

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2015-519806

(P2015-519806A)

(43) 公表日 平成27年7月9日(2015.7.9)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H04J 99/00 (2009.01)	H04J 15/00	5K159
H04B 1/707 (2011.01)	H04B 1/707	
H04B 7/04 (2006.01)	H04B 7/04	

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 75 頁)

(21) 出願番号 特願2015-507588 (P2015-507588)
 (86) (22) 出願日 平成25年4月26日 (2013.4.26)
 (85) 翻訳文提出日 平成26年12月24日 (2014.12.24)
 (86) 国際出願番号 PCT/GB2013/000185
 (87) 国際公開番号 W02013/160646
 (87) 国際公開日 平成25年10月31日 (2013.10.31)
 (31) 優先権主張番号 1207546.1
 (32) 優先日 平成24年4月27日 (2012.4.27)
 (33) 優先権主張国 英国 (GB)

(71) 出願人 511312481
 インペリアル イノベーションズ リミテッド
 イギリス国 エスタブリッシュメント、ロンドン、サウス ケンジントン、プリンスゲート 52
 (74) 代理人 100105924
 弁理士 森下 賢樹
 (72) 発明者 ガーカン、ムスタファ
 イギリス国 アールエイチ13 9ジーエイチ ウェスト サセックス、ホーシャム、サウスウォーター、ブレイクス ファーム ロード 83
 Fターム(参考) 5K159 BB01 EE02

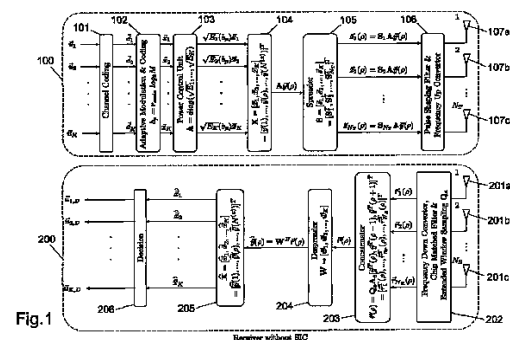
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 データ送信方法と装置

(57) 【要約】

データが送信される複数の並列単入力単出力チャネルあるいは複数の並列マルチ入力マルチ出力チャネルを有する無線データ送信システムにおけるデータ送信方法は、複数のシグネチャシーケンスKの各シグネチャシーケンスkに対して、関連するシグネチャシーケンスkの信号対雑音比を示すシステム値 γ_k を決定するステップと、複数のシグネチャシーケンスKに関連するシステム値 γ_k に従ってデータシンボルの拡散に使用される多くのシグネチャシーケンス K^* を決定するステップと、複数のシグネチャシーケンスKに関連するシステム値 γ_k に従って複数のシグネチャシーケンスKからデータシンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンスSを選択する(ここで、選択されたシグネチャシーケンスの数はシグネチャシーケンス K^* の決定された数に対応する)ステップと、選択されたシグネチャシーケンスSを用いてデータシンボルを拡散するステップと、を備える。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信前に、複数の拡散シーケンスによって拡散される複数のデータシンボルによって表されるデータが送信される複数の並列単入力単出力チャネルあるいは複数の並列マルチ入力マルチ出力チャネルを有する無線データ送信システムにおけるデータ送信方法であって、

複数のシグネチャシーケンス K の各シグネチャシーケンス k に対して、関連する前記シグネチャシーケンス k の信号対雑音比を示すシステム値 λ_k を決定するステップと、

前記複数のシグネチャシーケンス K に関連する前記システム値 λ_k に従って、データシンボルの拡散に使用される多くのシグネチャシーケンス K^* を決定するステップと、

前記複数のシグネチャシーケンス K に関連する前記システム値 λ_k に従って、前記複数のシグネチャシーケンス K から、前記データシンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンス S を選択するステップであって、選択されたシグネチャシーケンスの数がシグネチャシーケンス K^* の決定された数に対応するステップと、

前記選択されたシグネチャシーケンス S を用いて前記データシンボルを拡散するステップと、を備えることを特徴とする方法。

【請求項 2】

K_{best} が平均システム値

【数 1】

$$[\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{best}}$$

の計算に利用されるシグネチャシーケンスの初期数であり、各シグネチャシーケンスが前記平均システム値

【数 2】

$$[\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{best}}$$

の計算のために等送信エネルギー E_k を割り当てられるように、 $K_{best} = K \sim K_{best} = 1$ に対して前記平均システム値

【数 3】

$$[\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{best}} = \frac{\sum_k \lambda_k}{K_{best}}$$

を計算し、

前記データシンボルの拡散に利用されるシグネチャシーケンス K^* の数を決定し、平均システム値ベクトル

【数 4】

$$\bar{\lambda}_{mean}$$

に従って、前記シンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンス S を選択する請求項 1 に記載の方法であって、

前記平均システム値ベクトル

【数 5】

$$\vec{\lambda}_{mean}$$

は、 $K_{best} = 1 \sim K_{best} = K$ に対して複数の平均システム値

【数 6】

$$[\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{best}}$$

を含むことを特徴とする方法。

【請求項 3】

$K_{best} = 1 \sim K_{best} = K$ に対して、以下の式

【数 7】

$$\lambda^*(b_{p_{K_{best}}}) \leq [\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{best}} < \lambda^*(b_{p_{K_{best}}+1})$$

(ここで、

【数 8】

$$[\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{best}}$$

10

は、前記平均システム値であり、

【数 9】

$$b_{p_{K_{best}}}$$

は、各データシンボルに割り当てできる離散的データレートであって、目標のシステム値

【数 10】

$$\lambda^*(b_p)$$

用の複数の P 離散的レートに対する $p = 1 \sim p = P$ の整数値 p に対して $b_1 \sim b_p$ の複数のデータレートから選択され、ここで、前記目標のシステム値

20

【数 11】

$$\lambda^*(b_p)$$

は、以下の式

【数 12】

$$\lambda^*(b_{p_k}) = \frac{\Gamma(2^{b_p} - 1)}{1 - \Gamma(2^{b_p} - 1)}$$

を用いることによってデータレート b_p に関して決定され、ここで、

30

【数 13】

$$\Gamma$$

は変調スキームのギャップ値である)が満たされる場合、前記データシンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンス K^* の数は、シグネチャシーケンス K_{best} の初期数に等しくなるように決定され、前記選択されたシグネチャシーケンス S は、最大のシステム値 k を有する複数のシグネチャシーケンス K の K^* シグネチャシーケンスであることを特徴とする請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

K_{opt} が最小システム値

【数 14】

40

$$[\bar{\lambda}_{min}]_{K_{opt}}$$

の計算に利用されるシグネチャシーケンスの初期数であり、各シグネチャシーケンスが等送信エネルギー E_k を割り当てられるように、 $K_{opt} = K \sim K_{opt} = 1$ に対して平均システム値

【数 15】

$$[\bar{\lambda}_{min}]_{K_{opt}} = \min(\bar{\lambda})$$

を計算し、

50

シグネチャシーケンス K^* の数を決定し、

$K_{opt} = K \sim K_{opt} = 1$ に対して、複数の最小システム値

【数 16】

$$\left[\bar{\lambda}_{\min} \right]_{K_{opt}}$$

を含む最小システム値ベクトル

【数 17】

$$\bar{\lambda}_{\min}$$

に従って、前記データシンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンス S を選択すること
を特徴とする請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 5】

$K_{opt} = 1 \sim K_{opt} = K$ に対して、以下の式

【数 18】

$$\lambda^*(b_{p_{K_{opt}}}) \leq \left[\bar{\lambda}_{\min} \right]_{K_{opt}} < \lambda^*(b_{p_{K_{opt}}+1})$$

(ここで、

【数 19】

$$\left[\bar{\lambda}_{\min} \right]_{K_{opt}}$$

20

は、前記最小システム値であり、

【数 20】

$$b_{p_{K_{opt}}}$$

は、各シンボルに割り当てできる離散的データレートであって、目標のシステム値

【数 21】

$$\lambda^*(b_p)$$

用の複数の P 離散的レートに対する $p = 1 \sim p = P$ の整数値 p に対して $b_1 \sim b_p$ の複数の
データレートから選択される) が満たされる場合、前記データシンボルの拡散に使用さ
れるシグネチャシーケンス K^* の数は、シグネチャシーケンス K_{opt} の初期数に等しく
なるように決定され、

30

前記選択されたシグネチャシーケンス S は、最大のシステム値 k を有する複数のシグ
ネチャシーケンス K の K^* シグネチャシーケンスであることを特徴と請求項 4 に記載の方
法。

【請求項 6】

前記シグネチャシーケンス S の選択前に、最大のシステム値 k を有する複数のシグ
ネチャシーケンス K のシグネチャシーケンス k から最小のシステム値 k を有する複数のシ
グネチャシーケンス K のシグネチャシーケンス k までの複数のシグネチャシーケンス K を
順序付けるステップをさらに備え、

40

大きなシステム値 k は高い信号対雑音比を示し、

前記選択されたシグネチャシーケンス S は、前記順序付けられたシグネチャシーケンス
の第 1 の K^* シグネチャシーケンスであることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 のい
ずれかに記載の方法。

【請求項 7】

前記システム値 k に従って、データレート

【数 22】

$$b_{p_k}$$

50

を複数の選択されたシグネチャシーケンス S に割り当てるステップをさらに備え、前記割り当てられたデータレート

【数 2 3】

$$b_{p_k}$$

の合計は、1 シンボル周期当たりの総データレートに対応することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 6 のいずれかに記載の方法。

【請求項 8】

シグネチャシーケンス K^* の数決定時に、前記データレート

【数 2 4】

$$b_{p_k}$$

が割り当てられることを特徴とする請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】

総データレートは、以下の式を満たす最大の整数 m_{EE} を見出すことによって決定され、

【数 2 5】

$$(K^* - m_{EE})\lambda^*(b_{p_{K^*}}) + m_{EE}\lambda^*(b_{p_{K^*}+1}) \leq K^* \lceil \bar{\lambda}_{\min} \rceil_{K^*}$$

等エネルギー割り当てに対応する場合は、シグネチャシーケンス ($K^* - m_{ES}$) の第 1 の群は、離散的データレート

【数 2 6】

$$b_{p_{K^*}}$$

でのデータ送信に用いられ、残余 m_{ES} のシグネチャシーケンスを含むシグネチャシーケンスの第 2 の群は、離散的データレート

【数 2 7】

$$b_{p_{K^*}+1}$$

でのデータ送信に用いられることを特徴とする、請求項 2 または請求項 3 に従属時に請求項 7 または請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

前記総データレートは、以下の式を満たす最大の整数 m_{ES} を見出すことによって決定され、

【数 2 8】

$$(K^* - m_{ES})\lambda^*(b_{p_{K^*}}) + m_{ES}\lambda^*(b_{p_{K^*}+1}) \leq K^* \lceil \bar{\lambda}_{mean} \rceil_{K^*}$$

シグネチャシーケンス ($K^* - m_{ES}$) の第 1 の群は、離散的データレート

【数 2 9】

$$b_{p_{K^*}}$$

でのデータ送信に用いられ、残余 m_{ES} のシグネチャシーケンスを含むシグネチャシーケンスの第 2 の群は、離散的データレート

【数 30】

$$b_{p_{K^*}+1}$$

でのデータ送信に用いられることを特徴とする、請求項 4 または請求項 5 に従属時に請求項 7 または請求項 8 に記載の方法。

10

20

30

40

50

【請求項 11】

総送信エネルギーに対する 1 シンボル周期当たりの総データレートを最大化するために、前記割り当てられた送信データレート $b_{p,k}$ と対応するシステム値 γ_k に従って、送信エネルギーを前記選択された複数のシグネチャシーケンス K に割り当てるステップをさらに備え、

前記割り当てられた送信エネルギーの合計は総送信エネルギーに対応することを特徴とする請求項 7 乃至請求項 10 のいずれかに記載の方法。

【請求項 12】

送信エネルギー $E_{k,i}$ は、連続的干渉キャンセル (SIC) スキームのない受信器に基づいて以下の式を用いて反復的に決定されることを特徴とする請求項 11 に記載の方法であって、

10

【数 31】

$$E_{k,i} \approx \frac{\lambda^*(b_{p,k})}{\tilde{q}_k^H C_{i-1}^{-1} \tilde{q}_k}$$

ここで、 i は反復数であり、

【数 32】

$$C_{i-1}^{-1}$$

20

は、共分散行列 C_{i-1} を反転することにより決定される逆共分散行列であり、ここで、共分散行列 C_{i-1} は、拡張整合フィルタシグネチャシーケンス行列 Q_e と拡張振幅行列

【数 33】

$$A_{e,(i-1)} = I_3 \otimes A_{(i-1)}$$

に関して、以下の式を用いて表され、

【数 34】

$$C_{i-1} = Q_e A_{e,(i-1)}^2 Q_e^H + 2\sigma^2 I_{N_R(N+L-1)}$$

ここで、

30

【数 35】

$$\otimes$$

はクロネッカー積であり、振幅行列

【数 36】

$$A_{(i-1)} = \text{diag} \left[\sqrt{E_{1,(i-1)}}, \sqrt{E_{2,(i-1)}}, \dots, \sqrt{E_{K^*,(i-1)}} \right]$$

は送信エネルギーに関して表され、 $2\sigma^2$ は雑音分散であり、 N_R は受信器アンテナ数であり、 N は処理利得であり、 L はマルチパス遅延拡散長であり、拡張整合フィルタ受信器シーケンス行列 Q_e は、以下の式

40

【数 37】

$$Q_e = [Q, Q_1, Q_2]$$

に従って表され、ここで、 Q_1 は、前のシンボル周期に対する整合フィルタシーケンスを表わし、 Q_2 は、次のシンボル周期に対する整合フィルタシーケンスを表わし、 Q_1 と Q_2 は、

【数 38】

$$Q_1 = [I_{N_R} \otimes (J_{N+L-1}^T)^N] p = [\tilde{q}_{1,1}, \dots, \tilde{q}_{K^*,1}, \dots, \tilde{q}_{K^*,1}]$$

50

、
【数 3 9】

$$\mathbf{Q}_2 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}_{N+L-1}^N] \mathbf{Q} = [\tilde{q}_{1,2}, \dots, \tilde{q}_{k,2}, \dots, \tilde{q}_{K^*,2}]$$

に従って表され、ここで、

【数 4 0】

$$\tilde{q}_{k,1}$$

と

【数 4 1】

$$\tilde{q}_{k,2}$$

10

は、シグネチャシーケンス K^* の数の前と次のシンボル周期に対する ISI 整合フィルタシーケンスであり、

【数 4 2】

$$\mathbf{J}_{N+L-1} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{0}}_{(N+L-2)}^T & 0 \\ \mathbf{I}_{N+L-2} & \tilde{\mathbf{0}}_{N+L-2} \end{bmatrix}$$

はシフト行列であり、整合フィルタ逆分散シグネチャシーケンス行列

20

【数 4 3】

$$\mathbf{Q} = [\tilde{q}_1, \dots, \tilde{q}_k, \dots, \tilde{q}_{K^*}]$$

は、以下の式 $\mathbf{Q} = \mathbf{H} \mathbf{S}$ で決定され、ここで、

【数 4 4】

$$\tilde{q}_k$$

は、長さ N の複数の送信シグネチャシーケンス

【数 4 5】

$$\mathbf{S} = [\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_k, \dots, \tilde{s}_{K^*}]$$

30

に対する整合フィルタ受信器逆拡散シグネチャシーケンスであり、 \mathbf{H} は、周波数選択性マルチパスチャネルに対する MIMO システムコンボリューション行列であり、コンボリューション行列 \mathbf{H} は、以下の式

【数 4 6】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(1,N_T)} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(N_R,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(N_R,N_T)} \end{bmatrix}$$

40

に従って表され、 N_T は送信器アンテナの総数であり、受信器アンテナ n_r と送信器アンテナ n_t の各対間において、チャネルインパルス応答ベクトル

【数 4 7】

$$\tilde{h}^{(n_r, n_t)} = [h_0^{(n_r, n_t)}, \dots, h_{L-1}^{(n_r, n_t)}]$$

を有するチャネルコンボリューション行列 $\mathbf{H}^{(n_r, n_t)}$ は、以下の式

【数 4 8】

$$\mathbf{H}^{(n_r, n_t)} = \begin{bmatrix} \vec{h}^{(n_r, n_t)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \vec{h}^{(n_r, n_t)} & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \vec{h}^{(n_r, n_t)} \end{bmatrix}$$

に関して表される。

【請求項 13】

10

送信エネルギー $E_{k,i}$ は、連続的干渉キャンセル (SIC) スキームを有する受信器に基づいて、以下の式

【数 4 9】

$$E_{k,i} = \frac{\gamma^*(b_{p_k})}{\xi - \frac{E_{k,(i-1)} |\xi_3|^2}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} - \frac{E_{k,(i-1)} (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k (\xi_2 - \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} |\xi_5|^2)}}$$

20

を解くことによって反復的に決定され、平均システム値は、所与の逆共分散行列

【数 5 0】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

に対して、シグネチャシーケンス \mathbf{K}^* の数決定に用いられ、前記逆共分散行列

【数 5 1】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

は共分散行列

【数 5 2】

30

$$\mathbf{C}_{k-1}$$

の逆行列であり、共分散行列 \mathbf{C}_{k-1} は、

【数 5 3】

$$\mathbf{C}_0 = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

が用いられる場合、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、以下の式

【数 5 4】

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \bar{\mathbf{q}}_k \bar{\mathbf{q}}_k^H + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,1} \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,2} \bar{\mathbf{q}}_{k,2}^H$$

40

を解くことによって反復的に決定され、目標の SNR

【数 5 5】

$$\gamma^*(b_{p_k})$$

は、以下の式

【数 5 6】

$$\gamma_k^*(b_{p_k}) = \Gamma(2^{b_{p_k}} - 1)$$

50

を用いて決定され、重み付け係数 ξ_1 、 ξ_2 、 ξ_3 、 ξ_4 、 ξ_5 および ξ_6 は、以下の式

【数 5 7】

$$\begin{aligned}\xi &= \vec{q}_k^H \vec{d}, \quad \xi_1 = \vec{q}_{k,1}^H \vec{d}_1, \quad \xi_2 = \vec{q}_{k,2}^H \vec{d}_2, \\ \xi_3 &= \vec{q}_k^H \vec{d}_1, \quad \xi_4 = \vec{q}_k^H \vec{d}_2, \quad \xi_5 = \vec{q}_{k,1}^H \vec{d}_2, \quad \xi_6 = \text{Real}(\xi_3 \xi_4^* \xi_5)\end{aligned}$$

を用いて、S I C 受信器共分散行列

10

【数 5 8】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

および

【数 5 9】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}, \vec{q}_{k,2}$$

から構築され、距離ベクトル

【数 6 0】

$$\vec{d}, \vec{d}_1, \vec{d}_2$$

20

は、以下の式

【数 6 1】

$$\vec{d} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_k, \quad \vec{d}_1 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_{k,1}, \quad \vec{d}_2 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \vec{q}_{k,2}$$

を用いて決定されることを特徴とする請求項 1 1 に記載の方法。

【請求項 1 4】

【数 6 2】

$$\mathbf{C}_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

30

を有する逆共分散行列

【数 6 3】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

、さらにエネルギー割り当て E_k および

【数 6 4】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$$

と

40

【数 6 5】

$$\vec{q}_{k,2}$$

、 E_k と σ^2 を有する M I M O システムパラメータのセットに対して、前記逆共分散行列

【数 6 6】

$$\mathbf{C}_k^{-1}$$

を、逆共分散行列

【数 6 7】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

とエネルギー E_k とを用い、
距離ベクトル

【数 6 8】

$$\vec{d}, \vec{d}_1$$

および

【数 6 9】

$$\vec{d}_2$$

を決定し、

重み付け係数 $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4, \zeta_5$ および ζ_6 を決定し、
以下の式

【数 7 0】

$$\zeta_1 = \frac{E_k}{1 + E_k \zeta_1}, \quad \zeta_2 = \frac{E_k}{1 + E_k (\zeta_2 - \zeta_1 |\zeta_5|^2)}$$

20

において、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して割り当てられたエネルギー E_k を用いて重み付きエネルギー項 ζ_1 と ζ_2 を決定し、

以下の式

【数 7 1】

$$\mathbf{Z}_1 = \vec{d}_1 \vec{d}_1^H, \quad \mathbf{Z}_2 = \vec{d}_2 \vec{d}_2^H, \quad \mathbf{Z}_3 = \vec{d}_1 \vec{d}_2^H$$

を解くことによって暫定行列 $\mathbf{Z}_1, \mathbf{Z}_2, \mathbf{Z}_3$ を決定し、
以下の式

【数 7 2】

30

$$\mathbf{D}_k^{-1} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} - (\zeta_1^2 \zeta_2 |\zeta_5|^2 + \zeta_1) \mathbf{Z}_1 - \zeta_2 \mathbf{Z}_2 + \zeta_1 \zeta_2 (\zeta_5 \mathbf{Z}_3 + \zeta_5^* \mathbf{Z}_3^H)$$

を解くことによって低減された逆共分散行列

【数 7 3】

$$\mathbf{D}_k^{-1}$$

を決定し、以下の式

【数 7 4】

$$\mathbf{C}_k^{-1} = \mathbf{D}_k^{-1} - \zeta \mathbf{Z}_4$$

40

を用いて前記逆共分散行列

【数 7 5】

$$\mathbf{C}_k^{-1}$$

を構築することによって、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、 $k = 1$ から始めて構築し、
前記重み付きエネルギー項 ζ は、以下の式

【数 7 6】

$$\zeta = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\xi - \frac{E_k |\xi_3|^2}{1 + E_k \xi_1} - \frac{E_k (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k \left(\xi_2 - \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} |\xi_5|^2 \right)} \right)}$$

を解くことによって決定され、

暫定行列 Z_4 は、以下の式

【数 7 7】

$$Z_4 = \vec{d}_3 \vec{d}_3^H$$

を用いて決定され、

前記距離ベクトル

【数 7 8】

$$\vec{d}_3$$

は、以下の式

【数 7 9】

$$\vec{d}_3 = D_k^{-1} \vec{q}_k$$

を用いて決定されることを特徴とする請求項 13 に記載の方法。

【請求項 15】

前記シグネチャシーケンス K^* の数を決定し、データ拡散に用いられるシグネチャシーケンス S を選択するための反復注水系連続ビットローディング法であって、

総データレート $b_{T, k}$ を最大化するシグネチャシーケンスの総数を決定することによってシグネチャシーケンス K^* の数を決定するステップを備えることを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 16】

複数の整合フィルタシグネチャシーケンス

【数 80】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$$

および

【数 81】

$$\vec{q}_{k,2}$$

に対して、反復注水最適化法は、

シグネチャシーケンス K_{opt} の初期数を設定するステップと、

シグネチャシーケンス K_{opt} の前記初期数に関連するシステム値 k を決定するステップと、

以下の式

10

20

30

40

【数 8 2】

$$\left[\vec{g}\right]_k = \frac{\lambda_k}{E_k(1-\lambda_k)}$$

を用いて、エネルギー割り当て E_k 用のチャネル S N R ベクトル

【数 8 3】

$$\vec{g}$$

を決定するステップと、

以下の式

【数 8 4】

$$K_{WF} = \frac{1}{K_{opt}} \left(E_T + \Gamma \sum_{k=1}^{K_{opt}} \left[\vec{g}\right]_k \right)$$

(ここで、 E_T は総送信エネルギー) を用いて注水定数

【数 8 5】

$$K_{WF}$$

を決定するステップと、

以下の式

【数 8 6】

$$E_k = K_{WF} - \left[\vec{g}\right]_k$$

を用いて、前記複数のシグネチャシーケンス K の各シグネチャシーケンス k に割り当てられるエネルギー E_k を決定するステップと、

整合フィルタシグネチャシーケンスの順序付けられたリストを提供するために、シグネチャシーケンス K_{opt} の初期数に関するシステム値

【数 8 7】

$$\left[\vec{\lambda}\right]_k = \lambda_k$$

に従って、整合フィルタシグネチャシーケンス

【数 8 8】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$$

および

【数 8 9】

$$\vec{q}_{k,2}$$

を昇順に再順序付けするステップと、

整合フィルタシグネチャシーケンスの順序付けられたリストの第 1 の整合フィルタシーケンス

【数 9 0】

$$\vec{q}_1, \vec{q}_{1,1}$$

および

10

20

30

40

【数 9 1】

$$\vec{q}_{1,2}$$

を削除するステップと、

割り当てられたエネルギー E_1 が負の場合、 $K_{opt} = K_{opt} - 1$ に設定するステップと、

上記のステップを繰り返すステップと、

以下の式

【数 9 2】

$$b_{T,K} = \sum_{k=1}^{K_{opt}} \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_k}{\Gamma(1-\lambda_k)} \right)$$

10

を用いて、送信されるビット $b_{T,K}$ 総数を決定するステップと、

【数 9 3】

$$K^* = K_{opt}$$

を用いて、考慮中の複数のシグネチャシーケンス K のシグネチャシーケンス K^* の数を決定するステップと、を備えることを特徴とする請求項 15 に記載の方法。

【請求項 17】

20

シグネチャシーケンス K^* の数を決定する反復注水法は、

最初にシグネチャシーケンス K^* の総数を $K^* = K$ に設定し、

前記シグネチャシーケンス K^* の数が $K^* = 1$ になるまで、送信される総データレートと $K^* = K - 1$ 値に対するシグネチャシーケンス K^* の数を決定し、

総データレートを最大化する複数のシグネチャシーケンス K に対するシグネチャシーケンス K^* の数を選択することを特徴とする請求項 16 に記載の方法。

【請求項 18】

システム値は、以下の式により決定されることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 17 のいずれかに記載の方法であって、

$$\gamma_k = \frac{P_k}{N_k}$$

30

ここで、 γ_k は、M M S E 受信器の逆拡散ユニットの出力における信号対雑音比であり、

N_k は、前記逆拡散ユニットの出力における平均二乗誤差であり、

この平均二乗誤差は $N_k = 1 - \gamma_k$ によってシステム値に関係する。

【請求項 19】

前記システム値 γ_k は、連続的干渉キャンセル (S I C) スキームのない受信器に基づいた以下の式

【数 9 4】

$$\lambda_k = E_k \vec{q}_k^H \mathbf{C}^{-1} \vec{q}_k$$

に従って決定されることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 11 および請求項 14 乃至請求項 17 のいずれかに記載の方法であって、

40

\mathbf{C} は、拡張整合フィルタシグネチャシーケンス行列 \mathbf{Q}_e と拡張振幅行列

【数 9 5】

$$\mathbf{A}_e = \mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A}$$

に関して、以下の式

【数 9 6】

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q}_e \mathbf{A}_e^2 \mathbf{Q}_e^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

を用いて表され、

50

【数 9 7】

⊗

はクロネッカー積であり、振幅行列

【数 9 8】

$$\mathbf{A} = \text{diag}[\sqrt{E_1}, \sqrt{E_2}, \dots, \sqrt{E_{K^*}}]$$

であり、整合フィルタ逆拡散シグネチャシーケンス行列

【数 9 9】

$$\mathbf{Q} = [\tilde{q}_1, \dots, \tilde{q}_k, \dots, \tilde{q}_{K^*}]$$

10

は、以下の式

【数 1 0 0】

$$\mathbf{Q}_e = [\mathbf{Q}, \mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2]$$

を用いて拡張整合フィルタシグネチャシーケンス行列 \mathbf{Q}_e を構築するために形成され、ここで、 \mathbf{Q}_1 は、前のシンボル周期に対する整合フィルタシーケンスを表わし、 \mathbf{Q}_2 は、次のシンボル周期に対する整合フィルタシーケンスを表わし、 \mathbf{Q}_1 と \mathbf{Q}_2 は、以下の式

【数 1 0 1】

$$\mathbf{Q}_1 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}_{N+L-1}^T)^N] \mathbf{Q} = [\tilde{q}_{1,1}, \dots, \tilde{q}_{k,1}, \dots, \tilde{q}_{K^*,1}]$$

20

および

【数 1 0 2】

$$\mathbf{Q}_2 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}_{N+L-1}^N] \mathbf{Q} = [\tilde{q}_{1,2}, \dots, \tilde{q}_{k,2}, \dots, \tilde{q}_{K^*,2}]$$

に従って表され、ここで、

【数 1 0 3】

$$\tilde{q}_{k,1}$$

30

および

【数 1 0 4】

$$\tilde{q}_{k,2}$$

は、前と次のシンボル周期に対する ISI 整合フィルタシーケンスである。

【請求項 2 0】

前記システム値 k は、連続的干渉キャンセル (SIC) スキームを有する受信器に基づいた以下の式

【数 1 0 5】

$$\lambda_k = E_k \tilde{q}_k^H \mathbf{C}_k^{-1} \tilde{q}_k$$

40

に従って決定されることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 1 0 および請求項 1 2 乃至請求項 1 7 のいずれかに記載の方法であって、

ここで、 \mathbf{C}_{k-1} は、

【数 1 0 6】

$$\mathbf{C}_0 = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

を用いる場合、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、以下の式

【数 1 0 7】

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \tilde{\mathbf{q}}_k \tilde{\mathbf{q}}_k^H + E_k \tilde{\mathbf{q}}_{k,1} \tilde{\mathbf{q}}_{k,1}^H + E_k \tilde{\mathbf{q}}_{k,2} \tilde{\mathbf{q}}_{k,2}^H$$

解くことによって反復的に決定される共分散行列であり、

【数 1 0 8】

$$\tilde{\mathbf{q}}_{k,1}$$

と

【数 1 0 9】

$$\tilde{\mathbf{q}}_{k,2}$$

は、前と次のシンボル周期に対する整合フィルタシーケンスであり、

【数 1 1 0】

$$\tilde{\mathbf{q}}_k$$

は、整合フィルタ逆分散シグネチャシーケンスである。

【請求項 2 1】

請求項 1 乃至請求項 2 0 のいずれかに記載の方法を実行するように配列された装置。

【請求項 2 2】

前記装置は無線送信基地局であることを特徴とする請求項 2 1 に記載の装置。

【請求項 2 3】

使用時には、請求項 1 乃至請求項 2 0 のいずれかに記載の方法を実行するように作動する、コンピュータ上で実施可能なコンピュータ可読媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は移動無線システムにおけるデータ送信の分野に関する。より具体的には、しかしこれに限定されずに、本発明の実施形態は、移動無線システムにおける送信用データシンボルの拡散に用いられる拡散シーケンスの決定方法に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

移動無線システム技術は、データレートの増大という全般的な目標によって絶え間なく進歩している。第三代移動無線システムは、符号分割多元接続送信方式を使用しており、世界的に広く採用されてきた。第三代パートナーシッププロジェクト（3 G P P）は、マルチコード広帯域符号分割多元接続（C D M A）システムとして、ユニバーサルモバイルテレコミュニケーションシステム（U M T S）のリリース 5 仕様における高速ダウンリンクパケットアクセス（H S D P A）システムを開発した。第 3 世代無線セルラーシステムの成功の大部分は、ダウンリンクスループットを向上するために H S D P A システムによって使用された効率的な資源割り当てスキームによるものである。

【0 0 0 3】

適応変調符号化やハイブリッド自動再送要求などの実現技術が最近利用できるようになったことに伴い、インターネット中心のアプリケーション用のインターネット対応スマートフォンの導入が可能となった。H S D P A システムに対する傾向は、高データレートアプリケーションを有するスマートフォンのダウンリンクスループットを向上させることである。H S D P A ダウンリンクのスループットは広範囲に評価されてきた。マルチ入力マルチ出力（M I M O）H S P D A システムを使用している場合、実際に達成可能なデータスループットは、理論上界よりはるかに低いことが最近わかってきた。

【0 0 0 4】

H S D P A マルチコード C D M A システムに対するダウンリンクスループット最適化は

10

20

30

40

50

、二部問題であると考えられてきた。第 1 の問題は、ダウンリンクユーザに対するシグネチャシーケンスとおよび電力割り当ての問題である。第 2 の問題は、所与の資源割り当てに対するリンクスループット最適化である。

【 0 0 0 5 】

第 1 の問題は、送信のためのユーザのスケジューリングを含む。これは、ダウンリンク送信のために広範囲に試験されてきた。さらに、シグネチャシーケンスの設計と割り当ては、ダウンリンク周波数選択性チャネルに対する総レート最大化の文脈における電力割り当てと共に研究されてきた。送信器シグネチャシーケンスとさらに平均二乗誤差 (MSE) 最小化受信逆拡散フィルタ係数の反復計算に対する設計法の利用性についても考慮されてきた。さらに、MIMO システムにおける送受信アンテナ間の所与のチャネルインパルス応答セットに対する総リンクスループットを最大化するシグネチャシーケンスの最適セットが存在することが示されている。さらに、チャネルインパルス応答の所与のセットに対して直交シグネチャシーケンスの最適セットが特定されるシステムも考慮されてきた。

【 0 0 0 6 】

最適な拡散シーケンスを用いるためには、チャネル状態情報 (CSI) が送信器と受信器の両方で利用可能でなければならない。送信器における CSI は、ダウンリンクおよびアップリンクチャネルの両方上に多くの信号オーバーヘッドを必要とする。従って、各 MIMO ダウンリンク送信器アンテナで直交拡散シーケンスの同じセットが使用できるようにすることによって、信号オーバーヘッドを最小化する種々の方法が考慮されてきた。あるアプローチは 3 GPP で考慮され、ある方法は、直交可変拡散率 (OVSF) 拡散シーケンスの所与の固定セットサイズを使用するように標準化された。MIMO システムでは、各アンテナで利用可能な OVSF シグネチャシーケンスの所与の単一セットより大きなシグネチャシーケンスセットサイズが必要である。3 GPP では、拡散シーケンスの所与のセットにプリコーディングウェイトを乗じ、得られた重み付きセットを連結して OVSF セットサイズを増加させる方法が標準化された。各送信シンボルはその後、送信前にそれぞれの MIMO アンテナにおいて、異なる拡散シーケンスで拡散される。従って、各送信シンボルに対して、各アンテナで利用される拡散シーケンスを連結することによって、固有なプリコーディング拡散シーケンスが作成される。連結された拡散シーケンスは、他の送信シンボル用の送信器で利用可能な拡散シーケンスの残余セットに直交する。しかしながら、周波数選択性マルチパスチャネル上で送信後、拡散シーケンスの直交性は受信端で失われる。リニア MMSE イコライザの後に逆拡散部を用いることによって、各受信器における拡散シーケンスの直交性の復元と、マルチパスチャネル上で送信後の送信シンボルの再生と、ができ得ることが提案された。

【 0 0 0 7 】

最近の開発では、リニア MMSE イコライザをマルチパスチャネル上で操作時に存在する自己干渉 (SI) 問題が考慮されている。こうした問題では、HSDPA スループットに対して、現時点で実際上達成可能なレートと理論上界との間のギャップを低減することが目標となる。独立のシンボルレベル MMSE イコライザの後にシンボルレベル連続干渉キャンセル (SIC) スキームを有する受信器は、セル間自己干渉に対応している。HSDPA 規格に適合したハイブリッドリニアイコライザ / 干渉キャンセル受信器が利用されることが提案されている。さらに、HSDPA ダウンリンクスループット最適化のためのチップまたはシンボルレベル MMSE イコライザと連携させた SIC 受信器が使用でき得ることも提案されている。

【 0 0 0 8 】

チップレベル MMSE リニアイコライザの後に逆拡散部とシンボルレベル SIC を用いて、チップ間干渉 (ICI) とさらにすべてのストリーム間干渉を抑えることが考慮されている。リニアチップレベル MMSE イコライザとしてのチャネル整合フィルタ (CMF) は、マルチパスチャネル中央タップでエネルギーを収集することによって信号対雑音比を最大化することが示されている。チップレベルイコライザは、送信チップシーケンス (これは、1 つの送信シンボルストリームを検出するためにその後 1 つの送信器拡散シーケ

ンスで拡散される)の推定値の作成に用いられる。その後、再生されたシンボルを用いてチップレベルにおける干渉を反復的に除去する。各反復には、チップレベル線形イコライザ係数の計算が必要である。反復の総数は、送信データストリームの数に等しい。

【0009】

第2のダウンリンクスループット最大化問題を解決するために、リニアMMSEイコライザを有する受信器と単段SIC検出器とを用いるためには、送信器と受信器との同時最適化が必要である。種々の送信パワー割り当てスキームは、マルチコードMIMOシステムにおける2段階の連続的干渉キャンセルスキームに対する異なるデータストリーム上で引き出せる。送信器パワー最適化を有する2段階のSIC検出スキームによって、マルチコードダウンリンク送信のスループット性能を向上させられる。しかしながら、SIC、イコライザ係数および電力割り当て計算のそれぞれの反復には、受信信号に対する共分散行列の逆行列が必要となる。共分散行列の次元は通常大きく、そのために、受信器における電力割り当て、リニアMMSEイコライザおよびSICの反復実施の計算コストは高くなる。リニアMMSEイコライザとその後のシンボルレベルSICの実施を実際に実現可能とするために、大きな行列の逆行列の簡易化が検討されてきた。

【0010】

トランシーバ設計を最適化するために種々の試みが行われてきた。マルチコードダウンリンクスループットの最適化のための電力割り当て時には、通常、異なる最適化基準が用いられる。トランシーバ設計の最適化基準に重点的に取り組む技術もあれが、レートと電力の同時割り当てに集中する技術もある。レートと電力の同時割り当て方法に追加するものとして、ゲーム理論のアプローチが最近導入された。上記の割り当て方法は、L. ZhaoとJ. Mark、「Joint rate and power adaptation for radio resource management in uplink wideband code division multiple access systems」、IET Communications、2巻、4号、562～572ページ(2008年4月)の以下の3表題の下で一般化されている。

【0011】

1. 第1の基準は、チャネル利得を一定に実現させるレートを最大化する送信パワーを最適化するシステムを含む。代表例は、L. Y. HoonおよびK. S. Wuの「Generalized joint power and rate adaptation in ds-cdma communications over fading channels」、IEEE Transactions on Vehicular Technology、57巻、1号、603～608ページ(2008年1月)であり、これは、シンボル数と1シンボル当たりのビット数を最適化するものである。この目的は、各受信器における目標の信号対干渉雑音(SINR)比を満たしながら、送信パワーと拡散シーケンスを反復して調節することにより総レートを最大化することである。送信パワーを反復調節して、各受信器における目標の信号対雑音比を満たすことができる。さらに、目標の信号対雑音比(SNR)に対する総送信エネルギーは、各受信器の出力において最小化できる。この種の最適化は、マージン適応ローディング法として既知である。総送信電力を所与の総電力制約未満に維持しながら、送信電力と拡散シーケンスを最適化してマルチコード並列チャネル上の総レートを最大化できる。この種の反復エネルギー割り当ては、レート適応ローディング法として既知である。

【0012】

2. 第2の方法は、送信電力、レートおよびシグネチャシーケンス、またさらに受信器のリニアMMSEイコライザを同時に最適化することにより総レートを最大化しながら、受信電力を目標レベルに維持することを目標とする。こうした方法の1例は、S. UlukusおよびA. Yenerの「Iterative transmitter and receiver optimization for cdma networks」、IEEE Transactions on Wireless Communications、3巻、6号、1879～1884ページ(2004年11月)であり、こ

れは、送信拡散シーケンスとリニアMMSEイコライザを有する受信器とを同時に最適化するものである。この目標は、受信信号電力レベルがそれぞれ送信器に既知の場合、スループットを最大化するか、あるいは各受信器における平均二乗誤差を最小化することである。

【0013】

3. 第3の方法の1例は、L. ZhaoおよびJ. Markによる「Joint rate and power adaptation for radio resource management in uplink wideband code division multiple access systems」、IET Communications、2巻、4号、562～572ページ(2008年4月)に記載されており、ここでは、受信信号電力と干渉信号電力との分配を必要とする評価基準として平均システム性能が用いられている。

10

【0014】

第1および第2の適応スキームでは、特にマージンおよびレート適応ローディングエリアでは、レートと電力適応は、ユーザの移動によるリンク利得の変化よりはるかに速いと想定される。T. Bogale、L. VandendorpeおよびB. Chaliseの「Robust transceiver optimization for downlink coordinated base station systems: Distributed algorithm」、IEEE Transactions on Signal Processing、PP巻、99号、1ページ(2011年)には、MIMOダウンリンク送信のための1ユーザ当たり(1ストリーム当たり)のMSE制約に従う総送信電力を最小化するために、ロバストマージン適応ローディングスキームが検討されている。

20

【0015】

拡散シーケンスの所与の固定長に対する総レートを最大化するために、レート適応ローディングスキームが与えられている。レート適応最適化法は、N. Vucic、H. BocheおよびS. Shiの「Robust transceiver optimization in downlink multiuser mimo systems」、IEEE Transactions on Signal Processing、57巻、9号、3576～3587ページ(2009年9月)に提示されており、そこでは、制約つき総送信電力を考慮時に、ダウンリンクMIMOシステムの重み付きMSEが最小化されている。T. Bogale、B. ChaliseおよびL. Vandendorpeの「Robust transceiver optimization for downlink multiuser mimo systems」、IEEE Transactions on Signal Processing、59巻、1号、446～453ページ(2011年1月)では、基地局アンテナ電力制約を有する重み付きMSEを最小化するために、レート適応ローディングスキームが提供されている。

30

【0016】

現在のHSDPAシステム仕様では、エネルギー均等割り当てスキームを用いて、各チャネルに単一レートあるいは2つの別個のレートをロードしている。MMSE受信器のパラメータは通常、最大～最小重み付きのSINR基準あるいは総MSE最小化基準のいずれかを用いて最適化される。最近、Z. He、M. GurcanおよびH. Ghaniの「Time-efficient resource allocation algorithm over hsdpa in femtocell networks」、Personal, Indoor and Mobile Radio Communications workshops (PIMRC Workshops)、2010 IEEE 21st International Symposium(2010年9月)、197～202ページ;およびZ. HeおよびM. Gurcanの「Optimized resource allocation of hsdpa using two group allocation in frequency selec

40

50

tive channel」、IEEE International Conference on Wireless Communications Signal Processing、2009 WCSP 2009(2009年11月)、1～5ページに記載されているように、二群資源割り当てスキームとして既知の反復電力適応法が開発された。この方法では、2つの別個の離散ビットレートが、制約付き総送信電力に従うマルチコードダウンリンクチャネル上にロードされる。

【0017】

マルチ入力マルチ出力(MIMO)HSPDAシステムを使用する場合、この分野での種々の開発にも拘わらず、実際に達成可能なデータスループットは、理論上界より依然としてはるかに低い。

【発明の概要】

【0018】

本発明の実施形態では、前述の問題の少なくとも一部の軽減が試みられる。

【0019】

本発明の態様に従って、データが送信される複数の並列単入力単出力チャネルあるいは複数の並列マルチ入力マルチ出力チャネルを有する無線データ送信システムにおけるデータ送信方法が提供される。該データは、送信前に複数の拡散シーケンスによって拡散された複数のデータシンボルで表わされる。該方法は、複数のシグネチャシーケンスKの各シグネチャシーケンスkに対して、関連する前記シグネチャシーケンスkの信号対雑音比を示すシステム値を決定するステップと、前記複数のシグネチャシーケンスKに関連する前記システム値に従って、データシンボルの拡散に使用される多くのシグネチャシーケンスK*を決定するステップと、前記複数のシグネチャシーケンスKに関連する前記システム値に従って、前記複数のシグネチャシーケンスKから、前記データシンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンスSを選択するステップであって、選択されたシグネチャシーケンスの数がシグネチャシーケンスK*の決定された数に対応するステップと、前記選択されたシグネチャシーケンスSを用いて前記データシンボルを拡散するステップと、を備える。

【0020】

K_{best} が平均システム値

【数1】

$$[\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{best}}$$

の計算に利用されるシグネチャシーケンスの初期数であり、各シグネチャシーケンスが前記平均システム値

【数2】

$$[\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{best}}$$

の計算のために等送信エネルギー E_k を割り当てられるように、 $K_{best} = K - K_{best} - 1$ に対して前記平均システム値

【数3】

$$[\bar{\lambda}_{mean}]_{K_{best}} = \frac{\sum_{k=1}^{K_{best}} \lambda_k}{K_{best}}$$

を計算し、前記データシンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンスK*の数を決定し、前記平均システム値ベクトル

10

20

30

40

【数 4】

$$\vec{\lambda}_{mean}$$

に従って、前記シンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンス S を選択することによって、シーケンス K^* の数が決定されてもよく、また、前記シンボルの拡散に使用される前記シグネチャシーケンス S が選択されてもよい。前記平均システム値ベクトル

【数 5】

$$\vec{\lambda}_{mean}$$

は、 $K_{best} = 1 \sim K_{best} = K$ に対して複数の平均システム値

10

【数 6】

$$[\vec{\lambda}_{mean}]_{K_{best}}$$

を含む。

【0 0 2 1】

$K_{best} = 1 \sim K_{best} = K$ に対して以下の式

【数 7】

$$\chi^*(b_{p_{K_{best}}}) \leq [\vec{\lambda}_{mean}]_{K_{best}} < \chi^*(b_{p_{K_{best}}+1})$$

20

(ここで、

【数 8】

$$[\vec{\lambda}_{mean}]_{K_{best}}$$

は前記平均システム値であり、

【数 9】

$$b_{p_{K_{best}}}$$

30

は、各データシンボルに割り当てできる離散的データレートであって、目標のシステム値

【数 10】

$$\chi^*(b_p)$$

用の複数の P 離散的レートに対する $p = 1 \sim p = P$ の整数値 p に対して $b_1 \sim b_P$ の複数のデータレートから選択される。ここで、前記目標のシステム値

【数 11】

$$\chi^*(b_p)$$

40

は、以下の式

【数 12】

$$\chi^*(b_{p_k}) = \frac{\Gamma(2^{b_p} - 1)}{1 - \Gamma(2^{b_p} - 1)}$$

を用いることによって前記データレート b_p に関して決定される。ここで、

【数 13】

$$\Gamma$$

50

は変調スキームのギャップ値である)が満たされる場合、前記データシンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンス K^* の数は、シグネチャシーケンス K_{best} の初期数に等しくなるように決定されてもよく、前記選択されたシグネチャシーケンス S は、最大のシステム値 k を有する複数のシグネチャシーケンス K の K^* シグネチャシーケンスである。

【 0 0 2 2 】

さらに、 K_{opt} が最小システム値

【 数 1 4 】

$$\left\lceil \bar{\lambda}_{min} \right\rceil_{K_{opt}}$$

10

の計算に利用されるシグネチャシーケンスの初期数であり、各シグネチャシーケンスが等送信エネルギー E_k を割り当てられるように、 $K_{opt} = K \sim K_{opt} = 1$ に対して平均システム値

【 数 1 5 】

$$\left\lceil \bar{\lambda}_{min} \right\rceil_{K_{opt}} = \min(\bar{\lambda})$$

を計算し、シグネチャシーケンス K^* の数を決定し、 $K_{opt} = K \sim K_{opt} = 1$ に対して、複数の最小システム値

20

【 数 1 6 】

$$\left\lceil \bar{\lambda}_{min} \right\rceil_{K_{opt}}$$

を含む最小システム値ベクトル

【 数 1 7 】

$$\bar{\lambda}_{min}$$

に従って、前記データシンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンス S を選択することによって、シーケンス K^* の数がさらに決定されてもよく、また、前記シンボルの拡散に使用される前記シグネチャシーケンス S が選択されてもよい。

30

【 0 0 2 3 】

$K_{opt} = 1 \sim K_{opt} = K$ に対して以下の式

【 数 1 8 】

$$\lambda^*(b_{p_{K_{opt}}}) \leq \left\lceil \bar{\lambda}_{min} \right\rceil_{K_{opt}} < \lambda^*(b_{p_{K_{opt}}+1})$$

(ここで、

【 数 1 9 】

$$\left\lceil \bar{\lambda}_{min} \right\rceil_{K_{opt}}$$

40

は、前記最小システム値であり、

【 数 2 0 】

$$b_{p_{K_{opt}}}$$

は、各シンボルに割り当てできる離散的データレートであって、目標のシステム値

【 数 2 1 】

$$\lambda^*(b_p)$$

用の複数の P 離散的レートに対する $p = 1 \sim p = P$ の整数値 p に対して $b_1 \sim b_p$ の複数

50

のデータレートから選択される)が満たされる場合、前記データシンボルの拡散に使用されるシグネチャシーケンス K^* の数も、シグネチャシーケンス K_{opt} の初期数に等しくなるように決定され、前記選択されたシグネチャシーケンス S は、最大のシステム値 k を有する複数のシグネチャシーケンス K の K^* シグネチャシーケンスである。

【0024】

該方法は、前記シグネチャシーケンス S の選択前に、最大のシステム値 k を有する複数のシグネチャシーケンス K のシグネチャシーケンス k から最小のシステム値 k を有する複数のシグネチャシーケンス K のシグネチャシーケンス k までの複数のシグネチャシーケンス K を順序付けるステップをさらに備えていてもよく、大きなシステム値 k は高い信号対雑音比を示し、前記選択されたシグネチャシーケンス S は、前記順序付けられたシグネチャシーケンスの第1の K^* シグネチャシーケンスである。

10

【0025】

また、該方法は、前記システム値 k に従って、データレート

【数22】

$$b_{p_k}$$

を前記複数の選択されたシグネチャシーケンス S に割り当てるステップをさらに備えていてもよく、前記割り当てられたデータレート b_{p_k} の合計は、1シンボル周期当たりの総データレートに対応する。シグネチャシーケンス K^* の数決定時に、前記データレート

【数23】

20

$$b_{p_k}$$

が割り当てられてもよい。

【0026】

総データレートは、以下の式を満たす最大の整数 m_{EE} を見出すことによって決定されてもよく、

【数24】

$$(K^* - m_{EE})\lambda^*(b_{p_{K^*}}) + m_{EE}\lambda^*(b_{p_{K^*}+1}) \leq K^* \lceil \bar{\lambda}_{\min} \rceil_{K^*}$$

30

等エネルギー割り当てに対応する場合は、シグネチャシーケンス $(k^* - m_{ES})$ の第1の群は、離散的データレート

【数25】

$$b_{p_{K^*}}$$

でのデータ送信に用いられ、残余 m_{ES} のシグネチャシーケンスを含むシグネチャシーケンスの第2の群は、離散的データレート

【数26】

$$b_{p_{K^*}+1}$$

40

でのデータ送信に用いられる。

【0027】

さらに、総データレートは、以下の式を満たす最大の整数 m_{ES} を見出すことによって決定されてもよく、

【数27】

$$(K^* - m_{ES})\lambda^*(b_{p_{K^*}}) + m_{ES}\lambda^*(b_{p_{K^*}+1}) \leq K^* \lceil \bar{\lambda}_{mean} \rceil_{K^*}$$

シグネチャシーケンス $(k^* - m_{ES})$ の第1の群は、離散的データレート

50

【数 2 8】

$$b_{p_{k^*}}$$

でのデータ送信に用いられ、残余 m_{E_S} のシグネチャシーケンスを含むシグネチャシーケンスの第 2 の群は、離散的データレート

【数 2 9】

$$b_{p_{k^*}+1}$$

でのデータ送信に用いられる。

10

【0 0 2 8】

該方法は、総送信エネルギーに対する 1 シンボル周期当たりの総データレートを最大化するために、前記割り当てられた送信データレート

【数 3 0】

$$b_{p_k}$$

と対応するシステム値 k に従って、送信エネルギーを前記選択された複数のシグネチャシーケンス K に割り当てるステップをさらに備えていてもよく、前記割り当てられた送信エネルギーの合計は総送信エネルギー E_T に対応する。

【0 0 2 9】

20

前記送信エネルギー $E_{k,i}$ は、連続的干渉キャンセル (SIC) スキームのない受信器に基づいて以下の式を用いて反復的に決定されてもよい。

【数 3 1】

$$E_{k,i} = \frac{\lambda^*(b_{p_{k^*}})}{\vec{q}_k^H \mathbf{C}_{i-1}^{-1} \vec{q}_k}$$

ここで、 i は、反復数であり、

【数 3 2】

$$\mathbf{C}_{i-1}^{-1}$$

30

は、共分散行列 \mathbf{C}_{i-1} を反転することにより決定される逆共分散行列である。ここで、共分散行列 \mathbf{C}_{i-1} は、拡張整合フィルタシグネチャシーケンス行列 \mathbf{Q}_e と拡張振幅行列

【数 3 3】

$$\mathbf{A}_{e,(i-1)} = \mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A}_{(i-1)}$$

に関して、以下の式を用いて表される。

【数 3 4】

$$\mathbf{C}_{i-1} = \mathbf{Q}_e \mathbf{A}_{e,(i-1)}^2 \mathbf{Q}_e^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+I-1)}$$

40

ここで、

【数 3 5】

$$\otimes$$

はクロネッカー積であり、振幅行列

【数 3 6】

$$\mathbf{A}_{(i-1)} = \text{diag}[\sqrt{E_{1,(i-1)}}, \sqrt{E_{2,(i-1)}}, \dots, \sqrt{E_{K^*,(i-1)}}]$$

は送信エネルギーに関して表され、 $2\sigma^2$ は雑音分散であり、 N_R は受信器アンテナ数で

50

あり、N は処理利得であり、L はマルチパス遅延拡散長であり、拡張整合フィルタ受信器シーケンス行列 Q_e は、以下の式

【数 3 7】

$$Q_e = [Q, Q_1, Q_2]$$

に従って表される。ここで、 Q_1 は、前のシンボル周期に対する整合フィルタシーケンスを表わし、 Q_2 は、次のシンボル周期に対する整合フィルタシーケンスを表し、 Q_1 と Q_2 は、

【数 3 8】

$$Q_1 = [I_{N_R} \otimes (J_{N+L-1}^T)^W] Q = [\vec{q}_{1,1}, \dots, \vec{q}_{k,1}, \dots, \vec{q}_{K^*,1}]$$

10

、
【数 3 9】

$$Q_2 = [I_{N_R} \otimes J_{N+L-1}^N] Q = [\vec{q}_{1,2}, \dots, \vec{q}_{k,2}, \dots, \vec{q}_{K^*,2}]$$

に従って表される。ここで、

【数 4 0】

$$\vec{q}_{k,1}$$

20

と

【数 4 1】

$$\vec{q}_{k,2}$$

は、シグネチャシーケンス K^* の数の前と次のシンボル周期に対する ISI 整合フィルタシーケンスであり、

【数 4 2】

$$J_{N+L-1} = \begin{bmatrix} \vec{0}_{(N+L-2)}^T & 0 \\ I_{N+L-2} & \vec{0}_{N+L-2} \end{bmatrix}$$

30

はシフト行列であり、整合フィルタ逆拡散シグネチャシーケンス行列

【数 4 3】

$$Q = [\vec{q}_1, \dots, \vec{q}_k, \dots, \vec{q}_{K^*}]$$

は、以下の式 $Q = H S$ で決定される。ここで、

【数 4 4】

$$\vec{q}_k$$

40

は、長さ N の複数の送信シグネチャシーケンス

【数 4 5】

$$S = [\vec{s}_1, \dots, \vec{s}_k, \dots, \vec{s}_{K^*}]$$

に対する整合フィルタ受信器逆拡散シグネチャシーケンスであり、H は、周波数選択性マルチパスチャネルに対する MIMO システムコンボリューション行列であり、コンボリューション行列 H は、以下の式

【数 4 6】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(1,N_T)} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(N_R,1)} & \dots & \mathbf{H}^{(N_R,N_T)} \end{bmatrix}$$

に従って表され、 N_T は送信器アンテナの総数であり、受信器アンテナ n_r と送信器アンテナ n_t の各対間にあつて、チャネルインパルス応答ベクトル

【数 4 7】

$$\vec{h}^{(n_r, n_t)} = [h_0^{(n_r, n_t)}, \dots, h_{L-1}^{(n_r, n_t)}]$$

10

を有するチャネルコンボリューション行列 $\mathbf{H}^{(n_r, n_t)}$ は、以下の式

【数 4 8】

$$\mathbf{H}^{(n_r, n_t)} = \begin{bmatrix} \vec{h}^{(n_r, n_t)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \vec{h}^{(n_r, n_t)} & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \vec{h}^{(n_r, n_t)} \end{bmatrix}$$

20

に関して表される。

【0 0 3 0】

送信エネルギー $E_{k,i}$ も連続的干渉キャンセル (SIC) スキームを有する受信器に基づいて、以下の式

【数 4 9】

$$E_{k,i} = \frac{\gamma^*(b_{p_k})}{\xi - \frac{E_{k,(i-1)} |\xi_3|^2}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} - \frac{E_{k,(i-1)} (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k (\xi_2 - \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} |\xi_5|^2)}}$$

30

を解くことによって反復的に決定されてもよく、平均システム値は、所与の逆共分散行列

【数 5 0】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

に対して、シグネチャシーケンス K^* の数決定に用いられ、前記逆共分散行列

【数 5 1】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

40

は、共分散行列

【数 5 2】

$$\mathbf{C}_{k-1}$$

の逆行列であり、前記共分散行列 \mathbf{C}_{k-1} は、

【数 5 3】

$$\mathbf{C}_0 = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

が用いられる場合、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、以下の式

50

【数 5 4】

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \bar{\mathbf{q}}_k \bar{\mathbf{q}}_k^H + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,1} \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,2} \bar{\mathbf{q}}_{k,2}^H$$

を解くことによって反復的に決定され、目標の S N R

【数 5 5】

$$\gamma^*(b_{p_k})$$

は、以下の式

【数 5 6】

$$\gamma^*(b_{p_k}) = \Gamma(2^{b_{p_k}} - 1)$$

10

を用いて決定され、重み付け係数、 γ_1 、 γ_2 、 γ_3 、 γ_4 、 γ_5 および γ_6 は、以下の式

【数 5 7】

$$\xi = \bar{\mathbf{q}}_k^H \bar{\mathbf{d}}, \quad \xi_1 = \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H \bar{\mathbf{d}}_1, \quad \xi_2 = \bar{\mathbf{q}}_{k,2}^H \bar{\mathbf{d}}_2,$$

$$\xi_3 = \bar{\mathbf{q}}_k^H \bar{\mathbf{d}}_1, \quad \xi_4 = \bar{\mathbf{q}}_k^H \bar{\mathbf{d}}_2, \quad \xi_5 = \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H \bar{\mathbf{d}}_2, \quad \xi_6 = \text{Real}(\xi_3 \xi_4^* \xi_5)$$

20

を用いて、S I C 受信器共分散行列

【数 5 8】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

、

【数 5 9】

$$\bar{\mathbf{q}}_k, \bar{\mathbf{q}}_{k,1}$$

および

【数 6 0】

$$\bar{\mathbf{q}}_{k,2}$$

30

から構築され、距離ベクトル

【数 6 1】

$$\bar{\mathbf{d}}, \bar{\mathbf{d}}_1, \bar{\mathbf{d}}_2$$

は、以下の式

【数 6 2】

$$\bar{\mathbf{d}} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_k, \quad \bar{\mathbf{d}}_1 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_{k,1}, \quad \bar{\mathbf{d}}_2 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_{k,2}$$

40

を用いて決定される。

【0 0 3 1】

【数 6 3】

$$\mathbf{C}_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

を有する逆共分散行列

【数 6 4】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

、さらにエネルギー割り当て E_k および

【数 6 5】

$$\tilde{\mathbf{q}}_k$$

、

【数 6 6】

$$\tilde{\mathbf{q}}_{k,1}$$

、

【数 6 7】

$$\tilde{\mathbf{q}}_{k,2}$$

、 E_k と λ^2 を有する MIMO システムパラメータのセットに対して、前記逆共分散行列

【数 6 8】

$$\mathbf{C}_k^{-1}$$

を、逆共分散行列

【数 6 9】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

とエネルギー E_k とを用い、距離ベクトル

【数 7 0】

$$\tilde{\mathbf{d}}$$

、

【数 7 1】

$$\tilde{\mathbf{d}}_1$$

および

【数 7 2】

$$\tilde{\mathbf{d}}_2$$

を決定し、重み付け係数 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 、 α_5 および α_6 を決定し、以下の式

【数 7 3】

$$\zeta_1 = \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1}, \quad \zeta_2 = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\xi_2 - \zeta_1 |\xi_2|^2 \right)}$$

において、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して割り当てられたエネルギー E_k を用いて重み付きエネルギー項 α_1 と α_2 を決定し、以下の式

【数 7 4】

$$\mathbf{Z}_1 = \tilde{\mathbf{d}}_1 \tilde{\mathbf{d}}_1^H, \quad \mathbf{Z}_2 = \tilde{\mathbf{d}}_2 \tilde{\mathbf{d}}_2^H, \quad \mathbf{Z}_3 = \tilde{\mathbf{d}}_1 \tilde{\mathbf{d}}_2^H$$

10

20

30

40

50

を解くことによって暫定行列 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 を決定し、以下の式

【数 7 5】

$$\mathbf{D}_k^{-1} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} - \left(\zeta_1^2 \zeta_2 |\xi_5|^2 + \zeta_1 \right) \mathbf{Z}_1 - \zeta_2 \mathbf{Z}_2 + \zeta_1 \zeta_2 \left(\xi_5 \mathbf{Z}_3 + \xi_5^* \mathbf{Z}_3^H \right)$$

を解くことによって低減された逆共分散行列

【数 7 6】

$$\mathbf{D}_k^{-1}$$

を決定し、以下の式

【数 7 7】

$$\mathbf{C}_k^{-1} = \mathbf{D}_k^{-1} - \zeta \mathbf{Z}_4$$

を用いて前記逆共分散行列

【数 7 8】

$$\mathbf{C}_k^{-1}$$

を構築することによって、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、 $k = 1$ から始めて構築し、
前記重み付きエネルギー項 は、以下の式

【数 7 9】

$$\zeta = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\xi - \frac{E_k |\xi_3|^2}{1 + E_k \xi_1} - \frac{E_k (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k \left(\xi_2 - \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} |\xi_5|^2 \right)} \right)}$$

を解くことによって決定され、
前記暫定行列 Z_4 は、以下の式

【数 8 0】

$$\mathbf{Z}_4 = \tilde{\mathbf{d}}_3 \tilde{\mathbf{d}}_3^H$$

を用いて決定され、
前記距離ベクトル

【数 8 1】

$$\tilde{\mathbf{d}}_3$$

は、以下の式

【数 8 2】

$$\tilde{\mathbf{d}}_3 = \mathbf{D}_k^{-1} \tilde{\mathbf{q}}_k$$

を用いて決定される。

【0 0 3 2】

総データレート $b_{T, K}$ を最大化するシグネチャシーケンスの総数を決定することにより、シグネチャシーケンス K^* の数を決定するステップを備える反復注水系連続ビットローディング法を用いて、シグネチャシーケンス K^* の数を決定してもよく、また、データの拡散に使用されるシグネチャシーケンス S を選択してもよい。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 3 】

複数の整合フィルタシグネチャシーケンス

【 数 8 3 】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$$

および

【 数 8 4 】

$$\vec{q}_{k,2}$$

10

に対して、反復注水最適化法は、シグネチャシーケンス K_{opt} の初期数を設定するステップと、シグネチャシーケンス K_{opt} の初期数に関連するシステム値 λ_k を決定するステップと、以下の式

【 数 8 5 】

$$\left[\vec{g} \right]_k = \frac{\lambda_k}{E_k(1-\lambda_k)}$$

を用いて、エネルギー割り当て E_k に対するチャンネル SNR ベクトル

【 数 8 6 】

20

$$\vec{g}$$

を決定するステップと、以下の式

【 数 8 7 】

$$K_{WF} = \frac{1}{K_{opt}} \left(E_T + \Gamma \sum_{k=1}^{K_{opt}} \left[\frac{1}{\vec{g}_k} \right] \right)$$

を用いて、注水定数 K_{WF} を決定するステップ（ここで、 E_T は総送信エネルギー）と、以下の式

【 数 8 8 】

30

$$E_k = K_{WF} - \left[\frac{\Gamma}{\vec{g}_k} \right]$$

を用いて、複数のシグネチャシーケンス K の各シグネチャシーケンス k に割り当てるエネルギー E_k を決定するステップと、

整合フィルタシグネチャシーケンスの順序付けられたリストを提供するために昇順に、シグネチャシーケンス K_{opt} の初期数に関連するシステム値

【 数 8 9 】

$$\left[\vec{\lambda} \right]_k = \lambda_k$$

40

に従って、整合フィルタシグネチャシーケンス

【 数 9 0 】

$$\vec{q}_k$$

、

【 数 9 1 】

$$\vec{q}_{k,1}$$

50

および

【数 9 2】

$$\vec{q}_{k,2}$$

を再順序付けるステップと、整合フィルタシグネチャシーケンスの順序付けられたリストの第 1 の整合フィルタシーケンス

【数 9 3】

$$\vec{q}_1$$

、

【数 9 4】

$$\vec{q}_{1,1}$$

および

【数 9 5】

$$\vec{q}_{1,2}$$

を削除するステップと、割り当てられたエネルギー E_1 が負の場合、 $K_{opt} = K_{opt} - 1$ を設定するステップと、上記のステップを繰り返すステップと、下式

【数 9 6】

$$b_{T,K} = \sum_{k=1}^{K_{opt}} \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_k}{\Gamma(1-\lambda_k)} \right)$$

を用いて送信されるビット $b_{T,K}$ 総数を決定するステップと、 $K^* = K_{opt}$ を用いて考慮中の複数のシグネチャシーケンス K のシグネチャシーケンス K^* の数を決定するステップと、さらに備えていてもよい。

【0034】

反復注水法は、シグネチャシーケンスの総数を最初に $K^* = K$ と設定し、送信される総データレートと、シグネチャシーケンス K^* が $K^* = 1$ になるまで $K^* = K - 1$ の値に対してシグネチャシーケンス K^* の数と、を決定し、総データレートを最大化する複数のシグネチャシーケンス K に対するシグネチャシーケンス K^* の数を選択することによって、シグネチャシーケンス (K^*) の数を決定してもよい。

【0035】

システム値は以下の式によって決定されてもよく、

ここで、 γ_k は、MMSE 受信器の逆分散ユニットの出力における信号対雑音比であり、 γ_k は、該逆分散ユニットの出力における平均二乗誤差であり、平均二乗誤差は、 $\sigma_k^2 = 1 - \gamma_k$ によるシステム値に関係する。

【0036】

さらに、システム値 γ_k は、連続的干渉キャンセル (SIC) スキームのない受信器に基づく以下の式に従って決定されてもよく、

【数 9 7】

$$\lambda_k = E_k \vec{q}_k^H \mathbf{C}^{-1} \vec{q}_k$$

ここで、 \mathbf{C} は、以下の式

【数 9 8】

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q}_e \mathbf{A}_e^2 \mathbf{Q}_e^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+1-1)}$$

を用いて、拡張整合フィルタシグネチャシーケンス行列 \mathbf{Q}_e と拡張振幅行列

10

20

30

40

50

【数 9 9】

$$\mathbf{A}_e = \mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A}$$

に関して表され、ここで、

【数 1 0 0】

$$\otimes$$

はクロネッカー積であり、振幅行列

【数 1 0 1】

$$\mathbf{A} = \text{diag}[\sqrt{E_1}, \sqrt{E_2}, \dots, \sqrt{E_{K^*}}]$$

10

であり、ここで、整合フィルタ逆拡散シグネチャシーケンス行列

【数 1 0 2】

$$\mathbf{Q} = [\tilde{q}_1, \dots, \tilde{q}_k, \dots, \tilde{q}_{K^*}]$$

は、以下の式

【数 1 0 3】

$$\mathbf{Q}_e = [\mathbf{Q}, \mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2]$$

を用いて拡張整合フィルタシグネチャシーケンス行列 \mathbf{Q}_e を構築するために形成され、ここで、 \mathbf{Q}_1 は、前のシンボル周期に対する整合フィルタシーケンスを表わし、 \mathbf{Q}_2 は、次のシンボル周期に対する整合フィルタシーケンスを表し、 \mathbf{Q}_1 と \mathbf{Q}_2 は、

20

【数 1 0 4】

$$\mathbf{Q}_1 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}_{N+L-1}^T)^W] \mathbf{Q} = [\tilde{q}_{1,1}, \dots, \tilde{q}_{k,1}, \dots, \tilde{q}_{K^*,1}]$$

、

【数 1 0 5】

$$\mathbf{Q}_2 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}_{N+L-1}^N] \mathbf{Q} = [\tilde{q}_{1,2}, \dots, \tilde{q}_{k,2}, \dots, \tilde{q}_{K^*,2}]$$

30

に従って表され、

【数 1 0 6】

$$\tilde{q}_{k,1}$$

と

【数 1 0 7】

$$\tilde{q}_{k,2}$$

40

は、前と次のシンボル周期に対する ISI 整合フィルタシーケンスである。

【0 0 3 7】

システム値 λ_k も、連続的干渉キャンセル (SIC) スキームを有する受信器に基づく以下の式に従って決定されてもよい。

【数 1 0 8】

$$\lambda_k = E_k \tilde{q}_k^H \mathbf{C}_k^{-1} \tilde{q}_k$$

ここで、 \mathbf{C}_{k-1} は、

【数 1 0 9】

$$\mathbf{C}_0 = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

を使用時に、 $k = k = 1, \dots, K^*$ に対して以下の式

【数 1 1 0】

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \tilde{\mathbf{q}}_k \tilde{\mathbf{q}}_k^H + E_k \tilde{\mathbf{q}}_{k,1} \tilde{\mathbf{q}}_{k,1}^H + E_k \tilde{\mathbf{q}}_{k,2} \tilde{\mathbf{q}}_{k,2}^H$$

を解くことにより反復的に決定される共分散行列であり、

【数 1 1 1】

$$\tilde{\mathbf{q}}_{k,1}$$

10

と

【数 1 1 2】

$$\tilde{\mathbf{q}}_{k,2}$$

は、前と次のシンボル周期に対する ISI 整合フィルタシーケンスであり、

【数 1 1 3】

$$\tilde{\mathbf{q}}_k$$

は、整合フィルタ逆分散シグネチャシーケンスである。

20

【0 0 3 8】

本発明の別の態様に従って、上記のいずれかの方法を実行するように配列された装置が提供される。該装置は無線送信基地局であってもよい。

【0 0 3 9】

本発明のさらに別の態様に従って、コンピュータで実施可能であり、使用時には、上記のいずれかの方法を実行するように操作可能なコンピュータ可読媒体が提供される。

【0 0 4 0】

本発明の実施形態では、連続的干渉キャンセルスキームをモデル化するように拡張された HSDPA MIMO システムに対するシステムモデルが提供される。該スキームは、反復共分散行列の逆行列法と統合されてもよい。これによって、分散行列の逆行列が簡素化される。こうした方法は、送信エネルギーの計算と、所与の HSDPA MIMO システムの各並列チャネルに対する送信データ速度の割り当てと、に反復使用できる。

30

【0 0 4 1】

本発明の実施形態では、送信エネルギー割り当て前に送信ビットレートを得る新規な方法が提供される。割り当てられたレートは、所与の総送信エネルギーに対する総容量を最適化しながら、送信エネルギーを計算するために、反復共分散行列の逆行列と共に使用できる。総容量は、拡散シーケンスの数を動的に変化させることにより向上できる。このスキームでは、MIMO 送信器アンテナと受信器アンテナ間の所与の送信チャネルコンボリューション行列に対して用いられる、最適な送信数の特定と拡散シーケンスが必要である。

40

【0 0 4 2】

本発明の実施形態では、以前に開発された二群等 SNR アルゴリズムと等エネルギー割り当てスキームを用いて、拡散シーケンスの最適数を見出す 2 つの異なるアルゴリズムが提供される。

【0 0 4 3】

本発明の実施形態では、提案された拡散スキームの最適数と拡散シーケンス選択スキームを使用時に、システム値上界に近い性能が達成される。

【0 0 4 4】

本発明の実施形態では、シンボルレベルリニア MMSE イコライザとその後単一レベル SIC 検出器を有する受信器が提供される。本発明の実施形態では、シングルユーザマ

50

ルチコードダウンリンク送信システムに対して、送信電力と受信器が最適化される。受信器は好都合に、周波数選択性チャンネル上でのマルチコードダウンリンク送信の各反復に対する大きな共分散行列を反転する必要なしに、ICIとISI干渉を反復して抑えられる。

【0045】

本発明の実施形態ではさらに、離散的送信レートと制約付き総送信電力を使用時に、シングルユーザー用ダウンリンクの総容量を最大化する、反復的送信電力/エネルギー適応スキームが提供される。

【0046】

本発明の実施形態は、総レートを最大化するシステム値最適化基準として既知のエネルギー適応基準を利用する。該システム値アプローチは、合計平均二乗誤差(MMSE)最小化基準の修正版である。

【0047】

本発明の実施形態では、受信電力と干渉電力の分配あるいは各目的地の受信信号電力を目標レベルに維持することのいずれにも注目せずに、電力/エネルギー適応方法が反復して実施される。該方法では、リニアMMSEおよびSIC受信器を用いて信号対雑音比を所望の目標レベルに維持するために、各チャンネルに割り当てられた電力を最適化することによって総送信レートが最大化できる。

【0048】

本発明の実施形態に従って、MIMO送信器と受信器および多数の拡散シーケンスを利用するシステムが考慮される。周波数選択性マルチパスチャンネル上での送信前に、複数の拡散シーケンスを用いてデータシンボルを拡散してもよい。受信器では、各拡散シーケンス

【数114】

$$\bar{s}_k$$

は、受信器の信号対雑音比 γ_k を示す関連のシステム値 γ_k を有していてもよい。各拡散シーケンスに対するシステム値 γ_k は、送信マルチパスチャンネルに依存してもよい。そのようなものとして、ここに開示される送信システム最適化は、最大のシステム値を有する拡散シーケンスを保持し、所与の総送信エネルギー E_T に対応する所与の総受信信号対雑音比に対して用いられる拡散シーケンスの数を特定してもよい。

【図面の簡単な説明】

【0049】

添付図を参照して本発明の典型的な実施形態を説明する。

【図1】HSDPA MIMO送信器と受信器の配列を示す概略図である。

【図2】連続的干渉キャンセル受信器の概略図である。

【0050】

説明と図面の全体に亘って、同じ参照番号は同じ部分を指す。

【発明を実施するための形態】

【0051】

図1を参照して、本発明の第1の実施形態を説明する。

【0052】

図1において、送信器100は、 $k = 1, \dots, K^*$ に対する入力ベクトル

【数115】

$$\bar{u}_k$$

を受信し、この入力データは符号化されて符号化ユニット内にマッピングされる。その後、符号化ユニット101によって作成された、 $k = 1, \dots, K^*$ に対する符号化データ

10

20

30

40

【数 1 1 6】

$$\vec{d}_k$$

は、適応変調および符号化ユニット 1 0 2 によって処理されて各チャネル $k = 1, \dots, K$ * に対するシンボルベクトル

【数 1 1 7】

$$\vec{x}_k = [x_k(1), \dots, x_k(\rho), \dots, x_k(N^{(x)})]^T$$

に変換される。送信シンボルエネルギーはその後、電力制御ユニット 1 0 3 を用いて調節される。エネルギー重み付きデータシンボルは、ベクトル生成ユニット 1 0 4 を用いて、シンボル周期 $= 1, \dots, N^{(x)}$ 上に重み付きシンボルを含む送信ベクトル

10

【数 1 1 8】

$$A\vec{y}(\rho) = A[y_1(\rho), \dots, y_k(\rho), \dots, y_{K^*}(\rho)]^T$$

に変換される。データシンボルはその後、拡散ユニット 1 0 5 の複数の拡散シーケンスによって拡散される。拡散されたシンボルは次に、パルス整形フィルタ 1 0 6 によりフィルタリングされて、MIMO送信器 1 0 7 a、1 0 7 b、... 1 0 7 N_T から送信用送信信号が作成される。

【0 0 5 3】

20

送信信号はその後、受信器 2 0 0 のMIMO受信器 2 0 1 a、2 0 1 b、...、2 0 1 Nによって受信される。受信信号はその後、周波数ダウン変換およびフィルタリングされて、チップ整合フィルタユニット 2 0 2 によってチップ周期間隔でサンプリングされる。サンプリングされたデータベクトルはその後、ベクトル連結ユニット 2 0 3 によって連結され、逆分散ユニット 2 0 4 により逆拡散シーケンスを用いて逆分散されて、各シンボル周期に対して送信データシンボルが推定される。その後、推定されたデータシンボルは再整理され、受信器ベクトルマッピングユニット 2 0 5 と判定ユニット 2 0 6 とを用いて各拡散シーケンスに対して推定されたデータが作成される。

【0 0 5 4】

上記の送信器と受信器の各ユニットは、実際のMIMO送信器 1 0 7 a、1 0 7 b、...、1 0 7 Nおよび受信器、2 0 1 a、2 0 1 b、...、2 0 1 Nは別にして、ソフトウェア内で実施される。

30

【0 0 5 5】

本発明のこの実施形態のシステムは、このシステムによって達成される全体のデータレートを向上させるために、上記のデータ送信装置でどの拡散シーケンスが使用できるかを決定するように設計されている。本発明の実施形態は、データレートを上げるために、拡散ユニット 1 0 5 による拡散にどの拡散シーケンスを利用すべきかを決定するためにシステム値を利用するという原則に基づいている。

【0 0 5 6】

該システム値は、データが送信されるチャネルの特徴を表す変数である。システム値は、逆拡散ユニットの出力における規格化された使用可能な信号エネルギーである。単一の規格化された総エネルギーとシステム値との差によって、逆拡散ユニットの出力における平均二乗誤差が得られる。規格化されたエネルギー、システム値と平均二乗誤差との比は、逆拡散ユニットの出力における信号対雑音比が得られる。従って、システム値は、チャネル上の信号対雑音比を示す。

40

【0 0 5 7】

システム値によって、送信チャネルの特徴を前提として、どの拡散シーケンスがより強い、また、どれがより弱いかに関しての決定ができる。そのために、より弱い拡散シーケンスを送信処理から除外できる結果、より強い拡散シーケンスだけを用いてデータシンボルを拡散でき、従って、データレートの増加が達成される。

50

【 0 0 5 8 】

以下、本発明の第 1 の実施形態によるシステム値の決定について説明する。

本発明のこの実施形態では、 N_T と N_R の合計の送受信アンテナと、それぞれが、所与の総エネルギー E_T 、 $p = 1, 2, \dots, P$ のビットレートセット

【数 1 1 9】

$$\{b_{p_k}\}_{p_k=1}^P$$

からの 1 シンボル当たりのビットレートが b_{p_k} ビットを有して実現可能な拡散シーケンスと、を有する図 1 に示すマルチコード CDMA ダウンリンクシステムが考慮される。

10

【 0 0 5 9 】

特定の拡散シーケンスセットに対応した弱いチャネルを除外することによって、並列送信チャネルの数は、1 チャネル当たり 1 シンボルを送信する K^* 拡散シーケンスに低減される。各チャネルの意図したシンボルに対するデータは、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して

【数 1 2 0】

$$(N_U \times 1)$$

次元のベクトル

【数 1 2 1】

$$\vec{u}_k$$

20

に置かれる。その後、これらのデータパケットはそれぞれチャネル符号化されて、 $(B \times 1)$ 次元のベクトル

【数 1 2 2】

$$\vec{d}_k$$

を作成し、 M コンスタレーションを有する直交振幅変調スキーム (QAM) を用いてシンボルにマッピングされて、1 シンボル当たり $b = \log_2 M$ ビットレートでデータ送信される。チャネル符号化レートは

【数 1 2 3】

30

$$r_{code} = \frac{N_U}{B}$$

であり、実現可能な離散レートは、 $p = 1, \dots, P$ (P は利用可能な離散データレート数) に対して、

【数 1 2 4】

$$b_p = r_{code} \log_2 M$$

で与えられる。

【 0 0 6 0 】

40

データは、送信時間間隔 (TTI) でパケット内で送信され、1 パケット当たりに送信されたシンボルの数は $N^{(x)}$ で表わされる。ここで、 $N^{(x)}$ は

【数 1 2 5】

$$N^{(x)} = \frac{TTI}{NT_c}$$

であり、 N は拡散シーケンス長であり、 T_c はチップ周期であり、 NT_c はシンボル周期である。周期 $= 1, \dots, N^{(x)}$ に亘る各ベクトル

【数 1 2 6】

$$\vec{d}_k$$

に対応する送信シンボルは、各チャネル $k = 1, \dots, K^*$ に対する $(N^{(x)} \times 1)$ 次元のシンボルベクトル

【数 1 2 7】

$$\vec{x}_k = [x_k(1), \dots, x_k(\rho), \dots, x_k(N^{(x)})]^T$$

の作成に用いられる。送信の全ブロックは、次のように定義された $(N^{(x)} \times K^*)$ 次元の送信シンボル行列として表わせる。 10

【数 1 2 8】

$$\mathbf{X} = [\vec{x}_1, \dots, \vec{x}_k, \dots, \vec{x}_{K^*}] \quad (1)$$

$$= [\vec{y}(1), \dots, \vec{y}(\rho), \dots, \vec{y}(N^{(x)})]^T \quad (2)$$

送信ベクトル

【数 1 2 9】

20

$$\vec{y}(\rho) = [y_1(\rho), \dots, y_k(\rho), \dots, y_{K^*}(\rho)]^T$$

は、シンボル周期 $\rho = 1, \dots, N^{(x)}$ に亘って、 $k = 1, \dots, K^*$ に対する単位平均エネルギー

【数 1 3 0】

$$E[y_k(\rho)y_k^*(\rho)] = 1$$

を有するシンボルを含む。電力割り当ては、拡散前のシンボルに対して行なわれる。すべての K^* チャネル用のエネルギーは、 30

【数 1 3 1】

$$\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$$

であるように総エネルギー E_T に従う振幅行列

【数 1 3 2】

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\sqrt{E_1}, \dots, \sqrt{E_k}, \dots, \sqrt{E_{K^*}})$$

に保存される。

【0 0 6 1】

エネルギー割り当て後、振幅重み付きシンボルは、 $n_t = 1, \dots, N_T$ に対する $N \times K^*$ 次元の拡散シーケンス 40

【数 1 3 3】

$$\mathbf{S}_{n_t} = [\vec{s}_{n_t,1}, \dots, \vec{s}_{n_t,k}, \dots, \vec{s}_{n_t,K^*}]$$

で拡散される。合計 N_T 送信アンテナと $N_T N \times K^*$ のシグネチャシーケンス行列を有する MIMO システムは、以下の式のように形成される。

【数 1 3 4】

$$\mathbf{S} = [\vec{s}_1, \dots, \vec{s}_{K^*}] = [\mathbf{S}_1^T, \dots, \mathbf{S}_{n_t}^T, \dots, \mathbf{S}_{N_T}^T]^T \quad (3)$$

50

ここで、
【数 1 3 5】

$$\left| \vec{s}_k \right|^2 = 1$$

である。すべてのシンボル周期 $k = 1, \dots, N^{(x)}$ において、 N 長送信ベクトル
【数 1 3 6】

$$\vec{z}_{n_t}(\rho) = [z_{n_t,1}(\rho), \dots, z_{n_t,N}(\rho)]^T = S_{n_t} A \vec{y}(\rho) \quad (4)$$

10

は、 $n_t = 1, \dots, N_T$ に対する
【数 1 3 7】

$$n_t^{th}$$

アンテナの入力で生成される。ベクトル
【数 1 3 8】

$$\vec{z}_{n_t}(\rho)$$

の各要素は、アップコンバータモジュレータを使用して変調される前に、チップ周期 T_c の整数倍でパルス整形フィルタに供給されて、
【数 1 3 9】

20

$$n_t^{th}$$

送信器アンテナを使用して、所望の送信キャリア周波数で拡散信号を送信する。
【0 0 6 2】

各TTIでは、パイロット信号は、各受信器でチャネル状態を推定して送信器に推定値をフィードバックする。チャネル状態は、そのTTIに対しては変化しないと考えられる。
【数 1 4 0】

$$n_t^{th}$$

30

送信器アンテナから
【数 1 4 1】

$$n_r^{th}$$

受信器アンテナまでのすべての拡散シーケンスチャネルにおけるブロック $N^{(x)}$ のシンボルはすべて、 L 分離可能なパスを有するマルチパス環境では同じチャネル状態を経験する。これは、チャネルインパルス応答関数
【数 1 4 2】

$$\vec{h}^{(n_r, n_t)} = [h_0^{(n_r, n_t)} \dots h_{L-1}^{(n_r, n_t)}]^T$$

40

と、その対応する $(N + L - 1) \times N$ 次元のチャネルコンボリューション行列
【数 1 4 3】

$$\mathbf{H}^{(n_r, n_t)}$$

によって以下のように表わせる。

【数 1 4 4】

$$\mathbf{H}^{(n_r, n_t)} = \begin{bmatrix} h_0^{(n_r, n_t)} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & h_0^{(n_r, n_t)} & & \vdots \\ h_{L-1}^{(n_r, n_t)} & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & h_{L-1}^{(n_r, n_t)} & & h_0^{(n_r, n_t)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & & h_{L-1}^{(n_r, n_t)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

10

全 $(N_R (N + L - 1) \times N_T N)$ 次元の MIMO チャンネルコンボリューション行列は以下のように形成できる。

【数 1 4 5】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1,1)} & \cdots & \mathbf{H}^{(1,N_T)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(N_R,1)} & \cdots & \mathbf{H}^{(N_R,N_T)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

【0 0 6 3】

20

受信器で得られるマルチパスは、チャンネルインパルス応答が送信器シグネチャシーケンス S とコンボリューションするので、逆分散シグネチャシーケンスを送信アンテナにおける拡散シグネチャシーケンスより長くなる。 $N_R (N + L - 1) \times K^*$ 次元の受信器整合フィルタシグネチャシーケンス行列は次のように得られる。

【数 1 4 6】

$$\mathbf{Q} = \mathbf{H}\mathbf{S} = [\vec{q}_1, \dots, \vec{q}_k, \dots, \vec{q}_{K^*}] \quad (7)$$

ここで、 $N_R (N + L - 1)$ 次元のベクトル

30

【数 1 4 7】

$$\vec{q}_k = \mathbf{H}\vec{s}_k$$

は受信器整合フィルタ逆分散シーケンスである。これによって、シンボル間干渉とコード間干渉が生じる。受信器の ISI は、 $N_R (N + L - 1) \times 3K^*$ 次元の拡張整合フィルタ行列を形成することによって対応できる。

【数 1 4 8】

$$\mathbf{Q}_e = [\mathbf{Q}, [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \mathbf{Q}, [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \mathbf{Q}] \quad (8)$$

ここで、シグネチャシーケンス行列

40

【数 1 4 9】

$$[\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \mathbf{Q} = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \mathbf{H}\mathbf{S}$$

と

【数 1 5 0】

$$[\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \mathbf{Q} = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \mathbf{H}\mathbf{S}$$

は、以下のように表される。

【数 1 5 1】

$$\mathbf{Q}_1 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \mathbf{H} \mathbf{S} = [\vec{q}_{1,1}, \dots, \vec{q}_{k,1}, \dots, \vec{q}_{K^*,1}] \text{ and} \quad (9)$$

$$\mathbf{Q}_2 = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \mathbf{H} \mathbf{S} = [\vec{q}_{1,2}, \dots, \vec{q}_{k,2}, \dots, \vec{q}_{K^*,2}] \quad (10)$$

【0 0 6 4】

【数 1 5 2】

10

$$\vec{q}_{k,1} = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{J}^T)^N] \vec{q}_k$$

と

【数 1 5 3】

$$\vec{q}_{k,2} = [\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{J}^N] \vec{q}_k$$

は両方とも、前のシンボル周期および次のシンボル周期に対応する受信器シグネチャシーケンスであり、ISIの処理に使用される。(N + L - 1) × (N + L - 1) 次元の行列は、

20

【数 1 5 4】

$$\mathbf{J}_{N+L-1} = \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{0}}_{(N+L-2)}^T & 0 \\ \mathbf{I}_{(N+L-2)} & \vec{\mathbf{0}}_{(N+L-2)} \end{bmatrix}$$

のように定義される。簡略化のために、添字はJ行列記法から省略されるであろう。行列 \mathbf{J}^N が列ベクトルに作用する場合、N個の0で最上位列を落とすNチップで該列をダウンシフトする。送信器と受信器のクロックが完全に同期していると仮定して、受信信号は、最初にベースバンドに変換される。各受信器チップ整合フィルタの出力における信号は、チップ周期間隔 T_c でサンプリングされる。

30

【数 1 5 5】

$$n_r^{th}$$

受信器におけるチップ整合フィルタは、シンボル周期間に処理される総(N + L - 1) サンプル数

【数 1 5 6】

$$\vec{r}_{n_r}(\rho) = \begin{bmatrix} r_{n_r,1}(\rho) & \dots & r_{n_r,(N+L-1)}(\rho) \end{bmatrix}^T$$

40

を有する。

【数 1 5 7】

$$n_r^{th}$$

受信信号行列は、

【数 1 5 8】

$$\mathbf{R}_{n_r} = [\vec{r}_{n_r}(1), \dots, \vec{r}_{n_r}(\rho), \dots, \vec{r}_{n_r}(N^{(x)})]$$

として与えられる。シンボル周期においてすべてのアンテナ素子を含む受信整合フィルタ

50

は、 $\rho = 1, \dots, N^{(x)} - 1$ に対して、サイズ $N_R (N + L - 1)$ のベクトル
【数 1 5 9】

$$\vec{r}(\rho) = [\vec{r}_1^T(\rho), \dots, \vec{r}_{n_r}^T(\rho), \dots, \vec{r}_{N_R}^T(\rho)]^T$$

によって与えられる。シンボル周期 T に亘る受信信号ベクトルは、送信ベクトル
【数 1 6 0】

$$\vec{y}(\rho)$$

に関して次のように与えられる。

10

【数 1 6 1】

$$\vec{r}(\rho) = \mathbf{Q}_e \left(\mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A} \right) \begin{bmatrix} \vec{y}(\rho) \\ \vec{y}(\rho-1) \\ \vec{y}(\rho+1) \end{bmatrix} + \vec{n}(\rho) \quad (11)$$

ここで、

【数 1 6 2】

$$\otimes$$

20

はクロネッカー積であり、 $N_R (N + L - 1)$ 次元の雑音ベクトル

【数 1 6 3】

$$\vec{n}(\rho)$$

は、一次元の雑音分散

【数 1 6 4】

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$$

30

を有する雑音共分散行列

【数 1 6 5】

$$E[\vec{n}(\rho) \vec{n}^H(\rho)] = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

を有する。MIMO 受信器用の $N_R (N + L - 1) \times N^{(x)}$ 次元の受信信号行列は、

【数 1 6 6】

$$\mathbf{R} = [\vec{r}(1), \dots, \vec{r}(\rho), \dots, \vec{r}(N^{(x)})] = [\mathbf{R}_1^T, \dots, \mathbf{R}_{n_r}^T, \dots, \mathbf{R}_{N_R}^T]^T$$

40

のように与えられる。

【0 0 6 5】

シンボル周期 T に亘る受信信号ベクトル

【数 1 6 7】

$$\vec{r}(\rho)$$

は、

【数 1 6 8】

$$\hat{\vec{y}}(\rho) = \mathbf{W}^H \vec{r}(\rho)$$

を用いた、送信シンボルベクトル

【数 1 6 9】

$$\vec{y}(\rho)$$

の推定値としてのサイズ K^* 列ベクトル

10

【数 1 7 0】

$$\hat{\vec{y}}(\rho) = \left[\hat{y}_1(\rho), \dots, \hat{y}_k(\rho), \dots, \hat{y}_{K^*}(\rho) \right]^T$$

の作成に使用される。

【0 0 6 6】

 $N_R (N + L - 1) \times K^*$ 次元の行列

【数 1 7 1】

$$\mathbf{W} = [\vec{w}_1, \dots, \vec{w}_k, \dots, \vec{w}_{K^*}]$$

20

は、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、M M S E リニアイコライザ逆拡散フィルタ係数

【数 1 7 2】

$$\vec{w}_k$$

を有する。

【数 1 7 3】

$$\vec{w}_k^H \vec{q}_k = 1$$

30

および、 j, k に対して相互相関

【数 1 7 4】

$$\vec{w}_k^H \vec{q}_j$$

が最小限にされることを確実にするために、規格化された M M S E 逆拡散フィルタ係数ベクトルが以下の式によって与えられる。

【数 1 7 5】

$$\vec{w}_k = \frac{\mathbf{C}^{-1} \vec{q}_k}{\vec{q}_k^H \mathbf{C}^{-1} \vec{q}_k} \text{ with } \quad (12)$$

40

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q}_e (\mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{A}^2) \mathbf{Q}_e^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)} \quad (13)$$

ここで、

【数 1 7 6】

$$\mathbf{C} = E[\vec{r}(\rho) \vec{r}^H(\rho)]$$

は、受信信号ベクトル

【数 1 7 7】

$$\tilde{r}(\rho)$$

の $N_R (N + L - 1) \times N_R (N + L - 1)$ 次元の共分散行列である。(13) で与えられる共分散行列 C は、

【数 1 7 8】

$$C_0 = 2\sigma^2 I_{N_R(N+L-1)}$$

と

10

【数 1 7 9】

$$C = C_{K^*}$$

を使用時、 $k = 1, \dots, K^*$ に対し、次の式を用いて反復的に計算できる。

【数 1 8 0】

$$C_k = C_{k-1} + E_k \tilde{q}_k \tilde{q}_k^H + E_k \tilde{q}_{k,1} \tilde{q}_{k,1}^H + E_k \tilde{q}_{k,2} \tilde{q}_{k,2}^H \quad (14)$$

【0 0 6 7】

各受信器の出力では、送信信号

【数 1 8 1】

20

$$y_k(\rho)$$

と推定された信号

【数 1 8 2】

$$\hat{y}_k(\rho)$$

間の平均二乗誤差

【数 1 8 3】

$$\varepsilon_k = E \left[\left| \hat{y}_k(\rho) - y_k(\rho) \right|^2 \right]$$

30

は、 $k = 1, \dots, K$ に対して、

【数 1 8 4】

$$\varepsilon_k = 1 - E_k \tilde{q}_k^H C^{-1} \tilde{q}_k = \frac{1}{1 + \gamma_k} = 1 - \lambda_k$$

のように与えられる。ここで、

【数 1 8 5】

40

$$\gamma_k = \frac{1 - \varepsilon_k}{\varepsilon_k}$$

は、各受信器の出力における信号対雑音比 (SNR) であり、 γ_k は、

【数 1 8 6】

$$\lambda_k = 1 - \varepsilon_k = \frac{\gamma_k}{1 + \gamma_k} = E_k \tilde{q}_k^H C^{-1} \tilde{q}_k \quad (15)$$

50

で与えられるシステム値である。

【 0 0 6 8 】

今やシステム値が定義されたので、全体システム性能を向上させるためのシステム値に従った弱いチャネルの決定方法についてより詳細に議論する。

【 0 0 6 9 】

M I M O ダウンリンク総容量最適化の主な目的は、ラグランジュの乗数 を有するラグランジュの双対目的関数

【 数 1 8 7 】

$$L(\varepsilon_k, E_k, \lambda) = \sum_{k=1}^{K^*} \varepsilon_k + \lambda \left(\sum_{k=1}^{K^*} E_k - E_T \right) \quad (16) \quad 10$$

に基づく総 M M S E 最小化基準を使用して、総 M M S E

【 数 1 8 8 】

$$\varepsilon_T = \sum_{k=1}^{K^*} \varepsilon_k$$

を最小化することである。目標関数は、総レート

【 数 1 8 9 】

$$b_T = \sum_{k=1}^{K^*} b_{p_k} \quad 20$$

を最大限にする。ここで、

【 数 1 9 0 】

$$b_{p_k}$$

は、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、各拡散シーケンスシンボルに割り当てられるビット数である。エネルギーが割り当てられると、対応するレートが決定できる。項 b_{p_k} および E_k はレート

【 数 1 9 1 】

$$b_{p_k}$$

30

の関数として表される場合、(1 6) で与えられる最適化によって、エネルギー制約

【 数 1 9 2 】

$$\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$$

に従う E_k と b_{p_k} に対する解が提供される。平均二乗誤差エネルギー E_k は、システム値 b_{p_k} に関して、 $b_{p_k} = 1 - b_{p_k}$ として与えられる。(1 6) のエネルギー E_k は、(1 5) で特定されたように、

【 数 1 9 3 】

$$E_k = \frac{\lambda_k}{\vec{q}_k^H \mathbf{C}^{-1} \vec{q}_k}$$

40

によってシステム値 b_{p_k} と関係する。各チャネル上で送信されるビットレート

【 数 1 9 4 】

$$b_{p_k}$$

は、

【数 1 9 5】

$$b_{p_k} = \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_k}{\Gamma} \right)$$

に 関 し て S N R

【数 1 9 6】

$$\gamma_k = \frac{\lambda_k}{1 - \lambda_k}$$

と 関 係 す る。こ こ で、

【数 1 9 7】

$$\Gamma$$

は ギ ャ ッ プ 値 で あ る。目 標 S N R

【数 1 9 8】

$$\gamma^*(b_{p_k})$$

は、

【数 1 9 9】

$$\gamma^*(b_{p_k}) = \Gamma \left(2^{b_{p_k}} - 1 \right) \quad (17)$$

で 与 え ら れ、ま た、1 シ ャ ン ボ ル 当 た り

【数 2 0 0】

$$b_{p_k}$$

ビ ャ ッ ト の 送 信 に 必 要 な 目 標 の シ ス テ ム 値

【数 2 0 1】

$$\lambda_k^*$$

は、

【数 2 0 2】

$$\lambda_k^*(b_{p_k}) = \frac{\Gamma \left(2^{b_{p_k}} - 1 \right)}{1 + \Gamma \left(2^{b_{p_k}} - 1 \right)} \quad (18)$$

で 与 え ら れ る。

【0 0 7 0】

本 発 明 の こ の 実 施 形 態 で は、最 適 化 パ ラ メ ー タ は す べ て シ ス テ ム 値 に 関 し て 表 さ れ る の
で、シ ス テ ム 値 は、(1 5) の 与 え ら れ る

【数 2 0 3】

$$\lambda_k = E_k \bar{q}_k^H C^{-1} \bar{q}_k$$

を 用 い て 計 算 で き る。し か し な が ら、S I C ス キ ー ム を 利 用 す る 他 の 実 施 形 態 で 認 め ら れ
る よ う に、違 っ た シ ス テ ム 値 決 定 が 使 用 さ れ る で あ ろ う。

【0 0 7 1】

従 っ て、本 発 明 の こ の 実 施 形 態 で は、平 均 シ ス テ ム 値 は

10

20

30

40

50

【数 2 0 4】

$$\lambda_{mean} = \frac{\lambda_T}{K^*} = \frac{\sum_{k=1}^{K^*} \lambda_k}{K^*} \quad (19)$$

となるであろう。ここで、総トータルシステム値 λ_T は、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して

【数 2 0 5】

$$E_k = \frac{E_T}{K^*}$$

10

の時、最大となる。提案された SIC スキームの有無にかかわらず MMSE 受信器にとって、総システム容量は

【数 2 0 6】

$$C_T = \sum_{k=1}^{K^*} \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_k}{\Gamma(1-\lambda_k)} \right) = K^* \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_{mean}}{\Gamma(1-\lambda_{mean})} \right) \quad (20)$$

である。ここで、

【数 2 0 7】

$$\Gamma$$

20

はギャップ値である。(20)において、平均システム値 λ_{mean} に対応する容量を有する総チャンネル数の乗算によって、総容量に非常に近い近似値が得られる。

【0 0 7 2】

本発明のこの第 1 の実施形態では、反復するビットローディング法は、事前のエネルギー割り当ての必要なしに、離散的レートを割り当てるために作成される。所与の総数 I_{max} の間反復することによって提案された SIC スキームなしに MIMO システムを使用する場合、この反復的方法は、所与の総エネルギー E_T で作動する。しかしながら、SIC スキームと共に使用される場合、同様なアプローチが適用される。システムパラメータは、 N_R 、 N_T 、 σ^2 、 K^* 、 L 、 H であると考えられる。シグネチャシーケンス

30

【数 2 0 8】

$$\mathbf{S} = [\bar{s}_1 \dots \bar{s}_K]$$

は、行列 \mathbf{Q} 、 \mathbf{Q}_1 および \mathbf{Q}_2 を構築する目的で利用可能になる。開始時には、各反復法は、

【数 2 0 9】

$$\bar{q}_k = [\mathbf{Q}]_k$$

、

【数 2 1 0】

$$\bar{q}_{k,1} = [\mathbf{Q}_1]_k$$

40

および

【数 2 1 1】

$$\bar{q}_{k,2} = [\mathbf{Q}_2]_k$$

としたシーケンス

【数 2 1 2】

$$\bar{q}_k$$

50

、
【数 2 1 3】

$$\tilde{q}_{k,1}$$

および

【数 2 1 4】

$$\tilde{q}_{k,2}$$

を作成して、 $k = 1, \dots, K$ に対して、初期システム値 \tilde{q}_k を作成するであろう。

【0 0 7 3】

マルチパスチャネルによって、システム値 \tilde{q}_k はランダムに変化する振幅を有する。このことは、除外されなければ、より高いデータレートの送信に使用され得る良好なチャネルを除外することによって、総レートを低下させ得る悪いチャネルとして、一部の拡散シーケンスを含むことに繋がり得る。システム値の使用に基づくシグネチャシーケンス選択スキームは、弱いシグネチャシーケンスを特定して除外するために組み込まれてもよい。

【0 0 7 4】

反復法は、シグネチャシーケンスの最適数 K^* とそれらが現われる順序を特定するために、 S からシーケンスのサブセットを選択する。該方法では、シーケンスの総数は $K = K$ から $K = 1$ まで変わる。該方法では、最初に総数 $K = K$ の拡散シーケンスをとり、各拡散シーケンスに等しく利用可能な総エネルギーを割り当てることによって、関連するシステム値をすべて計算する。システム値とおよび対応する拡散シーケンスは、昇順にシステム値を有するように順序付けられる。平均システム値とさらにシグネチャシーケンスセットは、対応する数の拡散シーケンスに対して記録される。最小のシステム値に対応する拡散シーケンスは削除され、拡散シーケンスの数は、 $K = K - 1$ を用いて低減される。また、拡散シーケンスの数を $K = K$ から $K = 1$ まで変えてその数を低減させるために、対応するシステム値と平均システム値の計算、シグネチャシーケンスの順序付けおよび除去処理を反復する。拡散シーケンスの数を $K = 1$ から $K = K$ まで変えるには、すべての拡散シーケンスが同じ送信レートを使用している場合には、平均システム値を用いて各拡散シーケンス上で送信されるデータレートを計算する。データレート b_p と拡散シーケンスの対応する数との乗算を最大化する拡散シーケンスの数は、拡散シーケンスの最適数 K^* になるように選択される。シグネチャシーケンスの最適数に対応する記録されたシグネチャシーケンスセットは、シグネチャシーケンスの順序付けられたセットになるように選択される。拡散シーケンスの最適数に対応するデータレート b_p と、離散的データレートセット

【数 2 1 5】

$$\{b_p : p=1, \dots, P\}$$

で利用可能な次のデータレート b_{p+1} と、対応する目標のシステム値と、を用いて、1 シンボル当たり b_p ビットレートでのデータ送信に使用されるチャネル $K^* - m$ の数と、シグネチャシーケンスの最適数に対応する平均システム値を考慮することによって、 b_{p+1} ビットレートでのデータ送信に使用されるチャネル m の数と、が決定される。データレート b_p と b_{p+1} および拡散シーケンス $K^* - m$ および m の数を決定後、要求されたレート b_p および b_{p+1} でのデータ送信に必要なエネルギーを、所与の総エネルギー制約

【数 2 1 6】

$$\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$$

に対して反復計算する。

【0 0 7 5】

次に、シーケンスの最適数、それらが出現する順序、データレートおよびエネルギー割り当ての詳細について説明する。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 6 】

該方法では、割り当てられたエネルギーとサイズ K^* のベクトル

【 数 2 1 7 】

$$\vec{k}_{order}$$

の要素としての順序付けられたシグネチャシーケンスの数とを戻すように $K^* = K$ で開始することにより、 $k = 1, \dots, K^*$ に対するエネルギー E_k とさらに K^* とが動的に調節される。ベクトル

【 数 2 1 8 】

$$\vec{k}_{order}$$

10

は、 $k = 1$ に対して

【 数 2 1 9 】

$$[\vec{k}_{order}]_k = k$$

を用いることによって初期化できる。開始時、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して (1 5) で与えられるシステム値 \vec{k} のセットは、(1 3) で与えられる

【 数 2 2 0 】

$$E_k = \frac{E_T}{K^*}$$

20

と

【 数 2 2 1 】

$$C^{-1}$$

を用いてサイズ K^* ベクトル

【 数 2 2 2 】

$$\vec{\lambda} = [\lambda_1, \dots, \lambda_{K^*}]$$

の要素として作成される。その後、ベクトル

30

【 数 2 2 3 】

$$\vec{\lambda}$$

を用いて、

【 数 2 2 4 】

$$\vec{q}_k = \vec{q}_{a_k}$$

、

【 数 2 2 5 】

$$\vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{a_{k,1}}$$

40

および

【 数 2 2 6 】

$$\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{a_{k,2}}$$

を用いた整合フィルタシーケンスと、 $k = 1$ に対して

【 数 2 2 7 】

$$[\vec{k}_{order}]_k = [\vec{k}_{order}]_{p_k}$$

50

を用いたベクトル

【数 2 2 8】

$$\vec{k}_{order}$$

と、が再整理される。ここで、 a_k は、

【数 2 2 9】

$$\vec{\lambda}$$

の最小要素 k^{th} の指数である。

【0 0 7 7】

10

各反復開始時、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して (15) で与えられるシステム値 λ_k のセットは、変数 N 、 L 、 N_R 、 λ^2 、エネルギー E_k の更新セット、ベクトル

【数 2 3 0】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}, \vec{q}_{k,2}$$

および

【数 2 3 1】

$$\vec{k}_{order}$$

を用い、さらに、(13) で得られる C^{-1} を用いて構築されるであろう。各反復ループ内で、

20

【数 2 3 2】

$$\vec{\lambda} = [\lambda_1, \dots, \lambda_{K^*}]$$

で与えられるシステム値は昇順で再順序付けられる。必要に応じて、最適数 K^* と対応するエネルギーは更新される。

【数 2 3 3】

$$\vec{\lambda}$$

の最小要素 k^{th} の指数を用いて、シーケンス

30

【数 2 3 4】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$$

および

【数 2 3 5】

$$\vec{q}_{k,2}$$

と、割り当てられたエネルギー E_k と、ベクトル

【数 2 3 6】

$$\vec{k}_{order}$$

40

の要素と、が再順序付けられる。反復が進行すると必要に応じて、反復アルゴリズムにおけるシーケンス

【数 2 3 7】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}, \vec{q}_{k,2}$$

とエネルギーの数およびベクトル

【数 2 3 8】

$$\vec{k}_{order}$$

50

のサイズは低減するであろう。所与の反復数に到達すると、反復ループは終了するが、そうでなければ、最初から始まる反復が繰り返される。

【 0 0 7 8 】

反復が終了すると、データレート

【 数 2 3 9 】

$$b_{p_k}$$

、エネルギー、および $k = 1, \dots, K^*$ に対してする再編成されたシグネチャシーケンス

【 数 2 4 0 】

$$\vec{s}_k$$

10

のセットは戻される。得られたエネルギー E_k とシステム値 \vec{s}_k の構築に関する行列 C^{-1} は、(1 2) を用いた $k = 1, \dots, K^*$ に対する M M S E フィルタ係数

【 数 2 4 1 】

$$\vec{w}_k$$

の計算に利用できる。総システム値 \vec{w}_T 、平均システム $m e a n$ 値、さらに各反復法に対する総容量は、それぞれ (1 9) と (2 0) を用いて計算できる。

【 0 0 7 9 】

最初に離散的レートを割り当て、次にシーケンスの最適数を見出す(レートの割り当て前にエネルギー割り当ての必要はない)ことによって総容量を最大化するこのアプローチについて、以下、より詳細に議論する。

20

【 0 0 8 0 】

利用可能な離散的レートに関し(1 8)で特定された目標のシステム値について、各チャンネル上で同じデータレートを送信して総送信レート

【 数 2 4 2 】

$$R_T = K b_{p_k}$$

とするためのいずれかの等 S N R ロードイングのために、マージン適応 (M A) ロードイングアルゴリズムが最初に考慮される。等 S N R ロードイングスキームは、同じ等エネルギー制約

30

【 数 2 4 3 】

$$\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$$

下で作動する。等エネルギーロードイングは、現在の H S D P A 基準に適応した方策であり、等 S N R ロードイングスキームより実施が簡単な受信器において、変化する S N R を作成する。等 S N R ロードイングでは、より高い総ビットレートを伝える各受信器において、固定した S N R を達成するために送信エネルギーの調節が必要である。

【 0 0 8 1 】

等 S N R の場合、シーケンス

【 数 2 4 4 】

$$K_{SNR}^*$$

40

の数は、総レート R_T 、 $S N R$ を最大化するように最適化されるであろう。該アルゴリズムでは、最初に暫定の最適数 $K_{o p t} = K$ を設定し、 $k = 1, \dots, K_{o p t}$ に対してベクトル

【 数 2 4 5 】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$$

および

【数 2 4 6】

$$\vec{q}_{k,2}$$

を、また

【数 2 4 7】

$$\vec{k}_{order}$$

とさらにパラメータ E_T 、 N_T 、 N_R 、 σ^2 、 K 、 L を使用するであろう。初期値

【数 2 4 8】

$$\vec{b}_{mean} \approx \vec{0}_K$$

10

を有するサイズ K のベクトル、および初期値 $K_{sequences} = 0_{K \times K}$ を有する N_T $K \times K$ 次元の行列 $K_{sequences}$ は、以下の反復処理の一部として生成されるであろう。

【0 0 8 2】

1. $k = 1, \dots, K_{opt}$ に対する

【数 2 4 9】

$$[K_{sequences}]_{k, K_{opt}} = [\vec{k}_{order}]_k$$

20

、

【数 2 5 0】

$$E_k = \frac{E_T}{K_{opt}}$$

を設定することによって、 SIC が無いとして考慮中のシステムに対し (15) を用いて、 $k = 1, \dots, K_{opt}$ に対するシステム値 E_k が作成される。2つのサイズ K のベクトル要素

【数 2 5 1】

$$K_{opt}^{th}$$

30

は、

【数 2 5 2】

$$[\vec{\lambda}_{mean}]_{K_{opt}} = \frac{\sum_{k=1}^{K_{opt}} \lambda_k}{K_{opt}}$$

と

【数 2 5 3】

$$[\vec{\lambda}_{min}]_{K_{opt}}$$

40

をシステム値の最小値と等しく設定することによって作成される。サイズ K_{opt} のシステム値ベクトル

【数 2 5 4】

$$\vec{\lambda}$$

は、

【数 2 5 5】

$$\vec{\lambda} = \{\lambda_1, \dots, \lambda_{K_{opt}}\}$$

を用いて構築される。

【0 0 8 3】

2. 次に、システム値ベクトル

【数 2 5 6】

$$\vec{\lambda}$$

10

の最小要素の k^{th} の指数として、項 a_k が使用される。ベクトル

【数 2 5 7】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$$

および

【数 2 5 8】

$$\vec{q}_{k,2}$$

の再配列のために、および $k = 1, \dots, K_{opt}$ に対して、

【数 2 5 9】

20

$$[\vec{k}_{order}]_k = [\vec{k}_{order}]_{p_k}$$

、

【数 2 6 0】

$$\vec{q}_k = \vec{q}_{a_k}, \vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{a_k,1}$$

および

【数 2 6 1】

$$\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{a_k,2}$$

30

を用いてベクトル

【数 2 6 2】

$$\vec{k}_{order}$$

の要素を再順序付けるために、指数 a_k が採用される。シーケンス

【数 2 6 3】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}, \vec{q}_{k,2}$$

の総数 K_{opt} と sequence とベクトル

40

【数 2 6 4】

$$\vec{k}_{order}$$

のサイズ K_{opt} は、

【数 2 6 5】

$$\vec{q}_k = \vec{q}_{k+1}, \vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{(k+1),1}$$

および

【数 2 6 6】

$$\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{(k+1),2}$$

とさらに、 $k = 1, \dots, K_{opt}$ に対して

【数 2 6 7】

$$[\vec{k}_{order}]_k = [\vec{k}_{order}]_{k+1}$$

を用いて $K_{opt} + 1$ から K_{opt} に低減される。

【0 0 8 4】

3. $K_{opt} = K_{opt} - 1$ と設定し、 $K_{opt} = 1$ であれば、ステップ 1 で始まるステップを繰り返し、そうでなければ、以下のステップを実行する。 10

【0 0 8 5】

4. ベクトル

【数 2 6 8】

$$\vec{b}_{mean}$$

の k^{th} 要素を、 $k = 1, \dots, K$ には対して

【数 2 6 9】

$$[\vec{b}_{mean}]_k = b_{p_k}$$

20

となるように設定する。ここで、離散的ビット値

【数 2 7 0】

$$b_{p_k}$$

は、以下の不等式を満たすように選択される。

【数 2 7 1】

$$\lambda^*(b_{p_k}) \leq [\vec{\lambda}_{mean}]_k < \lambda^*(b_{p_{k+1}}) \quad (21)$$

【0 0 8 6】

等 SNR ロードイングシステム用の送信シーケンスの最適数 30

【数 2 7 2】

$$K_{SNR}^*$$

は、

【数 2 7 3】

$$K_{SNR}^* = \arg\left(\max_{1 \leq k \leq K} (k [\vec{b}_{mean}]_k)\right)$$

で与えられる。ここで、

【数 2 7 4】

40

$$K_{SNR}^*$$

は、 $k = 1, \dots, K$ に対して

【数 2 7 5】

$$k [\vec{b}_{mean}]_k$$

を最大化する整数である。総レートは、

【数 2 7 6】

$$R_{T,SNR} = K_{SNR}^* b_{p_k}$$

50

であり、ここで、

【数 2 7 7】

$$b_{p_k} = \left[\tilde{b}_{mean} \right]_{K_{SNR}^*}$$

である。総レートは、所定の数のチャネル m に次に利用可能なレート

【数 2 7 8】

$$b_{p_{k+1}}$$

をローディングし、1シンボル当たりのビット総数を以下の式を用いて送信することによってさらに向上させられる。 10

【数 2 7 9】

$$R_{T,SNR} = (K_{SNR}^* - m)b_{p_k} + mb_{p_{k+1}} \quad (22)$$

整数 m は以下の不等式を満たすものである。

【数 2 8 0】

$$(K_{SNR}^* - m)\lambda^*(b_{p_k}) + m\lambda^*(b_{p_{k+1}}) \leq K_{SNR}^* \left[\tilde{\lambda}_{mean} \right]_{K_{SNR}^*} \quad (23)$$

20

こうして、エネルギー割り当て前に、

【数 2 8 1】

$$R_T = (K_{SNR}^* - m)b_{p_k} + mb_{p_{k+1}}$$

が決定できる。

【0 0 8 7】

5. 等 SNR ロードイングスキーム用のシグネチャシーケンス

【数 2 8 2】

$$\mathbf{S}^{(SNR)} = \left[\vec{s}_1^{(SNR)}, \dots, \vec{s}_{K_{SNR}^*}^{(SNR)} \right]$$

30

は、初期のシーケンス行列

【数 2 8 3】

$$\mathbf{S} = \left[\vec{s}_1 \quad \dots \quad \vec{s}_K \right]$$

を用い、

【数 2 8 4】

$$\vec{s}_k^{(SNR)} = \vec{s}_{a_k}$$

40

を設定して構築される。ここで、 $k = 1, \dots, \quad$ に対して

【数 2 8 5】

$$a_k = \left[\mathbf{K}_{sequences} \right]_{k, K_{SNR}^*}$$

。

【0 0 8 8】

総レート

50

【数 2 8 6】

$$R_{T,SNR} = (K_{SNR}^* - m)b_{p_k} + mb_{p_k+1}$$

を最大化する提案の方法は、2つの特定のSNRを逆分散ユニットの出力で維持することに依存するため、反復エネルギー調整方法は以下のように示される。

【0 0 8 9】

コード K^* の最適数および各チャネル用に割り当てられたビットレート

【数 2 8 7】

$$b_{p_k}$$

10

または

【数 2 8 8】

$$b_{p_k+1}$$

として、 $k = 1, \dots, K^*$ に対する送信エネルギー E_k は、SICスキームのないMIMOシステムに対して反復的に計算される。 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、整合フィルタシーケンス

【数 2 8 9】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,l}$$

20

および

【数 2 9 0】

$$\vec{q}_{k,2}$$

は、順序付けられたシーケンスに利用可能であると考えられる。SICスキームのないシステムに対しては、送信エネルギーは、(15)と、選択された

【数 2 9 1】

$$b_{p_k}$$

および

30

【数 2 9 2】

$$b_{p_k+1}$$

に対して(18)で与えられる目標のシステム値

【数 2 9 3】

$$\lambda_k^*$$

と、を用いて、以下の式で反復的に計算される。

【数 2 9 4】

$$E_{k,i} = \frac{\lambda_k^*}{\vec{q}_k^H \mathbf{C}_{i-1}^{-1} \vec{q}_k} \text{ for } k=1, \dots, K^* \quad (24)$$

40

項 i は反復数であり、(24)の項

【数 2 9 5】

$$\mathbf{C}_{i-1}^{-1}$$

は、すべてのチャネルに対して最初は

【数 2 9 6】

$$E_{k,0} = \frac{E_T}{K^*}$$

を割り当て、 $k = 1、\dots、K$ に対して (13) と $E_{k, (i-1)}$ を用いて計算される。この反復は、エネルギーが固定値に収束するか、あるいは反復最大数 I_{max} に達するまで続けられる。

【0090】

以下、SIC系受信器が利用される本発明の第2の実施形態について説明する。本発明の第1および第2の実施形態の特長は非常に類似しており、従って、第1の実施形態と同じである第2の実施形態の特長については詳細には説明しない。

10

【0091】

図2は、SIC系受信器が利用される本発明の第2の実施形態のシステムを示す。図1のように、受信器300は、複数のMIMO受信器301a、301b、...、301N_Rを備える。受信器チップ整合フィルタ302は、受信した無線周波数信号をダウン変換し、ダウン変換した信号をフィルタリングして、各受信器アンテナの出力においてシンボル周期の間処理されるサンプリングされた信号ベクトル

【数 2 9 7】

$$\tilde{r}_{n_r}(\rho) = \left[r_{n_r,1}(\rho) \dots r_{n_r,(N+L-1)}(\rho) \right]^T$$

20

を作成する。受信ベクトル連結ユニット303は、信号ベクトル

【数 2 9 8】

$$\tilde{r}_{n_r}(\rho) = \left[r_{n_r,1}(\rho) \dots r_{n_r,(N+L-1)}(\rho) \right]^T$$

を連結して、 $i = 1、\dots、N^{(x)} - 1$ に対するシンボル周期

【数 2 9 9】

$$\tilde{r}(\rho) = \left[\tilde{r}_1^T(\rho), \dots, \tilde{r}_{n_r}^T(\rho), \dots, \tilde{r}_{N_R}^T(\rho) \right]^T$$

30

ですべてのアンテナ要素に対応する受信整合フィルタリング信号サンプルを作成する。受信信号行列生成部304は、受信信号行列

【数 3 0 0】

$$\mathbf{R}_K = [\tilde{r}(1), \dots, \tilde{r}(N^{(x)})]$$

を作成する。ユニット305、306および308からなる連続的干渉キャンセル(SIC)受信器は、 $k = 1、\dots、K^*$ に対して、行列

【数 3 0 1】

$$\mathbf{R}_K$$

40

から始まる

【数 3 0 2】

$$\mathbf{R}_{k-1} = \mathbf{R}_k - \sqrt{E_k} \Phi_k$$

を反復的に用いて低減データ行列 \mathbf{R}_{k-1} を作成する反復受信器であり、ユニット305、306および308からなる組み合わせのSIC受信器は、逆拡散ユニット306を用いて、 $k = K^*、(K^* - 1)、\dots、1$ に対して、逆拡散信号ベクトル

【数 3 0 3】

$$\hat{\tilde{\mathbf{x}}}_k^T = \tilde{\mathbf{w}}_k^H \mathbf{R}_k$$

を作成する。判定ユニット 3 0 8 は、逆拡散信号を用いて、対応する送信ビットストリーム

【数 3 0 4】

$$\hat{u}_k$$

とさらに送信シンボルベクトル

【数 3 0 5】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,D}$$

との推定値を作成する。判定ユニット 3 0 8 の出力における検出データストリーム

【数 3 0 6】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,D}$$

は、貢献推定ユニット 3 0 5 によって使用されて、

【数 3 0 7】

$$\mathbf{R}_{k-1} = \mathbf{R}_k - \sqrt{E_k} \Phi_k$$

の使用時に、低減データ行列 \mathbf{R}_{k-1} 計算に使用される貢献行列 Φ_k を作成する。検出データストリームはその後、データ順序付けユニット 3 0 9 によって順序付けられて、検出データシーケンスを作成する。シンボル行列生成ユニット 3 0 7 は、推定されたシンボルベクトル

【数 3 0 8】

$$\hat{\tilde{\mathbf{x}}}_k$$

を用いて受信シンボル行列

【数 3 0 9】

$$\tilde{\mathbf{X}}$$

を作成する。

【0 0 9 2】

S I C 系受信器が利用される場合、システム値 $\tilde{\mathbf{x}}_k$ の定義および決定も変わる。従って、S I C 系受信器を利用するシステムに従ったシステム値 $\tilde{\mathbf{x}}_k$ の決定について、以下説明する。

【0 0 9 3】

連続的干渉キャンセル (S I C) スキームを使用することによって、 $k = 1, \dots, K^*$ に対する 1 チャンネル当たりのエネルギー E_k 必要量が少ない所与の総送信エネルギー

【数 3 1 0】

$$E_T$$

での受信信号対雑音比が改善されることを含む多くの利点を得られ、所与のビットレートが達成できる。

【0 0 9 4】

図 2 に示すように作動する S I C スキームは、(1 4) で与えられる反復共分散行列関係を用いて、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して固有の共分散行列

10

20

30

40

【数 3 1 1】

$$\mathbf{C}_k$$

を構築し、検出プロセスで使用する

【数 3 1 2】

$$\mathbf{C}_k^{-1}$$

を計算する。

【0 0 9 5】

S I C 受信器の作動は、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して以下のように、(1 2) を再公式化 10
することによって作成される M M S E リニアイコライザ係数

【数 3 1 3】

$$\tilde{\mathbf{w}}_k$$

の設計に依存する。

【数 3 1 4】

$$\tilde{\mathbf{w}}_k = \frac{\mathbf{C}_k^{-1} \tilde{\mathbf{q}}_k}{\tilde{\mathbf{q}}_k^H \mathbf{C}_k^{-1} \tilde{\mathbf{q}}_k} \quad (25)$$

20

【0 0 9 6】

S I C 受信器の実施の際には、(1 1) で与えられる受信信号ベクトル

【数 3 1 5】

$$\tilde{\mathbf{r}}(\rho)$$

を、 $\rho = 1, \dots, N^{(x)}$ に対して集めて受信信号行列

【数 3 1 6】

$$\mathbf{R} = [\tilde{\mathbf{r}}(1), \dots, \tilde{\mathbf{r}}(N^{(x)})]$$

を形成し、

30

【数 3 1 7】

$$\mathbf{R}_{k^*} = \mathbf{R}$$

と設定して、 $k = K^*, (K^* - 1), \dots, 1$ に対して、

【数 3 1 8】

$$\mathbf{R}_{k-1} = \mathbf{R}_k - \sqrt{E_k} \Phi_k$$

を反復的に用いて $N_R (N + L - 1) \times N^{(x)}$ 次元の低減データ行列 \mathbf{R}_{k-1} を作成す
ることによって受信器を作動させる。 $N_R (N + L - 1) \times N^{(x)}$ 次元の行列 Φ_k は、

【数 3 1 9】

$$\Phi_k = \tilde{\mathbf{q}}_k \tilde{\mathbf{x}}_{k,D}^T + \tilde{\mathbf{q}}_{k,1} \tilde{\mathbf{x}}_{k,D1}^T + \tilde{\mathbf{q}}_{k,2} \tilde{\mathbf{x}}_{k,D2}^T$$

40

によって与えられる。サイズ $N^{(x)}$ の列ベクトル

【数 3 2 0】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,D}$$

は、検出されたデータストリームであり、

【数 3 2 1】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,D1} = \mathbf{J}_{N^{(x)}} \tilde{\mathbf{x}}_{k,D}$$

50

と

【数 3 2 2】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,D2} \approx \mathbf{J}_{N(x)}^T \tilde{\mathbf{x}}_{k,D}$$

は、それぞれ前のシンボル周期および次のシンボル周期で受信された I S I シンボルを含む行ベクトルである。チャネル k での低減された信号行列 \mathbf{R}_k に対する検出されたデータストリーム

【数 3 2 3】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,D}$$

10

の貢献は、

【数 3 2 4】

$$\sqrt{E_k} \Phi_k$$

を用いて推定される。推定されたシンボルベクトル

【数 3 2 5】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,D}$$

は、(25)を用いて計算されて、

【数 3 2 6】

$$\tilde{\mathbf{x}}_k^T = \tilde{\mathbf{w}}_k^H \mathbf{R}_k$$

20

の逆拡散信号ベクトルとさらに対応する送信ビットストリーム

【数 3 2 7】

$$\hat{\mathbf{u}}_k$$

の推定値とを生成する各 M M S E 逆分散ベクトル

【数 3 2 8】

$$\tilde{\mathbf{w}}_k$$

30

を使用することによって生成される。復号化されたビットベクトル

【数 3 2 9】

$$\hat{\mathbf{u}}_k$$

は、受信器で再符号化および再変調されて、判定装置の出力において送信シンボルベクトル

【数 3 3 0】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,D}$$

を再生成する。受信器はその後、各チャネル k に対して、推定されたデータシンボル

40

【数 3 3 1】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,D}$$

を再拡散し、再拡散されたデータストリームはその後、考慮中のチャネルを通過して \mathbf{R}_k を作成する。一旦 \mathbf{R}_{k-1} が生成されると、その後、 $k = K^*, \dots, 1$ に対してすべての送信データストリームが推定されるまで

【数 3 3 2】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k-1}^T = \tilde{\mathbf{w}}_{k-1}^H \mathbf{R}_{k-1}$$

50

を使用して、各チャネルでの受信シンボルベクトルが反復生成される。S I C系 M M S E 受信器その後、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して以下の修正システム値を有する。

【数 3 3 3】

$$\lambda_k = E_k \tilde{q}_k^H C_k^{-1} \tilde{q}_k \quad (26)$$

システム値が昇順で順序付けられれば、S I C系受信器での最良の性能が達成される。

【0 0 9 7】

S I C 受信器で反復共分散行列の逆行列法を用いることによって、さらに受信器での検出複雑度が低減される。反復逆行列法は、離散的送信レート

10

【数 3 3 4】

$$b_T = \sum_{k=1}^{K^*} b_{p_k}$$

の合計の最大化に使用される、 $k = 1, \dots, K^*$ に対する S I C システム値の作成にも使用される。ここで、

【数 3 3 5】

$$b_{p_k}$$

は、 $k = 1, \dots, K^*$ に対する各拡散シーケンスシンボルに割り当てられた離散的ビット数である。S I C システム値 λ_k も、エネルギー制約

20

【数 3 3 6】

$$\sum_{k=1}^{K^*} E_k \leq E_T$$

に従うエネルギーの最適割り当てに使用されるであろう。

【0 0 9 8】

連続的干渉キャンセル受信器に対する主な複雑度問題は、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、(25) で与えられる逆拡散部

【数 3 3 7】

$$\tilde{w}_k$$

30

と(26) で与えられるシステム値 λ_k との計算に關与する逆行列

【数 3 3 8】

$$C_k^{-1}$$

の数である。これによって、反復共分散行列の逆行列の公式化が動機付けられる。この目的は、逆行列

【数 3 3 9】

$$C_k^{-1}$$

40

が

【数 3 4 0】

$$C_{k-1}^{-1}$$

の関数であるとして、逆拡散部とシステム値計算に必要な共分散行列の逆行列を除去することである。

【数 3 4 1】

$$C_k = D_k + E_k \tilde{q}_k \tilde{q}_k^H$$

(ここで、

50

【数 3 4 2】

$$\mathbf{D}_k = \mathbf{C}_{k-1} + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,1} \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H + E_k \bar{\mathbf{q}}_{k,2} \bar{\mathbf{q}}_{k,2}^H$$

) として (1 4) を再整理し、また、逆行列の補題

【数 3 4 3】

$$(\mathbf{A} + \mathbf{UBV})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{U} (\mathbf{B}^{-1} + \mathbf{VA}^{-1} \mathbf{U}) \mathbf{VA}^{-1}$$

を用いることによって、逆行列

【数 3 4 4】

$$\mathbf{C}_k^{-1}$$

10

と

【数 3 4 5】

$$\mathbf{D}_k^{-1}$$

は以下のように計算できる。

【数 3 4 6】

$$\mathbf{D}_k^{-1} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} - (\zeta_1^2 \zeta_2 |\xi_5|^2 + \zeta_1) \mathbf{Z}_1$$

$$- \zeta_2 \mathbf{Z}_2 + \zeta_1 \zeta_2 (\xi_5 \mathbf{Z}_3 + \xi_5^* \mathbf{Z}_3^H) \text{ and}$$

(27)

20

$$\mathbf{C}_k^{-1} = \mathbf{D}_k^{-1} - \zeta \mathbf{Z}_4$$

(28)

ここで、距離ベクトル

【数 3 4 7】

$$\vec{d}, \vec{d}_1, \vec{d}_2$$

および

【数 3 4 8】

$$\vec{d}_3$$

30

を以下のように定義する。

【数 3 4 9】

$$\vec{d} = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_k, \quad \vec{d}_1 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_{k,1}, \quad \vec{d}_2 = \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_{k,2}, \quad \vec{d}_3 = \mathbf{D}_k^{-1} \bar{\mathbf{q}}_k \quad (29)$$

重み付け係数 $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4, \zeta_5$ および ζ_6 は以下を用いて作成される。

【数 3 5 0】

$$\xi = \bar{\mathbf{q}}_k^H \vec{d}, \quad \xi_1 = \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H \vec{d}_1, \quad \xi_2 = \bar{\mathbf{q}}_{k,2}^H \vec{d}_2,$$

40

$$\xi_3 = \bar{\mathbf{q}}_k^H \vec{d}_1, \quad \xi_4 = \bar{\mathbf{q}}_k^H \vec{d}_2, \quad \xi_5 = \bar{\mathbf{q}}_{k,1}^H \vec{d}_2, \quad \xi_6 = \text{Real}(\xi_3 \xi_4^* \xi_5) \quad (30)$$

重み付きエネルギー項 ζ_1, ζ_2 は以下のように与えられる。

【数 3 5 1】

$$\zeta = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\xi - \frac{E_k |\xi_3|^2}{1 + E_k \xi_1} - \frac{E_k (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k \left(\xi_2 - \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1} |\xi_5|^2 \right)} \right)},$$

$$\zeta_1 = \frac{E_k}{1 + E_k \xi_1}, \quad \zeta_2 = \frac{E_k}{1 + E_k \left(\xi_2 - \zeta_1 |\xi_5|^2 \right)} \quad (31)$$

10

さらに、暫定行列 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 および Z_4 を以下のように定義する。

【数 3 5 2】

$$Z_1 = \vec{d}_1 \vec{d}_1^H, \quad Z_2 = \vec{d}_2 \vec{d}_2^H, \quad Z_3 = \vec{d}_1 \vec{d}_2^H, \quad Z_4 = \vec{d}_3 \vec{d}_3^H \quad (32)$$

【0 0 9 9】

$k = 1, \dots, K^*$ に対する所与のエネルギー割り当て E_k と、

【数 3 5 3】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$$

20

および

【数 3 5 4】

$$\vec{q}_{k,2}$$

E_k 、 σ^2 および

【数 3 5 5】

$$C_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} I_{N_R(N+L-1)}$$

30

の MIMO システムパラメータの所与のセットに対して、行列

【数 3 5 6】

$$C_k^{-1}$$

とシステム値 γ_k は、 $k = 1$ で開始して以下のように構築される。

【0 1 0 0】

1. (29) を用いて距離ベクトル

【数 3 5 7】

$$\vec{d}, \vec{d}_1$$

40

および

【数 3 5 8】

$$\vec{d}_2$$

を作成する。(30) の重み付け係数 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ および α_6 を計算し、(31) を用いて重み付きエネルギー項 γ_1 および γ_2 と、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して割り当てられたエネルギー E_k を作成する。(32) の暫定行列 Z_1, Z_2 および Z_3 を計算し、(27) を用いて

【数 3 5 9】

$$\mathbf{D}_k^{-1}$$

を構築する。

【0 1 0 1】

2. (29) と (32) で与えられる距離ベクトル

【数 3 6 0】

$$\bar{d}_3$$

と対応する行列 \mathbf{Z}_4 を用いて (28) の

【数 3 6 1】

$$\mathbf{C}_k^{-1}$$

を構築する。

【0 1 0 2】

3.

【数 3 6 2】

$$\lambda_k = E_k \bar{q}_k^H \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \bar{q}_k$$

を用いてシステム値を得る。

【0 1 0 3】

4. $k = K^*$ になればアルゴリズムをやめる。そうでなければ、 $k = k + 1$ と設定して、ステップ 1 で始まるステップを繰り返す。

【0 1 0 4】

(26) で与えられたシステム値 λ_k は (28) を用いて再整理されて、 k^{th} SIC 受信器の出力における信号対雑音比 γ_k は、(29)、(30)、(31) および (32) で与えられた関係を用いて以下のように単純化される。

【数 3 6 3】

$$\gamma_k = \frac{\lambda_k}{1 - \lambda_k} = E_k \bar{q}_k^H \mathbf{D}_k^{-1} \bar{q}_k \quad (33)$$

提案された SIC 系反復法によって、(27)、(28)、および

【数 3 6 4】

$$\mathbf{C}_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

で始まる前の反復で構築される

【数 3 6 5】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

を用いて、第 1 のチャネルで始まる

【数 3 6 6】

$$\mathbf{C}_k^{-1}$$

が計算される。この反復共分散行列の逆行列法は、 $k = 1, \dots, K^*$ に対する信号対雑音比 γ_k とシステム値 λ_k の作成に使用されるであろう。この γ_k と λ_k は昇順に順序付けられて、SIC 系 HSDPA ダウンリンク総容量性能を最大化するであろう。

【0 1 0 5】

k^{th} チャネルのエネルギー $E_{k,i}$ は (24) を用いて更新され、

10

20

30

40

【数 3 6 7】

$$\mathbf{C}_{i-1}^{-1}$$

は、(i - 1)th 反復で K チャネルすべてのエネルギーを用いて更新される必要がある。
これによって、共分散行列の逆行列

【数 3 6 8】

$$\mathbf{C}_k^{-1}$$

が、1 チャネル当たり一度だけ、 E_k を用いて更新の必要があるように $E_{k,i-1}$ に依存するだけの反復エネルギー割り当て $E_{k,i}$ の公式化が動機付けられる。

10

【0 1 0 6】

エネルギー反復当たりいかなる行列も反転する必要がない、本発明の代替の実施形態によるエネルギー E_k の反復計算方法について、以下説明する。

【0 1 0 7】

(3 3) を以下のように

【数 3 6 9】

$$E_{k,i} = \frac{\gamma_k^*}{\bar{\mathbf{q}}_k^H \mathbf{D}_{k,(i-1)}^{-1} \bar{\mathbf{q}}_k} \quad (36)$$

再整理して、 $E_{k,i-1}$ と、

20

【数 3 7 0】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

と

【数 3 7 1】

$$\bar{\mathbf{q}}_k, \bar{\mathbf{q}}_{k,1}$$

、

【数 3 7 2】

$$\bar{\mathbf{q}}_{k,2}$$

30

とから構築されたパラメータと、に関して $E_{k,i}$ を作成する。この目的のために、(3 4) で与えられる項

【数 3 7 3】

$$\bar{\mathbf{q}}_k^H \mathbf{D}_k^{-1} \bar{\mathbf{q}}_k$$

は (2 7) を使って簡単化され、(3 4) を以下のように再公式化する。

【数 3 7 4】

$$E_{k,i} = \frac{\gamma_k^*}{\xi - \frac{E_{k,(i-1)} |\xi_3|^2}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} - \frac{E_{k,(i-1)} (|\xi_4|^2 - 2 \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \xi_6 + \left(\frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} \right)^2 |\xi_5|^2 |\xi_3|^2)}{1 + E_k (\xi_2 - \frac{E_{k,(i-1)}}{1 + E_{k,(i-1)} \xi_1} |\xi_5|^2)}} \quad (35)$$

40

ここで、重み付け係数 ξ 、 ξ_1 、 ξ_2 、 ξ_3 、 ξ_4 、 ξ_5 および ξ_6 は、

【数 3 7 5】

$$\mathbf{C}_{k-1}^{-1}$$

と、

50

【数 3 7 6】

$$\bar{q}_k, \bar{q}_{k,l}$$

および

【数 3 7 7】

$$\bar{q}_{k,2}$$

と、(29) で与えられる距離ベクトル

【数 3 7 8】

$$\bar{d}, \bar{d}_1$$

10

および

【数 3 7 9】

$$\bar{d}_2$$

と、から(30)を用いて、また、

【数 3 8 0】

$$\mathbf{C}_0^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{I}_{N_R(N+L-1)}$$

20

と開始チャネル番号を $k = 1$ と設定することによって構築される。この反復エネルギー計算では、所望の送信レート

【数 3 8 1】

$$b_{p_k}$$

と

【数 3 8 2】

$$b_{p_k+1}$$

に対して、(17) から目標の SNR 値

【数 3 8 3】

30

$$\gamma^*(b_{p_k})$$

と

【数 3 8 4】

$$\gamma^*(b_{p_k+1})$$

を用いることが必要である。エネルギー E_k に対する初期値は

【数 3 8 5】

40

$$E_k = \frac{E_T}{K^*}$$

に設定され、それはその後、チャネル k に対して選択された送信レート

【数 3 8 6】

$$b_{p_k}$$

に対応する目標の SNR

【数 3 8 7】

$$\gamma_k^*$$

に対し、(35)を用いて反復的に更新される。この反復は、エネルギーがある固定値に収束するか、所与の反復数 I_{max} に達するまで続けられる。一旦、エネルギー E_k が作成されると、 $E_{k,i}$ と

【数 3 8 8】

$$C_{k-1}^{-1}$$

に関する

【数 3 8 9】

$$C_k^{-1}$$

の構築には、(32)を用いて計算されて、(27)を用いて

【数 3 9 0】

$$D_k^{-1}$$

を構築し、次に(29)を用いて

【数 3 9 1】

$$\vec{d}_3 = D_k^{-1} \vec{q}_k$$

とさらに(32)を用いて Z_4 をも作成する暫定行列 Z_1 、 Z_2 および Z_3 が必要である。次に、重み付きエネルギー項 が

【数 3 9 2】

$$\zeta = \frac{E_k}{1 + \gamma_k^*}$$

を用いて計算される。得られた

【数 3 9 3】

$$D_k^{-1}$$

、 Z_4 および を用い、(28)を用いて逆行列

【数 3 9 4】

$$C_k^{-1}$$

が構築される。このプロセスは、すべてのエネルギーと共分散行列の逆行列が、 $k = 1, \dots, K^*$ に対するすべてのチャンネルに対して作成されるまで各チャンネルに対して繰り返される。一旦エネルギーが割り当てられると、送信器は、受信器に割り当てられたエネルギーを提供する。

【0 1 0 8】

本発明の第3の実施形態に従って、拡散シーケンスの選択は、最小システム値系の離散的ビットローディングアルゴリズムによって達成されてもよい。最小のシステム値系アプローチでは、本発明の第1および第2の実施形態に関して議論した平均システム値系のアプローチが置換される。従って、本発明の第3の実施形態は、本発明の第1の実施形態の非SIC系受信器あるいは本発明の第2の実施形態のSIC系受信器のいずれかに対して適用できる。本発明の第1または第2の実施形態のいずれかとも異なる本発明の第3の実施形態の特長だけについて、詳細に議論する。

【0 1 0 9】

等エネルギーの場合のシーケンスの数

10

20

30

40

【数 3 9 5】

$$K_{EE}^*$$

は、総レート $R_{t, EE}$ を最大化するように最適化されるであろう。該アルゴリズムでは、最初に暫定最適数が $K_{opt} = K$ に設定され、 $k = 1, \dots, K_{opt}$ に対してベクトル

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}$$

および

10

【数 3 9 7】

$$\vec{q}_{k,2}$$

と、

【数 3 9 8】

$$\vec{k}_{order}$$

と、さらにパラメータ E_T 、 N_T 、 N_R 、 α 、 K 、 L が使用されるであろう。本発明の第 1 の実施形態の一部として概説した第 1 の 3 ステップを実行後、初期値

【数 3 9 9】

20

$$\vec{b}_{min} = \vec{0}_K$$

を有するサイズ K のベクトルと、初期値 $K_{sequences} = 0_{K \times K}$ を有する $N_T K \times K$ 次元の行列 $K_{sequences}$ と、が以下の反復プロセスの一部として生成されるであろう。

【0 1 1 0】

1. 最小ビットレートベクトル

【数 4 0 0】

$$\vec{b}_{min}$$

30

の k^{th} 要素が、以下の不等式を満たすように離散的ビット値

【数 4 0 1】

$$b_{p_k}$$

を選択することによって、 $k = 1, \dots, K$ に対して、

【数 4 0 2】

$$\left\lceil \vec{b}_{min} \right\rceil_k = b_{p_k}$$

に設定される。

40

【数 4 0 3】

$$\lambda^*(b_{p_k}) \leq \left\lceil \vec{b}_{min} \right\rceil_k < \lambda^*(b_{p_{k+1}}) \quad (36)$$

【0 1 1 1】

2. 最適数

【数 4 0 4】

$$K_{EE}^*$$

は、

50

【数 4 0 5】

$$K_{EE}^* = \arg \left(\max_{1 \leq k \leq K} \left(k \left[\tilde{b}_{\min} \right]_k \right) \right)$$

および総レート

【数 4 0 6】

$$R_{T,EE} = K_{EE}^* b_1^{(\min)}$$

によって与えられる。ここで、等エネルギーローディングスキームでは、

【数 4 0 7】

$$b_1^{(\min)} = \left[\tilde{b}_{\min} \right]_{K_{EE}^*}$$

10

である。総ビット数は、レート

【数 4 0 8】

$$b_2^{(\min)} = \left[\tilde{b}_{\min} \right]_m$$

を有する

【数 4 0 9】

$$m = \arg \left(\max_{1 \leq k < (K - K_{EE}^* - 1)} \left(k \left[\tilde{b}_{\min} \right]_k \right) \right)$$

20

を最大化してビット総数を送信する m チャンネルの合計を特定することによってさらに増加される。

【数 4 1 0】

$$R_{T,EE} = (K_{EE}^* - m) b_1^{(\min)} + m b_2^{(\min)} \quad (37)$$

【0 1 1 2】

2. 等エネルギーローディングスキームでのシグネチャシーケンス

【数 4 1 1】

30

$$\mathbf{S}^{(EE)} = \left[\tilde{s}_1^{(EE)}, \dots, \tilde{s}_{K_{EE}^*}^{(EE)} \right]$$

は、初期のシーケンス行列

【数 4 1 2】

$$\mathbf{S} = \left[\tilde{s}_1 \quad \dots \quad \tilde{s}_K \right]$$

を使用し、

【数 4 1 3】

$$\tilde{s}_k^{(EE)} = \tilde{s}_{c_k}$$

40

に設定することによって構築される。ここで、 $k = 1, \dots,$

【数 4 1 4】

$$K_{EE}^*$$

に対して

【数 4 1 5】

$$c_k = \left[K_{sequences} \right]_{k, K_{EE}^*}$$

である。

50

【 0 1 1 3 】

等エネルギーローディングスキームでは、エネルギーは、各チャネル $k = 1, \dots,$

【 数 4 1 6 】

$$K_{EE}^*$$

に対して

【 数 4 1 7 】

$$E_k = \frac{E_T}{K_{EE}^*}$$

10

に設定される。

【 0 1 1 4 】

本発明の第 4 の実施形態では、反復注水系連続ビットローディング法が、本発明の第 1 の実施形態の平均システム値ビットローディング法に代わって利用される。再掲になるが、本発明の第 4 の実施形態は、本発明の第 1 の実施形態の非 S I C 系受信器あるいは本発明の第 2 の実施形態の S I C 系受信器のいずれかで利用できる。さらに、本発明の前述の実施形態と異なる、本発明の第 4 の実施形態の特長だけを詳細に議論する。

【 0 1 1 5 】

該方法では、最初にチャネルの最適数 K^* が $K^* = K$ に設定される。開始時に、(1 3) で与えられる

20

【 数 4 1 8 】

$$E_k = \frac{E_T}{K^*}$$

と

【 数 4 1 9 】

$$C^{-1}$$

を用いて、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、(1 5) で与えられるシステム値 λ_k のセットがサイズ K^* ベクトル

30

【 数 4 2 0 】

$$\vec{\lambda} = [\lambda_1, \dots, \lambda_{K^*}]$$

の要素として作成されるであろう。その後ベクトル

【 数 4 2 1 】

$$\vec{\lambda}$$

を用い、

【 数 4 2 2 】

$$\vec{q}_k = \vec{q}_{a_k}, \quad \vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{a_k,1}$$

40

と

【 数 4 2 3 】

$$\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{a_k,2}$$

およびベクトル

【 数 4 2 4 】

$$\vec{k}_{order}$$

50

を用いて、また $k = 1, \dots, K^*$ に対して

【数 4 2 5】

$$\left[\vec{k}_{order} \right]_k = \left[\vec{k}_{order} \right]_{j_k}$$

を用いて、整合フィルタシーケンスが再整理されるであろう。ここで、 a_k は、

【数 4 2 6】

$$\vec{\lambda}$$

の k^{th} 最小要素の指数である。次に、反復は始まるであろう。各反復中に、(26) または (15) のいずれかを用いてシステム値が計算され、システム値と対応するシグネチャシーケンスは、システム値が昇順に出現するように順序付けられるであろう。システム値はその後、チャンネル SNR 値と注水定数の計算に使用されるであろう。チャンネル SNR と注水定数は、エネルギーの各チャンネルへの割り当てに使用されるであろう。第 1 の拡散シーケンスに対するエネルギーが負であれば、第 1 の拡散シーケンスは削除され、第 1 のエネルギー割り当てが正になるまで上記のステップが繰り返されるであろう。正の第 1 のエネルギー割り当てに対して、システム値計算、シグネチャシーケンスとシステム値の再順序付け、チャンネル SNR 注水計算、さらにエネルギー割り当て計算が所与の反復数の間繰り返されるであろう。最終のエネルギー割り当てで、対応するシステム値を用いて、各拡散シーケンスに対する信号対雑音比が計算されるであろう。SNR 値を用いて各拡散シーケンスに割り当てられるレートが決定されるであろう。

10

20

【0 1 1 6】

注水アルゴリズムは以下のように反復される。

【0 1 1 7】

1. ループカウンタ I を $I = 1$ に設定する。 $K^* < K$ であれば、エネルギー E_k とシーケンス

【数 4 2 7】

$$\vec{q}_k, \vec{q}_{k,1}, \vec{q}_{k,2}$$

の数、従ってベクトル

【数 4 2 8】

$$\vec{k}_{order}$$

のサイズ K^* の数を、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、 $E_k = E_{k+1}$ 、

【数 4 2 9】

$$\vec{q}_k = \vec{q}_{k+1}, \vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{(k+1),1}$$

および

【数 4 3 0】

$$\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{(k+1),2}$$

40

および

【数 4 3 1】

$$\left[\vec{k}_{order} \right]_k = \left[\vec{k}_{order} \right]_{k+1}$$

を用いて、 $K^* + 1$ から K^* に低減する。

【0 1 1 8】

2. 考慮中のシステムでは、(26) または (15) のいずれかを用いてシステム値 k のセットを作成し、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、

【数 4 3 2】

$$\left[\vec{g}\right]_k = \frac{\lambda_k}{E_k(1-\lambda_k)}$$

を用いて、サイズ K^* のチャネル SNR ベクトル

【数 4 3 3】

$$\vec{g}$$

を構築する。注水定数は

【数 4 3 4】

$$K_{WF} = \frac{1}{K^*} \left(E_T + \Gamma \sum_{k=1}^{K^*} \left[\vec{g} \right]_k \right)$$

として計算される。エネルギーは、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、

【数 4 3 5】

$$E_k = K_{WF} - \left[\vec{g} \right]_k$$

を用いて割り当てられる。

【0 1 1 9】

3. 次に、

【数 4 3 6】

$$\vec{g}$$

の k^{th} 最小要素の指数として項 a_k を使用する。指数 a_k を用い、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して、

【数 4 3 7】

$$\vec{q}_k = \vec{q}_{a_k}, \quad \vec{q}_{k,1} = \vec{q}_{a_k,1}$$

と

【数 4 3 8】

$$\vec{q}_{k,2} = \vec{q}_{a_k,2}$$

、および

【数 4 3 9】

$$E_k = E_{a_k}$$

さらに

【数 4 4 0】

$$\left[\vec{k}_{order} \right]_k = \left[\vec{k}_{order} \right]_{p_k}$$

を用いて、ベクトル、エネルギーさらにベクトル

【数 4 4 1】

$$\vec{k}_{order}$$

の要素を再編成する。

【0 1 2 0】

4. $E_1 < 0$ であれば、使用されるチャネルの数を $K^* = K^* - 1$ に設定して、ステップ 1 で始まるステップを繰り返す。

10

20

30

40

50

そうでなければ、 $I = I + 1$ を用いてカウンタを増加させ、その後 $I < I_{max}$ であれば、ステップ 2 から始まるステップを繰り返す。

【0121】

反復注水アルゴリズムは、

【数442】

$$\vec{s}_k^{(WF)} = \vec{s}_{a_k}$$

を用いて、非離散的レートとさらに再順序付けられたシグネチャシーケンスを戻す。ここで、 $k = 1, \dots, K^*$ に対して

【数443】

$$a_k = [k_{order}]_k$$

である。反復注水総容量上界は、最後の反復 $I = I_{max}$ 中に特定されたシステム値を用いることにより得られる。

【0122】

注水アルゴリズムを実行してシーケンスの最適数とさらにシーケンスの順序を決定後、このアルゴリズムはその後、ステップ 1 で利用可能なコードの総数を K から 1 に低減することによって再実行される。最大の総レートをもたらすコードの総数はその後、コードの最適数に選択される。

【0123】

本発明の前述の実施形態はすべて MIMO 系システムに関するが、本発明の代替の実施形態では、SISO 系システムが利用されることは理解されるであろう。SISO 系システムでは、 $N_T = 1$ および $N_R = 1$ であることは理解されるであろう。

【0124】

拡散シーケンスとチャネルは互いに代替可能であることは理解されるであろう。

【0125】

上記の種々の方法は、ハードウェア内であるいはコンピュータプログラムによって実施されてもよい。コンピュータプログラムによって実施される場合、コンピュータプログラムを格納するメモリとコンピュータプログラムを実施するプロセッサを有するコンピュータが提供され得る。コンピュータプログラムには、上記の種々の方法の 1 つまたは複数の機能を実行するようにコンピュータに指示するように配列されたコンピュータコードが含まれていてもよい。こうした方法を実行するコンピュータプログラムおよびまたはコードは、コンピュータなどのコンピュータ可読媒体上の装置に提供され得る。コンピュータ可読媒体は、例えば、電子、磁気、光学、電磁気、赤外線あるいは半導体システム、あるいは、例えばインターネット上でコードをダウンロードするデータ送信用の伝播媒体であってもよい。D などの光ディスクが挙げられる。

【0126】

コンピュータなどの装置は、上記に議論した種々の方法に従って 1 つまたは複数のプロセスを実行するこうしたコンピュータコードに従って構成されてもよい。

【0127】

上記の実施形態のいずれも、適切であれば、互いに組み合わせられ得ることは理解されるであろう。さらに、本発明の上記の実施形態は、例としてのみ提供されたものであり、従って、本発明の範囲は添付の請求項の範囲によってのみ限定されることは理解されるであろう。

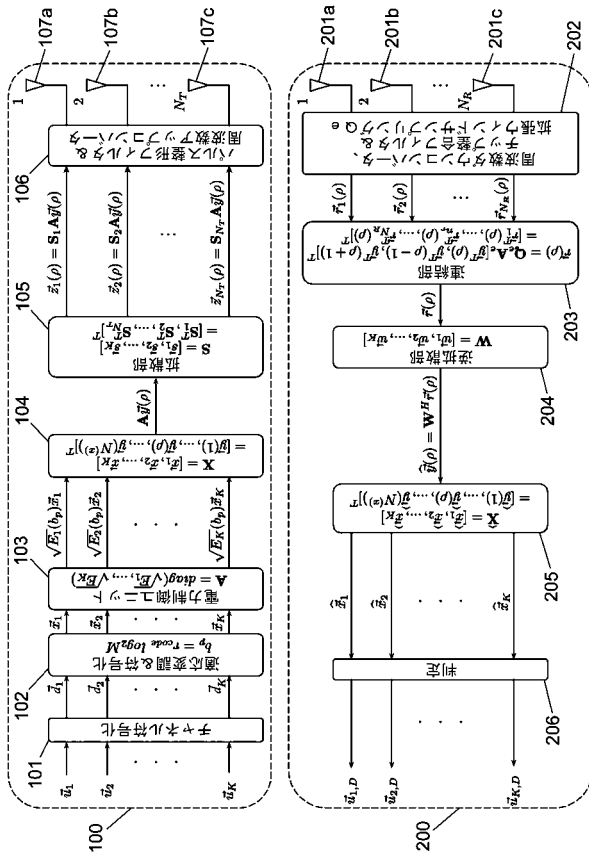
10

20

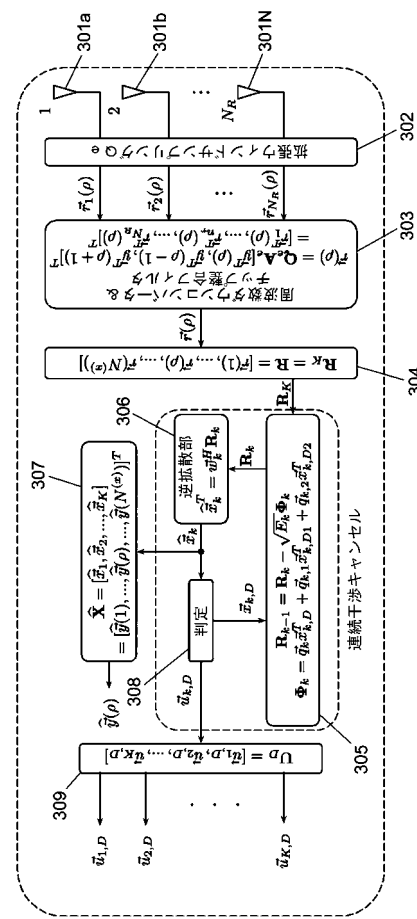
30

40

【図 1】



【図 2】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/GB2013/000185

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. H04J13/16 H04J13/00
ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04J

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 5 781 542 A (TANAKA HIROKAZU [JP] ET AL) 14 July 1998 (1998-07-14) column 2, line 21 - line 40; claim 1 -----	1,21-23
Y	WO 03/001681 A2 (NOKIA CORP [FI]; NOKIA INC [US]) 3 January 2003 (2003-01-03) page 9, line 1 - page 10, line 31 page 19, line 14 - line 29 -----	1,21-23

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

A document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

E earlier application or patent but published on or after the international filing date

L document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

O document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

P document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

T later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

X document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

Y document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

& document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

16 July 2013

Date of mailing of the international search report

25/07/2013

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel: (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Bossen, Michael

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/GB2013/000185

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5781542	A	14-07-1998	CN 1132426 A	02-10-1996
			JP H08163085 A	21-06-1996
			US 5781542 A	14-07-1998

WO 03001681	A2	03-01-2003	AU 2002314411 A1	08-01-2003
			BR 0210557 A	25-05-2004
			CA 2450234 A1	03-01-2003
			CN 1520643 A	11-08-2004
			EP 1410517 A2	21-04-2004
			JP 4188818 B2	03-12-2008
			JP 2004536505 A	02-12-2004
			US 2003081692 A1	01-05-2003
			WO 03001681 A2	03-01-2003

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC