずれかに基づいて上に記述したように計算することができる。続いて $m < M$ かどうかの決定が行われる(ブロック420)。もしも答が“はい”であれば、そこでインデックス m は増加され(ブロック422)、そしてプロセスは他の伝送スパンに対する空間フィルターマトリックスを計算するためにブロック416に戻る。そうでなければ、もしもブロック420で $m = M$ である場合は、そこで空間フィルターマトリ

40

50

クス $\underline{M}_x(1)$ から $\underline{M}_x(M)$ までが、受信されたシンボルベクトル $\underline{r}_x(1)$ から $\underline{r}_x(M)$ までの受信機空間的処理に関して、使用される(ブロック424)。単純化のため図4には示されないが、空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(m)$ が生成されそして受信されたシンボルベクトル $\underline{r}_x(m)$ が取得されるとすぐに、それぞれの空間フィルタマトリックスは受信機空間的処理に対して使用することができる。

【0095】

フル-C S I 伝送に関しては、送信エンティティにおける空間的処理は、さらに $\underline{x}_f(m) = \underline{E} \cdot \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m)$ のように単純化することができる。マトリックス $\underline{E} \cdot \underline{V}(m)$ は、その伝送スパンおよびマトリックス \underline{E} に関するステアリングマトリックス $\underline{V}(m)$ に基づいて各伝送スパン m 毎に対して計算することができ、これはフル相関の場合に伝送スパンの関数ではない。

10

【0096】

B. 部分的相関

部分的相関(partial correlation)の場合、MIMOチャンネルに対するチャンネル応答マトリックスは、関心をもつインデックスの伝送スパンの範囲について端から端までフルに相関された場合よりも小さい。この場合、伝送スパン l に対して計算された空間フィルタマトリックスは、他の伝送スパン m に対する空間フィルタマトリックスの計算を容易にするために使用することができる。

【0097】

1つの実施例において、伝送スパン l に対する基本空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{x_base}(l)$ は、伝送スパン l について使用されたステアリングマトリックス $\underline{V}(l)$ を除去することにより伝送スパン l に関して計算された空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(l)$ から次のようにして得られる。

20

【0098】

$$\underline{M}_{x_base}(l) = \underline{V}(l) \cdot \underline{M}_x(l) \tag{29}$$

基本空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{x_base}(l)$ は、続いて伝送スパン m (例えば、 $m = l \pm 1$) に関する基本空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{x_base}(m)$ を導くために使われる。 $\underline{M}_{x_base}(m)$ は、 $\underline{M}_{x_base}(m)$ に対する最終解を得るために、例えば $\underline{M}_{x_base}(l)$ に関する計算のセットを繰り返し実行する繰り返し過程またはアルゴリズムを用いることによって計算することができる。MMSE解を計算するための繰り返し過程(例えば適応性(adaptive)MMSEアルゴリズム、グラジエントアルゴリズム、格子アルゴリズム(lattice algorithm)、等)は当業界において知られ、この中には記述されない。伝送スパン m に対する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{x_base}(m)$ は次のように計算することができる。

30

【0099】

$$\underline{M}_x(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{M}_{x_base}(m) \tag{30}$$

この実施例に対する処理の順序は、 $\underline{M}_x(l)$ $\underline{M}_{x_base}(l)$ $\underline{M}_{x_base}(m)$ $\underline{M}_x(m)$ のようにすることができ、ここで “ ” は直接の計算を意味し、そして “ ” は可能性のある反復計算を意味する。基本空間フィルタマトリックス $\underline{M}_{x_base}(l)$ および $\underline{M}_{x_base}(m)$ はステアリングマトリックスを含まないが、一方空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(l)$ および $\underline{M}_x(m)$ は、伝送スパン l および m に対して用いられるステアリングマトリックス $\underline{V}(l)$ および $\underline{V}(m)$ をそれぞれ含む。

40

【0100】

他の実施例において、伝送スパン m に対する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(m)$ は最初の予測

【数12】

$$\tilde{\underline{M}}_x(m)$$

50

【 0 1 0 1 】

上の計算のセットを繰り返しの実行する反復手順を用いて計算される。最初の予測は、伝送スパン 1 に関して導かれた空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(1)$ から次のようにして導くことができる。

【 数 1 3 】

$$\underline{\tilde{M}}_x(m) = \underline{W}_t(m) \cdot \underline{M}_x(\ell) \quad \text{式 (31)}$$

【 0 1 0 2 】

ここでは $\underline{W}_1(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{V}(1)$ である。この実施例に対する処理の順序は

10

【 数 1 4 】

$$\underline{M}_x(\ell) \rightarrow \underline{\tilde{M}}_x(m) \Rightarrow \underline{M}_x(m)$$

【 0 1 0 3 】

として与えられることができる。空間フィルタマトリックス

【 数 1 5 】

$$\underline{\tilde{M}}_x(m) \text{ および } \underline{M}_x(m)$$

20

【 0 1 0 4 】

はともに伝送スパン m に対して使用されるステアリングマトリックス $\underline{V}(m)$ を含む。

【 0 1 0 5 】

上の実施例に対して、

【 数 1 6 】

$$\underline{M}_{x_base}(\ell) \text{ および } \underline{\tilde{M}}_x(m)$$

【 0 1 0 6 】

は新しい伝送スパン m に対する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(m)$ を導くために使用される初期空間フィルタマトリックスとして見ることができる。一般的に、 $\underline{M}_x(1)$ および $\underline{M}_x(m)$ 間の相関量 (amount of correlation) は $\underline{M}_{x_base}(1)$ および $\underline{M}_{x_base}(m)$ 間の相関量に依存し、それは伝送スパン 1 および m に対する $\underline{H}(1)$ および $\underline{H}(m)$ 間の相関量に依存する。より高い相関の程度は結果として $\underline{M}_x(1)$ に対する最終解へのより早い収束をもたらすことができる。

30

【 0 1 0 7 】

図 5 は伝送スパン $m = 1 \dots M$ に対して空間フィルタマトリックスを部分的に相関されたチャンネル応答マトリックスを用いて計算するためのプロセス 500 のフロー線図を示す。現在のおよび次の伝送スパンに対するインデックスは $l = 1$ および $m = 2$ として初期化される (ブロック 512)。空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(1)$ は使用のため選択された受信機処理技術に従って伝送スパン 1 に対して計算される (ブロック 514)。伝送スパン m に関する初期空間フィルタマトリックス \underline{M}_{x_init} は、続いて空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(1)$ に基づいて計算され、そして固有のステアリングマトリックス / 複素マトリックス $\underline{V}(1)$ および $\underline{V}(m)$ に基づいて、例えば式 (29) または (31) に示されるように計算される (ブロック 516)。伝送スパン m に対する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(m)$ が続いて、例えば繰り返し過程を使用し、初期空間フィルタマトリックス \underline{M}_{x_init} に基づいて計算される (ブロック 518)。

40

【 0 1 0 8 】

そこで $m < M$ (ブロック 520) であるか否かの決定が行われる。もしも解が “はい” で

50

あれば、そこでインデックス l および m が例えば $l = m$ そして $m = m + 1$ のように更新される (ブロック 5 2 2)。プロセスはそこで他の伝送スパンに対する空間フィルタマトリックスを計算するためにブロック 5 1 6 に戻る。そうでなければ、もしもブロック 5 2 0 において決定されたように全ての空間フィルタマトリックスが計算されていれば、そこで空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x (1)$ から $\underline{M}_x (M)$ が、受信されたシンボルベクトル $\underline{r}_x (1)$ から $\underline{r}_x (M)$ の受信機空間的処理に関してそれぞれ使用される (ブロック 5 2 4)。

【 0 1 0 9 】

単純化のために、図 5 は M 個の連続的伝送スパン $m = 1 \dots M$ に対する M 空間フィルタマトリックスの計算を示す。伝送スパンは隣接している必要はない。一般に、1 個の伝送スパン l に関して導かれた空間フィルタマトリックスは、他の伝送スパン m に対する空間フィルタマトリックスに関する最初の予測を得るために使われ、ここで l および m は任意のインデックス値である。

10

【 0 1 1 0 】

4 . ステアリングマトリックス

ステアリングマトリックス (または送信マトリックス) のセットは送信ダイバシティをステアリングするために発生させられそして使用されることができる。これらのステアリングマトリックスは $i = 1 \dots L$ に対して $\{ \underline{V} \}$ あるいは $\underline{V} (i)$ として表示され、ここで L は 1 より大きい任意の整数とすることができる。各ステアリングマトリックス $\underline{V} (i)$ はユニタリマトリックスである必要がある。この条件は、 $\underline{V} (i)$ を使って同時に送信された N_T 個のデータシンボルが、 $\underline{V} (i)$ を用いて空間的に分散した後で、同じ電力を所有し互いに直交していることを確実にする。

20

【 0 1 1 1 】

L ステアリングマトリックスのセットは、種々の方法で発生させることが可能である。例えば、 L ステアリングマトリックスはユニタリベースマトリックスおよびスカラー (scalar) のセットに基づいて発生させることができる。ベースマトリックスは L ステアリングマトリックスの 1 個として使用することができる。他の $L - 1$ ステアリングマトリックスは、ベースマトリックスの列を異なったスカラーの組合わせで乗算することによって発生させることが可能である。各々のスカラーは任意の実数あるいは複素値であることが可能である。スカラーは、これらのスカラーを使用して発生されたステアリングマトリックスがユニタリマトリックスであるように、ユニットマグニチュード (unit magnitude) を有するように選択される。

30

【 0 1 1 2 】

基本マトリックスはウォルシュ (Walsh) マトリックスとすることができる。 2×2 のウォルシュマトリックス $\underline{W}_{2 \times 2}$ そしてより大きいサイズのウォルシュマトリックス $\underline{W}_{2^N \times 2^N}$ は次のように表現される。

【 数 1 7 】

$$\underline{W}_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{および} \quad \underline{W}_{2^N \times 2^N} = \begin{bmatrix} \underline{W}_{N \times N} & \underline{W}_{N \times N} \\ \underline{W}_{N \times N} & -\underline{W}_{N \times N} \end{bmatrix} \quad \text{式 (32)}$$

40

【 0 1 1 3 】

ウォルシュマトリックスは 2 の累乗のディメンション (例えば、2、4、8 等) を有する。

【 0 1 1 4 】

基本マトリックスはまたフーリエ (Fourier) マトリックスとすることができる。 $N \times N$ のフーリエマトリックス $\underline{D}_{N \times N}$ に対して、 $\underline{D}_{N \times N}$ 内の n 番目の行および m 番目の列にあるエレメント $d_{n, m}$ は次のように表される。

【 0 1 1 5 】

$n = \{ 1 \dots N \}$ および $m = \{ 1 \dots N \}$ に対して、

50

【数 18】

$$d_{n,m} = e^{-j2\pi \frac{(n-1)(m-1)}{N}} \quad \text{式 (33)}$$

【0116】

任意の方形ディメンション (square dimension) (例えば、2、3、4、5、等) のフーリエマトリックスが形成可能である。

【0117】

$N \times N$ の基本マトリックスに関して、基本マトリックスの 2 から N のそれぞれの行は独立して K 個の異なった可能性のあるスカラーの 1 つを用いて乗算される。 K^{N-1} 個の異なったステアリングマトリックスが、 $N-1$ 行の K スカラーに関する K^{N-1} 個の異なった順列から得られる。例えば、2 から N までの各行は独立して $+1$ 、 -1 、 $+j$ あるいは $-j$ のスカラーで乗算することができる。 $N=4$ および $K=4$ に対して、64 の異なったステアリングマトリックスは 4 個の異なるスカラーをもつ 4×4 の基本マトリックスから生成することができる。一般に、基本マトリックスの各行は $e^{j\theta}$ の形をもつ任意のスカラーで乗算することができ、ここで θ は任意の位相値 (phase value) である。スカラー乗算された $N \times N$ の基本マトリックスの各エレメントは、各列に関してユニットパワーを持つ $N \times N$ のステアリングマトリックスを得るために $1/N^{1/2}$ によってさらにスケール変更される。

【0118】

ウォルシュマトリックス (または 4×4 フーリエマトリックス) に基づいて導かれたステアリングマトリックスはある望ましい特性を有している。もしもウォルシュマトリックスの行が ± 1 および $\pm j$ のスカラーで乗算されれば、そのとき結果として生ずるステアリングマトリックスの各エレメントは $+1$ 、 -1 、 $+j$ 、あるいは $-j$ である。この場合、ステアリングマトリックスのエレメントに対する空間フィルタマトリックスのエレメントの乗算 (または “重み付け”) は正確なビット操作によって実行される。もしもステアリングマトリックスのエレメントが $\{+1, -1, +j, -j\}$ で構成されたセットに属するならば、フル相関の場合に対する空間フィルタマトリックスを導くための計算は非常に単純化することができる。

【0119】

5. MIMO システム

図 6 は MIMO システム 600 におけるアクセスポイント 610 およびユーザ端末 650 のブロック線図を示す。アクセスポイント 610 はデータ送信および受信のために使用される N_{ap} 個のアンテナを備え、そしてユーザ端末 650 は N_{ut} 個のアンテナを備えており、 $N_{ap} > 1$ および $N_{ut} > 1$ である。

【0120】

下りリンク上で、アクセスポイント 610 において、TX データ処理装置 620 はトラフィック / パケットデータおよび制御 / オーバーヘッドデータを受信し、そして処理 (エンコード、インターリーブ、そしてシンボルマップ (symbol map)) を行い、そしてデータシンボルを提供する。TX 空間的処理装置 630 は、例えば表 1 および 2 において示されるように、ステアリングマトリックス $\underline{V}(m)$ およびことによると下りリンクに対する固有値ベクトルマトリックス $\underline{E}(m)$ を用いてデータシンボルについて空間的処理を実行する。TX 空間的処理装置 630 はまたパイロットシンボル内において適切に多重化し、そして N_{ap} 個の伝送シンボルのストリームを N_{ap} 個の送信機ユニット 632a から 632ap へ提供する。それぞれの送信機ユニット 632a は各々の伝送シンボルストリームを受信、処理し、対応するダウンリンク変調された信号を与える。632a から 632ap までの送信機ユニットからの N_{ap} 個のダウンリンクの変調された信号は、634a から 634ap の N_{ap} 個のアンテナからそれぞれ送信される。

【0121】

ユーザ端末 650 において、 N_{ut} 個のアンテナ 652 a から 652 u t は送信されたダウンリンク変調された信号を受信し、そして各アンテナは受信された信号をそれぞれの受信ユニット 654 に与える。各受信ユニット 654 は受信機ユニット 632 によって行われた処理に対して補足的な処理を加え受信されたシンボルを提供する。RX空間的処理装置 660 はすべての N_{ut} 個の受信機ユニット 654 a から 654 u t に受信されたシンボルについて例えば表 1 および表 2 に示すように受信機空間的処理を実行し、そして検出されたデータシンボルを提供する。RXデータ処理装置 670 は検出されたデータシンボルを処理し(例えばシンボルデマップ(symbol demap)し、デインターリーブ(deinterleave)し、およびデコードする)、そしてデコードされたデータをダウンリンクに提供する。

10

【0122】

上りリンクに対する処理は下りリンクに対する処理と同じあるいは異なったものとして行うことができる。トラフィックおよび制御データはTXデータ処理装置 688 によって処理され(例えばエンコードされ、インターリーブされ、そしてシンボルマップされ、ステアリングマトリックス $\underline{V}(m)$ とともにTX空間的処理装置 690 によって空間的に処理され、そして出来るならば上りリンクに対する固有値ベクトルマトリックス $\underline{E}(m)$ とともに処理され、そして N_{ut} 個の送信シンボルストリームを発生するためにパイロットシンボルと多重送信される。 N_{ut} 個のアップリンク変調された信号を発生するために、 N_{ut} 個の送信ユニット 654 a から 654 u t は、 N_{ut} 個の送信シンボルストリームを調整し、それらは N_{ut} 個のアンテナ 652 a から 652 u t を介して送信される。

20

【0123】

アクセスポイント 610 において、アップリンク変調された信号は N_{ap} 個のアンテナ 634 a から 634 a p までによって受信され、そして N_{ap} 個の受信ユニット 632 a から 632 a p によりアップリンクに関する受信されたシンボルを得るために処理される。RX空間的処理装置 644 は、受信機空間的処理を受信されたシンボルについて実行し、そして検出されたデータシンボルを提供し、それらはRXデータ処理装置 646 によりアップリンクに関する復号されたデータを得るために処理される。

【0124】

処理装置 638 および 678 はチャンネル推定(channel estimation)と空間フィルタマトリックス計算をアクセスポイントおよびユーザ端末それぞれにおいて行う。制御器 640 および 680 は種々の処理ユニットの動作をアクセスポイントおよびユーザ端末それぞれにおいて制御する。メモリユニット 642 および 682 はデータと制御器 630 と 680 によって使用されるプログラムコードを貯える。

30

【0125】

図 7 は処理装置 678 の実施例を示し、それらはチャンネル推定およびユーザ端末 650 に対する空間フィルタマトリックス計算を実行する。チャンネル推定器 712 は受信されたパイロットシンボルを取得し、そしてその中で受信されたパイロットシンボルが利用可能な各伝送スパンに関するチャンネル応答マトリックスを導く。フィルタ 714 は、より高い品質のチャンネル応答マトリックス $\underline{H}(m)$ を得るため、現在のおよび以前の伝送スパンに関するチャンネル応答マトリックスの時間領域フィルタリング(time-domain filtering)を実行することができる。ユニット 716 は続いて初期空間フィルタマトリックス \underline{M}_{x_init} を計算する。

40

【0126】

フルに相関された $\underline{H}(m)$ に関して、初期空間フィルタマトリックス \underline{M}_{x_init} は、(1) $\underline{H}(m)$ および選択された受信機処理技術に基づいて計算された基本空間フィルタマトリックス \underline{M}_{x_base} 、であり、あるいは(2) $\underline{H}(1)$ 、 $\underline{V}(1)$ および選択された受信機処理技術に基づき計算された伝送スパン 1 に対する空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(1)$ とすることができる。部分的に相関された $\underline{H}(m)$ に関して、初期空間フィルタマトリックス \underline{M}_{x_init} は、他の伝送スパン 1 に関して計算された空間フィルタマトリックス $\underline{M}_x(1)$ に基づいて得られる初期推定 $\underline{M}_{x_base}(1)$ あ

50

るいは

【数 1 9】

$$\tilde{\mathbf{M}}_x(m)$$

【 0 1 2 7 】

とすることができる。ユニット 7 1 8 は、初期空間フィルタマトリックス $\mathbf{M}_{x_i n i}$
 \mathbf{t} およびその伝送スパンに関して使用されたステアリングマトリックス $\mathbf{V}(m)$ に基づき
 、伝送スパン m に関する空間フィルタマトリックス $\mathbf{M}_x(m)$ を計算する。部分的に相
 関された $\mathbf{H}(m)$ に対して、ユニット 7 1 8 は $\mathbf{M}_x(m)$ についての初期推測 (initial g
 uess) である初期空間フィルタマトリックスに基づいた $\mathbf{M}_x(m)$ に関する計算をする
 ための繰り返しの処理を実行することができる。

10

【 0 1 2 8 】

処理装置 6 3 8 はチャンネル推定および空間フィルタマトリックス計算をアクセスポ
 イント 6 1 6 に対して実行し、そして処理装置 6 7 8 と類似する方法で実行することが
 できる。

【 0 1 2 9 】

この中に記述された空間フィルタマトリックス計算技術は、種々の方法によって実行
 することができる。例えば、これらの技術はハードウェア、ソフトウェアあるいはこれら
 の組み合わせにおいて実行することができる。ハードウェアでの実行に対しては、空間フ
 ィルタマトリックスの計算に対する処理ユニットは1個あるいはそれ以上の特定用途向
 け集積回路 (A S I C s)、デジタル信号処理装置 (D S P s)、プログラマブル論理デ
 バイス (P L D s)、フィールドプログラマブルゲートアレイ (F P G A s)、処理装置
 、制御装置、マイクロ制御装置、マイクロ処理装置、この中に記述された機能を実行す
 るために設計された他の電子的ユニット、あるいはこれらの組み合わせにおいて実行する
 ことが可能である。

20

【 0 1 3 0 】

ソフトウェアの実行に対しては、空間フィルタマトリックス計算はモジュール (例え
 ば手順、機能、等) を使用して実行することができる。ソフトウェアコードはメモリユ
 ニット (例えば図 6 におけるメモリユニット 6 4 2 および 6 8 2) の中に記憶されそして処
 理装置 (例えば、図 6 における制御装置 6 4 0 および 6 8 0) によって実行される。メモ
 リユニットは処理装置の中にあるいは処理装置の外部に設けることができ、いずれの場合
 においてもそれは処理装置と、当業界において知られる種々の方法を経由して通信的に結
 合される。

30

【 0 1 3 1 】

参照のためおよびある章の位置を探し出すのを手助けするためにここに表題を付け加え
 る。これらの表題はそこに記述されたコンセプトの範囲を限定する目的のものではない。

【 0 1 3 2 】

そしてこれらのコンセプトは明細書全体にわたるほかの項においても適用性を有する。

40

【 0 1 3 3 】

開示された実施例に関する前述の記述は当業界において熟練したいかなる人にも本発明
 を作成しあるいは使用することを可能とするために提供される。これらの実施例に対する
 種々の変形は当業界において習熟した人において容易に可能であろうし、そしてこの中
 に示された一般的原理は本発明の精神あるいは範囲から逸脱することなしに、他の実施例に
 適用可能である。したがって、本発明はこの中に示された実施例に限定されることを意図
 したのではなく、この中に開示された原理と新規な特徴に一致する最も広い範囲に一致
 すべきものである。

以下に、本願出願の当初の特許請求の範囲に記載された発明を付記する。

【 1 】 無線多入力多出力 (M I M O) 通信システムにおける空間フィルタマトリック

50

スを導く方法であって、

初期空間フィルターマトリックスを決定すること、および

複数の伝送スパンに対する複数の空間フィルターマトリックスを、初期空間フィルターマトリックスと前記複数の伝送スパンに使用される複数のステアリングマトリックスとに基づいて導くこと

を含む方法。

[2] 初期空間フィルターマトリックスは、MIMOチャンネルに関するチャンネル応答マトリックスに基づいて決定される、[1]の方法。

[3] 複数の伝送スパンの各々に対する空間フィルターマトリックスは、初期チャンネル応答マトリックスおよび伝送スパンに使用されるステアリングマトリックスに基づいて導かれる、[2]の方法。

[4] 初期空間フィルターマトリックスは、さらに複数の伝送スパンのうちの1つに対するステアリングマトリックスに基づいて決定される、[2]の方法。

[5] 複数の伝送スパンの各々に対する空間フィルターマトリックスは、初期チャンネル応答マトリックス、初期空間フィルターマトリックスを決定するために使用されるステアリングマトリックス、および伝送スパンに対して使用されるステアリングマトリックスに基づいて導かれる、[3]の方法。

[6] データは、MIMOチャンネルの直交空間的チャンネル上に送信され、および、初期チャンネル応答マトリックスは、フルチャンネル状態情報 (full-CSI) 技術に従って決定される、[1]の方法。

[7] データは、MIMOチャンネルの直交空間的チャンネル上に送信され、および、初期チャンネル応答マトリックスは、最小平均2乗誤差 (MMSE) 技術に従って決定される、[1]の方法。

[8] データは、MIMOチャンネルの空間的チャンネル上に送信され、および、初期チャンネル応答マトリックスは、チャンネル相関マトリックスインバージョン (CCMI) 技術に従って決定される、[1]の方法。

[9] データは、MIMOチャンネルの空間的チャンネル上に送信され、および、初期チャンネル応答マトリックスは、最小平均2乗誤差 (MMSE) 技術に従って決定される、[1]の方法。

[10] 複数のステアリングマトリックスは、送信ダイバシティを実現するためにデータを空間的に処理するため送信エンティティによって使用される、[1]の方法。

[11] 複数のステアリングマトリックスの要素は、 $+1$ 、 -1 、 $+j$ 、および $-j$ を含むセットのメンバーであり、ここで j は -1 の平方根である、[1]の方法。

[12] 複数の伝送スパンは、複数のシンボル期間に対応する、[1]の方法。

[13] 複数の伝送スパンは、複数の周波数サブバンドに対応する、[1]の方法。

[14] 複数の伝送スパンについて受信されたシンボルに対して複数の空間フィルターマトリックスを用いて空間的処理を実行することをさらに含む[1]の方法。

[15] 無線多入力多出力 (MIMO) 通信システムにおける装置であって、

複数の伝送スパンに対する複数の空間フィルターマトリックスを、初期空間フィルターマトリックスと前記複数の伝送スパンに使用される複数のステアリングマトリックスとに基づいて導くように動作する処理装置と、および

複数のステアリングマトリックスを記憶するように動作するメモリと

を含む装置。

[16] 初期空間フィルターマトリックスは、MIMOチャンネルに対するチャンネル応答マトリックスに基づいて決定され、および複数の伝送スパンの各々に対する空間フィルターマトリックスは、初期チャンネル応答マトリックスおよび伝送スパンに対して使用されるステアリングマトリックスに基づいて導かれる、[15]の装置。

[17] 初期チャンネル応答マトリックスは、フルチャンネル状態情報 (full-CSI) 技術、最小平均2乗誤差 (MMSE) 技術、またはチャンネル相関マトリックスインバージョン (CCMI) に従って決定される、[15]の装置。

10

20

30

40

50

[18] 複数のステアリングマトリックスの要素は、 $+1$ 、 -1 、 $+j$ 、および $-j$ を含むセットのメンバーであり、ここで j は -1 の平方根である、[15] の装置。

[19] 複数の空間フィルタマトリックスによって複数の伝送スパンに関して受信されたシンボルについて空間的処理を実行するように動作する空間的処理装置をさらに含む [15] の装置。

[20] 無線多入力多出力 (M I M O) 通信システムにおける装置であって、
初期空間フィルタマトリックスを決定する手段と、および
複数の伝送スパンに対する複数の空間フィルタマトリックスを、初期空間フィルタマトリックスと複数の伝送スパンに対して使用される複数のステアリングマトリックスとに基づいて導く手段と
を含む通信システム。

10

[21] 初期空間フィルタマトリックスは、M I M O チャンネルに対するチャンネル応答マトリックスに基づいて決定され、および、複数の伝送スパンの各々に対する空間フィルタマトリックスは、初期チャンネル応答マトリックスおよび伝送スパンに対して使用されるステアリングマトリックスに基づいて導かれる、[20] の装置。

[22] 初期チャンネル応答マトリックスは、フルチャンネル状態情報 (f u l l - C S I) 技術、最小 2 乗平均誤差 (M M S E) 技術、またはチャンネル相関マトリックスインバージョン (C C M I) 技術に従って決定される、[20] 載の装置。

[23] 複数のステアリングマトリックスの要素は、 $+1$ 、 -1 、 $+j$ 、および j を含むセットのメンバーであり、ここで j は -1 の平方根である、[20] 記載の装置。

20

[24] 複数の伝送スパンについて受信されたシンボルに対して複数の空間フィルタマトリックスを用いて空間的処理を実行するための手段をさらに含む [20] 記載の装置。

[25] 無線多入力多出力 (M I M O) 通信システムにおいて空間フィルタマトリックスを導く方法であって、

第 1 の伝送スパンに対する第 1 の空間フィルタマトリックスを導くこと、
第 2 の伝送スパンに対する第 1 の初期空間フィルタマトリックスを第 1 の空間フィルタマトリックスに基づいて決定すること、および

第 2 の伝送スパンに対する第 2 の空間フィルタマトリックスを第 1 の初期空間フィルタマトリックスに基づいて導くこと
を含む方法。

30

[26] 第 1 の空間フィルタマトリックスを決定することは、第 1 の伝送スパンにおける M I M O チャンネルに対して得られたチャンネル応答マトリックスに基づいて導かれ、および受信機空間的処理技術にさらに従って導かれる、[25] の方法。

[27] 第 1 の初期空間フィルタマトリックスを決定することは、第 1 の伝送スパンに対して使用される第 1 のステアリングマトリックスを除去するために第 1 の空間フィルタマトリックスを処理することを含み、および、第 1 の初期空間フィルタマトリックスは、除去された第 1 のステアリングマトリックスを有する第 1 の空間フィルタマトリックスと等しい、[25] 載の方法。

[28] 第 1 の初期空間フィルタマトリックスを決定することは、第 1 の空間フィルタマトリックスを第 1 の伝送スパンに対して使用される第 1 のステアリングマトリックスを除去するために、および第 2 の伝送スパンに対して使用される第 2 のステアリングマトリックスを含めるために処理することを含み、および、第 1 の初期空間フィルタマトリックスは、第 1 のステアリングマトリックスが除去されおよび第 2 のステアリングマトリックスが含まれる第 1 の空間フィルタマトリックスと等しい、[25] の方法。

40

[29] 第 2 の空間フィルタマトリックスは、第 2 の空間フィルタマトリックスに対する最終解を得るために、繰り返しの計算の組み合わせを実行する繰り返しの過程を第 1 の初期空間フィルタマトリックスについて使用して導かれる、[25] の方法。

[30] 第 3 の伝送スパンに対する第 2 の初期空間フィルタマトリックスを第 2 の空間フィルタマトリックスに基づいて決定すること、および

第 3 の伝送スパンに対する第 3 の空間フィルタマトリックスを第 2 の初期空間フィル

50

ターマトリックスに基づいて導くこと

をさらに含む [25] の方法。

[31] 第1および第2の伝送スパンは、2つの異なるシンボル期間に対応する、[25]の方法。

[32] 第1および第2の伝送スパンは、2つの異なる周波数サブバンドに対応する、[25]記載の方法。

[33] 無線多入力多出力(MIMO)通信システムにおける装置であって、

第1の伝送スパンに対する第1の空間フィルタマトリックスを導き、
第2の伝送スパンに対する第1の初期空間フィルタマトリックスを第1の空間フィルタマトリックスに基づいて決定し、および

第2の伝送スパンに対する第2の空間フィルタマトリックスを第1の初期空間フィルタマトリックスに基づいて導く

ように動作する処理装置を含む装置。

[34] 処理装置は、第1の伝送スパンに対して使用される第1のステアリングマトリックスを除去するために第1の空間フィルタマトリックスを処理するように動作するものであって、および、第1の初期空間フィルタマトリックスは、第1のステアリングマトリックスが除去された第1の空間フィルタマトリックスと等しい、[33]の装置。

[35] 処理装置は、第3の伝送スパンに対する第2の初期空間フィルタマトリックスを第2の空間フィルタマトリックスに基づいて決定し、および、第3の伝送スパンに対する第3の空間フィルタマトリックスを第2の初期空間フィルタマトリックスに基づいて導くようにさらに動作する、[33]記載の装置。

[36] 無線多入力多出力(MIMO)通信システムにおける装置であって、

第1の伝送スパンに対する第1の空間フィルタマトリックスを導く手段と、
第2の伝送スパンに対する第1の初期空間フィルタマトリックスを第1の空間フィルタマトリックスに基づいて決定する手段と、

第2の伝送スパンに対する第2の空間フィルタマトリックスを第1の初期空間フィルタマトリックスに基づいて導く手段と

を含む装置。

[37] 第1の初期空間フィルタマトリックスを決定する手段は、

第1の伝送スパンに対して使用される第1のステアリングマトリックスを除去するために第1の空間フィルタマトリックスを処理する手段を含み、および、第1の初期空間フィルタマトリックスは、第1のステアリングマトリックスが除去された第1の空間フィルタマトリックスと等しい、[36]記載の装置。

[38] 第3の伝送スパンに対する第2の初期空間フィルタマトリックスを第2の空間フィルタマトリックスに基づいて決定するための手段と、および

第3の伝送スパンに対する第3の空間フィルタマトリックスを導くための手段と
をさらに含む [36] 記載の装置。

【図面の簡単な説明】

【0134】

【図1】 図1はMIMOシステムにおける送信エンティティおよび受信エンティティを示す。

【図2】 図2はステアリング送信ダイバシティとのデータ伝送に関するモデルを示す。

【図3A】 図3Aは単一キャリアMIMOシステムにおけるデータ伝送を示す。

【図3B】 図3Bは多数キャリアMIMOシステムにおけるデータ伝送を示す。

【図4】 図4は全体的におよび部分的に相関されるチャンネル応答マトリックスに関する空間フィルタマトリックスを計算する処理を示す。

【図5】 図5は全体的におよび部分的に相関されるチャンネル応答マトリックスに関する空間フィルタマトリックスを計算する処理を示す。

【図6】 図6はアクセスポイントおよびユーザーターミナルのブロックダイアグラムを示す

10

20

30

40

50

【図7】図7は空間フィルターのマトリックス計算に対する処理装置のブロックダイアグラムを示す。

【図1】

図1

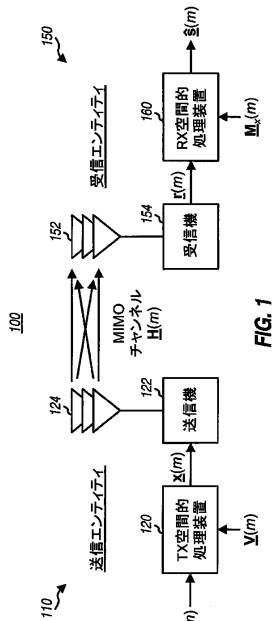


FIG. 1

【図2】

図2

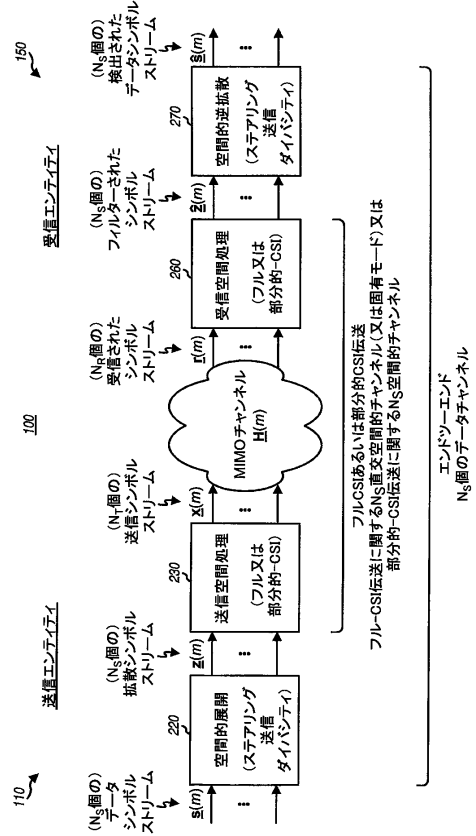


FIG. 2

【 図 3 A 】

図 3A

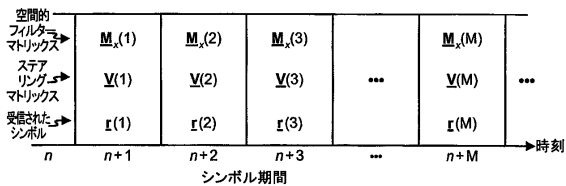


FIG. 3A

【 図 3 B 】

図 3B

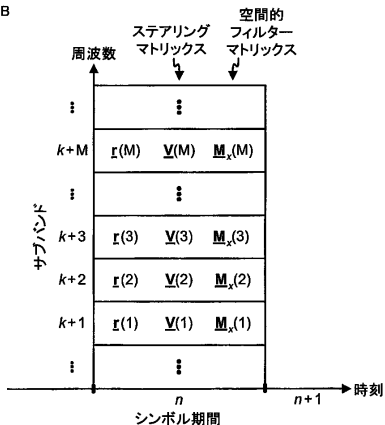


FIG. 3B

【 図 4 】

図 4

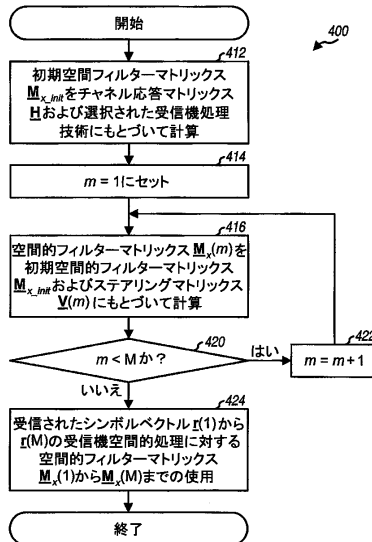


FIG. 4

【 図 5 】

図 5

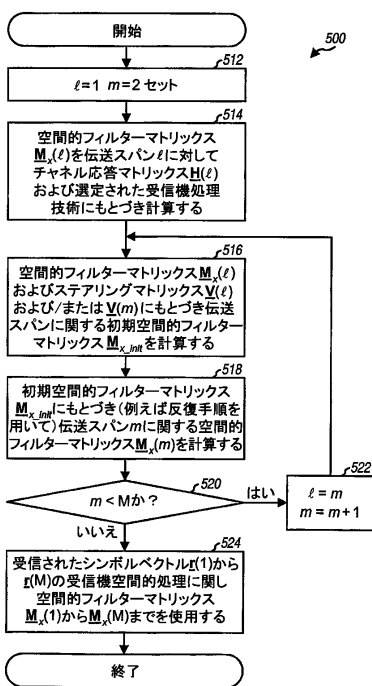


FIG. 5

【 図 6 】

図 6

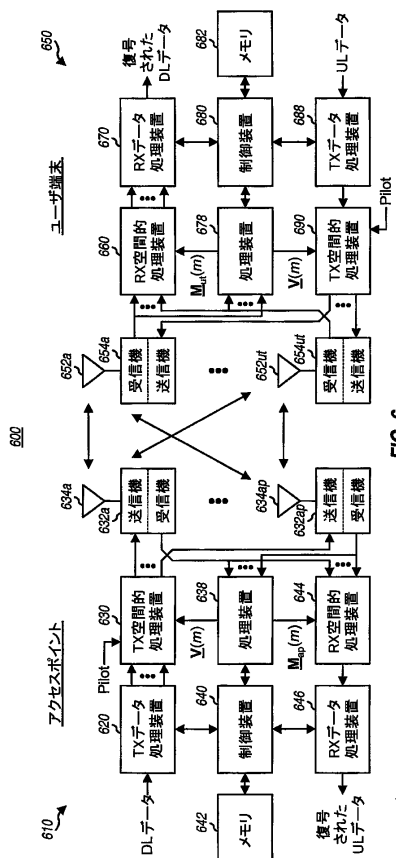


FIG. 6

【 図 7 】

図 7

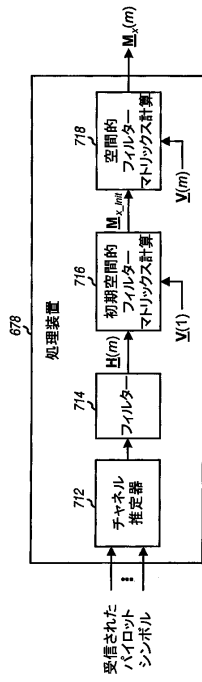


FIG. 7

フロントページの続き

- (74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘
- (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 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100092196
弁理士 橋本 良郎
- (74)代理人 100100952
弁理士 風間 鉄也
- (72)発明者 ウォーレス、マーク・エス .
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 ワルトン、ジャイ・ロドニー
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 ハワード、スティーブン・ジェイ .
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

審査官 福田 正悟

- (56)参考文献 特表2007-518372(JP,A)
特表2006-504340(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 99/00