

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4331563号
(P4331563)

(45) 発行日 平成21年9月16日(2009.9.16)

(24) 登録日 平成21年6月26日(2009.6.26)

(51) Int.Cl.		F I			
HO4B	7/02	(2006.01)	HO4B	7/02	Z
HO4L	27/20	(2006.01)	HO4L	27/20	Z
HO4L	27/36	(2006.01)	HO4L	27/00	F

請求項の数 68 (全 73 頁)

(21) 出願番号	特願2003-351063 (P2003-351063)	(73) 特許権者	390019839
(22) 出願日	平成15年10月9日(2003.10.9)		三星電子株式会社
(65) 公開番号	特開2004-135342 (P2004-135342A)		SAMSUNG ELECTRONICS
(43) 公開日	平成16年4月30日(2004.4.30)		CO., LTD.
審査請求日	平成15年10月9日(2003.10.9)		大韓民国京畿道水原市靈通区梅灘洞416
(31) 優先権主張番号	60/417,466		416, Maetan-dong, Yeongtong-gu, Suwon-si,
(32) 優先日	平成14年10月10日(2002.10.10)		Gyeonggi-do 442-742
(33) 優先権主張国	米国(US)		(KR)
(31) 優先権主張番号	2003-021364	(74) 代理人	100064908
(32) 優先日	平成15年4月4日(2003.4.4)		弁理士 志賀 正武
(33) 優先権主張国	韓国(KR)	(74) 代理人	100089037
前置審査			弁理士 渡邊 隆
		(74) 代理人	100108453
			弁理士 村山 靖彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 空間-時間ブロック符号を用いて送信アンテナダイバシティを支援する送受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線通信システムで変調シンボルを伝送する送信機において、
送信ダイバシティのための複数の送信アンテナと、

入力される複数のシンボルが各アンテナと各時間区間で一回ずつ伝送されるように複数の時間区間に対応する行と前記複数の送信アンテナに対応する列とを有する送信符号化行列を用いて前記複数のシンボルを直交するシンボル、反転シンボルそして共役シンボルを含む複数のシンボル組合せで符号化し、前記シンボル組合せを前記複数の時間区間の間、前記送信アンテナに出力する時空間符号化器と、

前記送信符号化行列を用いて前記時空間符号化器から出力される前記シンボル組合せの一部を位相回転させる位相回転部と、を含み、

前記送信アンテナの個数が4個である場合、前記時空間符号化器は、入力される4個のシンボル、前記4個のシンボルの反転シンボル及び前記4個のシンボルの共役シンボルを用いて4個の行と4個の列を有する行列を生成し、

前記位相回転部は、前記送信符号化行列の列のうち、少なくとも2個の列のシンボルを選択的に所定の位相値だけ位相回転させる少なくとも2個の位相回転器を含むことを特徴とする送信機。

【請求項2】

前記時空間符号化器により生成される行列は次の行列のうち、いずれか一つであることを特徴とする請求項1に記載の送信機。

【数 1】

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3^* & s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1^* & -s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & -s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1^* & s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & -s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1^* & s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3^* & s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1^* & -s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \\
 & \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1^* & s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3^* & s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1^* & -s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1^* & s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3^* & s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1^* & -s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & s_1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

10

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルである。)

【請求項 3】

前記入力されるシンボルが B P S K (Binary Phase Shift Keying) シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_2 の通りであることを特徴とする請求項 1 に記載の送信機。

【数 2】

$$U_2 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & js_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -js_4^* & s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & js_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -js_1 & s_2 \end{pmatrix}$$

20

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルである。)

【請求項 4】

前記入力されるシンボルが Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying) シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_4 の通りであることを特徴とする請求項 1 に記載の送信機。

30

【数 3】

$$U_4 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -\nu s_4^* & \nu s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2 & s_1 \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

40

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 5】

前記 ν は $e^{-j2\pi/3}$ であることを特徴とする請求項 4 に記載の送信機。

【請求項 6】

前記入力されるシンボルが 8 P S K (8-ary Phase Shift Keying) シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_6 の通りであることを特徴とする請求項 1 に記載の送信機。

【数 4】

$$U_6 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -\nu s_4^* & \nu s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

10

【請求項 7】

前記は $e^{-j5\pi/6}$ であることを特徴とする請求項 6 に記載の送信機。

【請求項 8】

前記入力されるシンボルが 16 QAM (16-ary Quadrature Amplitude Modulation) シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_8 の通りであることを特徴とする請求項 1 に記載の送信機。

【数 5】

$$U_8 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -\nu s_4^* & \nu s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

20

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 9】

前記は $e^{-j5\pi/12}$ であることを特徴とする請求項 8 に記載の送信機。

【請求項 10】

30

前記入力されるシンボルが 64 QAM (64-ary Quadrature Amplitude Modulation) シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_{10} の通りであることを特徴とする請求項 1 に記載の送信機。

【数 6】

$$U_{10} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -\nu s_4^* & \nu s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

40

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 11】

前記は $e^{-j7\pi/48}$ であることを特徴とする請求項 10 に記載の送信機。

【請求項 12】

無線通信システムで変調シンボルを伝送する送信機において、

送信ダイバシティのための複数の送信アンテナと、

入力される複数のシンボルが各アンテナと各時間区間で一回ずつ伝送されるように複数の時間区間に対応する行と前記複数の送信アンテナに対応する列とを有する送信符号化行

50

列を用いて前記複数のシンボルを直交するシンボル、反転シンボルそして共役シンボルを含む複数のシンボル組合せで符号化し、前記シンボル組合せを前記複数の時間区間の間、前記送信アンテナに出力する時空間符号化器と、

前記送信符号化行列を用いて前記時空間符号化器から出力される前記シンボル組合せの一部を位相回転させる位相回転部と、を含み、

前記送信アンテナの数が3個である場合、前記時空間符号化器は、

入力される4個のシンボル、前記4個のシンボルの反転シンボル及び前記4個のシンボルの共役シンボルを用いて4個の行と4個の列を有する行列を生成し、

前記位相回転部は、前記送信符号化行列の列のうち、少なくとも2個の列のシンボルを選択的に所定の位相値だけ位相回転させる少なくとも2個の位相回転器を含み、

10

前記位相回転されたシンボルを含む前記行列の列のうち、選択された2個の列のシンボルをそれぞれ合算して新たな列を生成し、前記生成された新たな列で前記選択された2個の列を取り換えて3個の列と4個の行を有する行列を生成する列置換機とを含むことを特徴とする送信機。

【請求項13】

前記時空間符号化器により生成される行列は下記の行列のうち、いずれか一つであることを特徴とする請求項12に記載の送信機。

【数7】

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & -s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & -s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_3 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (30)$$

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルである。)

【請求項14】

前記入力されるシンボルがBPSKシンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_1 の通りであることを特徴とする請求項12に記載の送信機。

【数8】

$$U_1 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + js_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2 & \frac{s_1 - js_4}{\sqrt{2}} & s_3 \\ -s_4 & \frac{-s_3 + js_2}{\sqrt{2}} & s_1 \\ s_3 & \frac{-s_4 - js_1}{\sqrt{2}} & s_2 \end{pmatrix} \quad (40)$$

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルである。)

【請求項15】

前記入力されるシンボルがQPSKシンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U

50

3の通りであることを特徴とする請求項 1 2 に記載の送信機。

【数 9】

$$U_3 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

10

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 1 6】

前記 ν は $e^{-j2\pi/3}$ であることを特徴とする請求項 1 5 に記載の送信機。

【請求項 1 7】

前記入力されるシンボルが 8 P S K シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_5 の通りであることを特徴とする請求項 1 2 に記載の送信機。 20

【数 1 0】

$$U_5 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

30

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 1 8】

前記 ν は $e^{-j5\pi/6}$ であることを特徴とする請求項 1 7 に記載の送信機。

【請求項 1 9】

前記入力されるシンボルが 1 6 Q A M シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_7 の通りであることを特徴とする請求項 1 2 に記載の送信機。 40

【数 1 1】

$$U_7 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

10

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 2 0】

前記 ν は $e^{-j5\pi/12}$ であることを特徴とする請求項 1 9 に記載の送信機。

【請求項 2 1】

前記入力されるシンボルが 6 4 Q A M シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_9 の通りであることを特徴とする請求項 1 2 に記載の送信機。

20

【数 1 2】

$$U_9 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

30

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 2 2】

前記 ν は $e^{-j7\pi/48}$ であることを特徴とする請求項 2 1 に記載の送信機。

【請求項 2 3】

40

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

3 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して M L (maximum likelihood) 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第 1 及び第 2 復号器を備えてなり、

前記変調シンボルが B P S K シンボルからなる場合、前記第 1 及び第 2 復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、

【数 1 3】

$$|\mathbf{R}_1 - \mathbf{x}_1|^2 + |\mathbf{R}_3 - \mathbf{x}_3|^2 + |\mathbf{R}_{13} - \mathbf{x}_1^* \mathbf{x}_3|^2$$

及び

【数 1 4】

$$|\mathbf{R}_2 - \mathbf{x}_2|^2 + |\mathbf{R}_4 - \mathbf{x}_4|^2 + |\mathbf{R}_{24} - \mathbf{x}_2^* \mathbf{x}_4|^2$$

10

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出することを特徴とする受信機。

【数 1 5】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* + j\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_3 = \gamma r_2^* - j\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_3$$

$$R_{13} = \frac{j(C_1 + C_3)}{2}$$

20

$$C_1 = -\alpha^* \beta \sqrt{2} - \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = j\gamma^* \beta \sqrt{2} - j\gamma \beta^* \sqrt{2}$$

$$R_2 = \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + j\beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + \gamma^* r_4$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - j\beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

30

$$R_{24} = \frac{j(C_2 + C_4)}{2}$$

$$C_2 = \alpha \beta^* \sqrt{2} + \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = j\gamma \beta^* \sqrt{2} - j\gamma^* \beta \sqrt{2}$$

40

(ここで、前記 R_1, R_3 は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号である。)

【請求項 2 4】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

3 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して ML 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第 1 及び第 2 復号器を備えてなり、

50

前記変調シンボルが QPSK 又は 8PSK シンボルからなる場合、前記第 1 及び第 2 復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に依りて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、

【数 16】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2$$

及び

【数 17】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2$$

10

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出することを特徴とする受信機。

【数 18】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2 + \gamma r_3 - v^* \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_3 = v \gamma r_2 + \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3$$

20

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2}$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta v \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* v \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

30

$$R_2 = \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3 + v^* \gamma^* r_4$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - v \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2 - \alpha r_3 - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2}$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + v \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

40

$$C_4 = -v \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

(ここで、前記 $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 $C_1 \sim C_4$ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 25】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

3 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送

50

信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対してML復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第1及び第2復号器を備えてなり、

前記変調シンボルが16QAM又は64QAMシンボルからなる場合、前記第1及び第2復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、

【数19】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2 - |x_1|^2 |x_3|^2$$

及び

【数20】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2 - |x_2|^2 |x_4|^2$$

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出することを特徴とする受信機。

【数 2 1】

$$R_1 = \frac{\left(\alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* - \nu^* \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_3 = \frac{\left(\nu \gamma r_2^* + \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* \right)}{K_3}$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2K_3}$$

$$K_3 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta \nu \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* \nu \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

$$R_2 = \frac{\left(\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + \nu^* \gamma^* r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_4 = \frac{\left(\gamma^* r_1 - \nu \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2K_3}$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + \nu \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -\nu \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

(ここで、前記 α 、 β 、 γ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 ν は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 2 6】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

4 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して M L 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第 1 及び第 2 復号器を備えてなり、

前記変調シンボルが B P S K シンボルからなる場合、前記第 1 及び第 2 復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて R_1 、 R_3 、 R_{13} 、 R_2 、 R_4 、 R_{24} を計算し、

10

20

30

40

【数 2 2】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2$$

及び

【数 2 3】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2$$

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出することを特徴とする受信機。 10

【数 2 4】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* + j\gamma^* r_4$$

$$R_3 = \zeta r_2^* - j\gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = j\alpha^* \gamma + j\alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta^* \beta - \zeta \beta^*$$

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + j\gamma r_3^* + \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - j\gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = \zeta \beta^* - \zeta^* \beta$$

$$C_4 = -j\alpha \gamma^* - j\gamma \alpha^*$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \zeta, \gamma$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号である。) 40

【請求項 2 7】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

4 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して M L 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第 1 及び第 2 復号器を備えてなり、

前記変調シンボルが Q P S K 又は 8 P S K シンボルからなる場合、前記第 1 及び第 2 復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、 50

【数 2 5】

$$|\mathbf{R}_1 - \mathbf{x}_1|^2 + |\mathbf{R}_3 - \mathbf{x}_3|^2 + |\mathbf{R}_{13} - \mathbf{x}_1^* \mathbf{x}_3|^2$$

及び

【数 2 6】

$$|\mathbf{R}_2 - \mathbf{x}_2|^2 + |\mathbf{R}_4 - \mathbf{x}_4|^2 + |\mathbf{R}_{24} - \mathbf{x}_2^* \mathbf{x}_4|^2$$

10

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出することを特徴とする受信機。

【数 2 7】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma^* r_4$$

$$R_3 = \nu \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu^* \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

20

30

40

(ここで、前記 R_1, R_3, R_{13} は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 C_1, C_3 は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 2 8】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

4 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して ML 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第 1 及び第 2 復号器を備えてなり、

前記変調シンボルが 16 QAM 又は 64 QAM シンボルからなる場合、前記第 1 及び第

50

2 復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、

【数 2 8】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2 - |x_1|^2 |x_3|^2$$

及び

【数 2 9】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2 - |x_2|^2 |x_4|^2$$

10

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出することを特徴とする受信機。

【数 3 0】

$$R_1 = \frac{(\alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - v^* \gamma^* r_4)}{K_4}$$

$$R_3 = \frac{(v \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*)}{K_4}$$

20

$$R_{13} = \frac{(C_1 + C_3)}{K_4}$$

$$K_4 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma v + \alpha \gamma^*$$

30

$$C_3 = \zeta \beta^* v - \zeta^* \beta$$

$$R_2 = \frac{(\beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + v^* \zeta^* r_4)}{K_4}$$

$$R_4 = \frac{(\zeta^* r_1 - v \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4)}{K_4}$$

40

$$R_{24} = \frac{(C_2 + C_4)}{K_4}$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + v \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -v \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

(ここで、前記 $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号

50

であり、前記 は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 29】

無線通信システムで送信機により P S K (Phase Shift Keying) 方式で変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

3 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対して M L 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第 1 及び第 2 復号器を備えてなり、

前記第 1 及び第 2 復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に
10
応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、可能なすべてのシンボル x_1 と $R_3 + x_1 R_{13}$
に最も近接なシンボル x_3 、可能なすべてのシンボル x_2 と $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接なシン
ボル x_4 からなる各シンボル対を前記候補シンボル対としてそれぞれ選択することを特
徴とする受信機。

【数 31】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2 + \gamma r_3 - v^* \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_3 = v \gamma r_2 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2}$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta v \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* v \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

$$R_2 = \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3 + v^* \gamma^* r_4$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - v \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2 - \alpha r_3 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2}$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + v \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -v \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

(ここで、前記 , , は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 30】

無線通信システムで送信機により Q A M (Quadrature Amplitude Modulation) 方式で
変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機に
おいて、

3 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送
信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル
対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対して M L 復号化
50

のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第1及び第2復号器を備えてなり、

前記第1及び第2復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に
 応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、可能なすべてのシンボル x_1 と $R_3 + x_1 R_{13}$

に最も近接なシンボル x_3 、可能なすべてのシンボル x_2 と $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接なシンボル x_4 からなる各シンボル対を前記候補シンボル対としてそれぞれ選択することを特徴とする受信機。

【数32】

$$R_1 = \frac{\left(\alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2 + \gamma r_3 - v^* \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4 \right)}{K_3} \quad 10$$

$$R_3 = \frac{\left(v \gamma r_2 + \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3 \right)}{K_3}$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2K_3} \quad 20$$

$$K_3 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta v \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* v \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

$$R_2 = \frac{\left(\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3 + v^* \gamma^* r_4 \right)}{K_3} \quad 30$$

$$R_4 = \frac{\left(\gamma^* r_1 - v \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2 - \alpha r_3 - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2K_3} \quad 40$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + v \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -v \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

(ここで、前記 α, β, γ, v は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 $\alpha^*, \beta^*, \gamma^*, v^*$ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 3 1】

無線通信システムで送信機により P S K (Phase Shift Keying)方式で変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

4 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対して M L 復号化

のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第 1 及び第 2 復号器を備えてなり、

前記第 1 及び第 2 復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に
10
応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、可能なすべてのシンボル x_1 と $R_3 + x_1 R_{13}$
に最も近接なシンボル x_3 、可能なすべてのシンボル x_2 と $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接なシン
ボル x_4 からなる各シンボル対を前記候補シンボル対としてそれぞれ選択することを特
徴とする受信機。

【数 3 3】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma^* r_4$$

$$R_3 = \nu \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu^* \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \zeta, \nu, \gamma$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号
40
であり、前記 $\alpha, \beta, \zeta, \nu, \gamma$ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 3 2】

無線通信システムで送信機により Q A M (Quadrature Amplitude Modulation)方式で
変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機に
おいて、

4 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送
信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル
対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対して M L 復号化
のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第 1 及び第 2 復
50

号器を備えてなり、

前記第1及び第2復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、可能なすべてのシンボル x_1 と $R_3 + x_1 R_{13}$ に最も近接なシンボル x_3 、可能なすべてのシンボル x_2 と $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接なシンボル x_4 からなる各シンボル対を前記候補シンボル対としてそれぞれ選択することを特徴とする受信機。

【数34】

$$R_1 = \frac{(\alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma^* r_4)}{K_4} \quad 10$$

$$R_3 = \frac{(\nu \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*)}{K_4}$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{K_4}$$

$$K_4 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2 \quad 20$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

$$R_2 = \frac{(\beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu^* \zeta^* r_4)}{K_4}$$

$$R_4 = \frac{(\zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4)}{K_4} \quad 30$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{K_4}$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta \quad 40$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \gamma, \nu, \zeta$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 $\alpha, \beta, \gamma, \nu, \zeta$ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項33】

無線通信システムで送信機により P S K (Phase Shift Keying) 方式で変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

3個の送信アンテナから4個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対して M L 復号化

のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第1及び第2復号器を備えてなり、

前記第1復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて R_1, R_3, R_{13} を計算し、 R_1 に最も近接なシンボル x_1 、 R_3 に最も近接なシンボル x_3 及び R_{13} に最も近接なシンボル x_{13} に対して $x_1^* x_3$ が x_{13} と同じであれば、 x_1 及び x_3 の対を検出し、同じでなければ、 x_{13} と $x_1^* x_3$ との間の角度の1/2である θ_d を計算し、 x_1 から θ_d 範囲の以内にあるシンボルと x_3 から θ_d 範囲の以内にあるシンボルからなるシンボル対を前記候補シンボル対として選択し、

前記第2復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて R_2, R_4, R_{24} を計算し、 R_2 に最も近接なシンボル x_2 、 R_4 に最も近接なシンボル x_4 及び R_{24} に最も近接なシンボル x_{24} に対して $x_2^* x_4$ が x_{24} と同じであれば、 x_2 及び x_4 の対を検出し、同じでなければ、 x_{24} と $x_2^* x_4$ との間の角度の1/2である θ_d' を計算し、 x_2 から θ_d' 範囲の以内にあるシンボルと x_4 から θ_d' 範囲の以内にあるシンボルからなるシンボル対を前記候補シンボル対として選択することを特徴とする受信機。

【数35】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* - \nu^* \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_3 = \nu \gamma r_2^* + \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^*$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2}$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta \nu \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* \nu \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

$$R_2 = \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + \nu^* \gamma^* r_4$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - \nu \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2}$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + \nu \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -\nu \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \gamma, \nu$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 θ_d, θ_d' は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項34】

無線通信システムで送信機により P S K (Phase Shift Keying) 方式で変調され、それ

10

20

30

40

50

それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する受信機において、

4個の送信アンテナから4個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対してML復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出する第1及び第2復号器を備えてなり、

前記第1復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて R_1, R_3, R_{13} を計算し、 R_1 に最も近接なシンボル x_1 、 R_3 に最も近接なシンボル x_3 及び R_{13} に最も近接なシンボル x_{13} に対して $x_1^* x_3$ が x_{13} と同じであれば、 x_1 及び x_3 の対を検出し、同じでなければ、 x_{13} と $x_1^* x_3$ との間の角度の1/2である θ_d を計算し、 x_1 から θ_d 範囲の以内にあるシンボルと x_3 から θ_d 範囲の以内にあるシンボルからなるシンボル対を前記候補シンボル対として選択し、

10

前記第2復号器は、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて R_2, R_4, R_{24} を計算し、 R_2 に最も近接なシンボル x_2 、 R_4 に最も近接なシンボル x_4 及び R_{24} に最も近接なシンボル x_{24} に対して $x_2^* x_4$ が x_{24} と同じであれば、 x_2 及び x_4 の対を検出し、同じでなければ、 x_{24} と $x_2^* x_4$ との間の角度の1/2である θ_d' を計算し、 x_2 から θ_d' 範囲の以内にあるシンボルと x_4 から θ_d' 範囲の以内にあるシンボルからなるシンボル対を前記候補シンボル対として選択することを特徴とする受信機。

【数36】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma r_4$$

20

$$R_3 = \nu \zeta r_2^* + \gamma r_1^* + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

30

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu^* \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

40

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \zeta, \nu, \gamma$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 θ_d, θ_d' は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項35】

多重送信アンテナを用いる少なくとも一つの変調方式で変調された複数のシンボルを送信する方法であって、

前記複数のシンボルが各アンテナと各時間区間で一回ずつ伝送されるように前記複数の

50

シンボルを複数の組合せで構成するステップと、

前記組合せを複数の時間区間の間に送信アンテナに伝えるステップと、含み、

ここで、前記複数の組合せは前記複数の時間区間に対応する行と前記複数の送信アンテナに対応する列とを有する送信符号化行列を形成し、

前記送信符号化行列を形成する前記複数のシンボルそれぞれに反転と共役及び所定の位相値だけ位相回転することのうち少なくともいずれか一つ以上を適用し、前記送信符号化行列を構成し、

前記送信アンテナの個数が4個である場合、

入力される4個のシンボル、前記4個のシンボルの反転シンボル及び前記4個のシンボルの共役シンボルを用いて4個の行と4個の列を有する行列を生成するステップと、

前記少なくとも1個の変調シンボルを所定の位相値だけ位相回転させるステップと、

をさらに含むことを特徴とするシンボル送信方法。

10

【請求項36】

前記符号化器により生成される行列は次の行列のうち、いずれか一つであることを特徴とする請求項35に記載のシンボル送信方法。

【数37】

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & -s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & -s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & -s_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix}$$

20

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルである。)

30

【請求項37】

前記入力されるシンボルがBPSK(Binary Phase Shift Keying)シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_2 の通りであることを特徴とする請求項35に記載のシンボル送信方法。

【数38】

$$U_2 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & js_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -js_4^* & s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & js_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -js_1 & s_2 \end{pmatrix}$$

40

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルである。)

【請求項38】

前記入力されるシンボルがQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_4 の通りであることを特徴とする請求項35に記載のシンボル送信方法。

【数 3 9】

$$U_4 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ * & * & * & * \\ -s_2 & s_1 & -\nu s_4 & \nu s_3 \\ * & * & * & * \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 3 9】

前記 ν は $e^{-j2\pi/3}$ であることを特徴とする請求項 3 8 に記載のシンボル送信方法。

10

【請求項 4 0】

前記入力されるシンボルが 8 P S K (8-ary Phase Shift Keying) シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_6 の通りであることを特徴とする請求項 3 5 に記載のシンボル送信方法。

【数 4 0】

$$U_6 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ * & * & * & * \\ -s_2 & s_1 & -\nu s_4 & \nu s_3 \\ * & * & * & * \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

20

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 4 1】

前記 ν は $e^{-j5\pi/6}$ であることを特徴とする請求項 4 0 に記載のシンボル送信方法。

【請求項 4 2】

前記入力されるシンボルが 1 6 Q A M (16-ary Quadrature Amplitude Modulation) シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_8 の通りであることを特徴とする請求項 3 5 に記載のシンボル送信方法。

30

【数 4 1】

$$U_8 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ * & * & * & * \\ -s_2 & s_1 & -\nu s_4 & \nu s_3 \\ * & * & * & * \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

40

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 4 3】

前記 ν は $e^{-j5\pi/12}$ であることを特徴とする請求項 4 2 に記載のシンボル送信方法。

【請求項 4 4】

前記入力されるシンボルが 6 4 Q A M (64-ary Quadrature Amplitude Modulation) シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_{10} の通りであることを特徴とする請求項 3 5 に記載のシンボル送信方法。

【数 4 2】

$$U_{10} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -\nu s_4^* & \nu s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

10

【請求項 4 5】

前記 $e^{-j\pi/4}$ であることを特徴とする請求項 4 4 に記載のシンボル送信方法。

【請求項 4 6】

多重送信アンテナを用いる少なくとも一つの変調方式で変調された複数のシンボルを送信する方法であって、

前記複数のシンボルが各アンテナと各時間区間で一回ずつ伝送されるように前記複数のシンボルを複数の組合せで構成するステップと、

前記組合せを複数の時間区間の間に送信アンテナに伝えるステップと、含み、

ここで、前記複数の組合せは前記複数の時間区間に対応する行と前記複数の送信アンテナに対応する列とを有する送信符号化行列を形成し、

20

前記送信符号化行列を形成する前記複数のシンボルそれぞれに反転と共役及び所定の位相値だけ位相回転することのうち少なくともいずれか一つ以上を適用し、前記送信符号化行列を構成し、

前記送信アンテナの数が 3 個である場合、入力される 4 個のシンボル、前記 4 個のシンボルの反転シンボル及び前記 4 個のシンボルの共役シンボルを用いて 4 個の行と 4 個の列を有する送信符号化行列を生成するステップと、

前記 4 個の行と 4 個の列を有する送信符号化行列で、2 個の列を選択して新たな一つの列に置き換えるようにするステップとを、さらに含むことを特徴とするシンボル送信方法

。

【請求項 4 7】

30

前記符号化器により生成される行列は下記の行列のうち、いずれか一つであることを特徴とする請求項 4 6 に記載のシンボル送信方法。

【数 4 3】

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & -s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & -s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & -s_3 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & -s_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3 & s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & s_1 \end{bmatrix}$$

40

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルである。)

【請求項 4 8】

前記入力されるシンボルが BPSK シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U

50

1の通りであることを特徴とする請求項46に記載のシンボル送信方法。

【数44】

$$U_1 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + js_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - js_4^*}{\sqrt{2}} & s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + js_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - js_1}{\sqrt{2}} & s_2 \end{pmatrix}$$

10

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルである。)

【請求項49】

前記入力されるシンボルがQPSKシンボルである場合、前記送信符号化行列は次のU₃の通りであることを特徴とする請求項46に記載のシンボル送信方法。

【数45】

$$U_3 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

20

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

30

【請求項50】

前記 ν は $e^{-j2\pi/3}$ であることを特徴とする請求項49に記載のシンボル送信方法。

【請求項51】

前記入力されるシンボルが8PSKシンボルである場合、前記送信符号化行列は次のU₅の通りであることを特徴とする請求項46に記載のシンボル送信方法。

【数46】

$$U_5 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

40

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項52】

50

前記 は $e^{-j5} / 6$ であることを特徴とする請求項 5 1 に記載のシンボル送信方法。

【請求項 5 3】

前記入力されるシンボルが 1 6 Q A M シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_7 の通りであることを特徴とする請求項 4 6 に記載のシンボル送信方法。

【数 4 7】

$$U_7 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix} \quad 10$$

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 5 4】

前記 は $e^{-j5} / 12$ であることを特徴とする請求項 5 3 に記載のシンボル送信方法。

20

【請求項 5 5】

前記入力されるシンボルが 6 4 Q A M シンボルである場合、前記送信符号化行列は次の U_9 の通りであることを特徴とする請求項 4 6 に記載のシンボル送信方法。

【数 4 8】

$$U_9 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix} \quad 30$$

(ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は前記入力されるシンボルであり、 ν は前記位相値である。)

【請求項 5 6】

前記 は $e^{-j7} / 48$ であることを特徴とする請求項 5 5 に記載のシンボル送信方法。

40

【請求項 5 7】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

3 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して M L (maximum likelihood) 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと

前記変調シンボルが B P S K シンボルからなる場合、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算するステップと、

50

【数 4 9】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2$$

及び

【数 5 0】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2$$

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出するステップと、含むことを特徴とするシンボル受信方法。

10

【数 5 1】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* + j\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_3 = \gamma r_2^* - j\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^*$$

$$R_{13} = \frac{j(C_1 + C_3)}{2}$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta \sqrt{2} - \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = j\gamma^* \beta \sqrt{2} - j\gamma \beta^* \sqrt{2}$$

$$R_2 = \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + j\beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + \gamma^* r_4$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - j\beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4^*$$

$$R_{24} = \frac{j(C_2 + C_4)}{2}$$

$$C_2 = \alpha \beta^* \sqrt{2} + \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = j\gamma \beta^* \sqrt{2} - j\gamma^* \beta \sqrt{2}$$

(ここで、前記 C_1, C_3 は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号である。)

40

【請求項 5 8】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

3 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して ML 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

前記変調シンボルが QPSK 又は 8PSK シンボルからなる場合、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算するステップと、

50

【数 5 2】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2$$

及び

【数 5 3】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2$$

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出するステップと、を含むことを特徴とするシンボル受信方法。

10

【数 5 4】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2 + \gamma r_3 - \nu^* \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_3 = \nu \gamma r_2 + \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^*$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2}$$

20

$$C_1 = -\alpha^* \beta \nu \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* \nu \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

$$R_2 = \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + \nu^* \gamma^* r_4$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - \nu \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

30

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2}$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + \nu \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -\nu \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

40

(ここで、前記 C_1, C_2, C_3, C_4 は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 R_{13}, R_{24} は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 5 9】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

3 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して ML 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

50

前記変調シンボルが16QAM又は64QAMシンボルからなる場合、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算するステップと、

【数55】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2 - |x_1|^2 |x_3|^2$$

及び

【数56】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2 - |x_2|^2 |x_4|^2$$

10

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出するステップと、を含むことを特徴とするシンボル受信方法。

【数 5 7】

$$R_1 = \frac{\left(\alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* - v^* \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_3 = \frac{\left(v \gamma r_2^* + \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* \right)}{K_3}$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2K_3}$$

$$K_3 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta v \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* v \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

$$R_2 = \frac{\left(\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + v^* \gamma^* r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_4 = \frac{\left(\gamma^* r_1 - v \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2K_3}$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + v \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -v \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

(ここで、前記 $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 α, β, γ, v は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 6 0】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

4 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して M L 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

前記変調シンボルが B P S K シンボルからなる場合、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算するステップと、

10

20

30

40

【数 5 8】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2$$

及び

【数 5 9】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2$$

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出するステップと、を含むこと
を特徴とするシンボル受信方法。

10

【数 6 0】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* + j\gamma^* r_4$$

$$R_3 = \zeta r_2^* - j\gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = j\alpha^* \gamma + j\alpha\gamma^*$$

$$C_3 = \zeta^* \beta - \zeta \beta^*$$

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + j\gamma r_3^* + \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - j\gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = \zeta \beta^* - \zeta^* \beta$$

$$C_4 = -j\alpha\gamma^* - j\gamma\alpha^*$$

20

30

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \zeta, \gamma$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号である。)

【請求項 6 1】

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

4 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して ML 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

前記変調シンボルが QPSK 又は 8PSK シンボルからなる場合、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算するステップと、

40

【数 6 1】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2$$

及び

【数 6 2】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2$$

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出するステップと、を含むこと
を特徴とするシンボル受信方法。

10

【数 6 3】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma^* r_4$$

$$R_3 = \nu \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu^* \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

20

30

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \zeta, \nu, \gamma$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 $\alpha, \beta, \zeta, \nu, \gamma$ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 6 2】

40

無線通信システムで送信機によりそれぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって

4 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対に対して ML 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

前記変調シンボルが 16QAM 又は 64QAM シンボルからなる場合、前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算するステップと、

【数 6 4】

$$|\mathbf{R}_1 - \mathbf{x}_1|^2 + |\mathbf{R}_3 - \mathbf{x}_3|^2 + |\mathbf{R}_{13} - \mathbf{x}_1^* \mathbf{x}_3|^2 - |\mathbf{x}_1|^2 |\mathbf{x}_3|^2$$

及び

【数 6 5】

$$|\mathbf{R}_2 - \mathbf{x}_2|^2 + |\mathbf{R}_4 - \mathbf{x}_4|^2 + |\mathbf{R}_{24} - \mathbf{x}_2^* \mathbf{x}_4|^2 - |\mathbf{x}_2|^2 |\mathbf{x}_4|^2$$

10

を最小化するシンボル対 (x_1, x_3) と (x_2, x_4) をそれぞれ検出するステップと、を含むことを特徴とするシンボル受信方法。

【数 6 6】

$$R_1 = \frac{(\alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma^* r_4)}{K_4}$$

$$R_3 = \frac{(\nu \zeta^* r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*)}{K_4}$$

20

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{K_4}$$

$$K_4 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

30

$$R_2 = \frac{(\beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu^* \zeta^* r_4)}{K_4}$$

$$R_4 = \frac{(\zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4)}{K_4}$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{K_4}$$

40

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \gamma, \nu, \zeta$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 ν, ζ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

50

【請求項 6 3】

無線通信システムで送信機により P S K (Phase Shift Keying)方式で変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

3個の送信アンテナから4個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対してML復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、可能なすべてのシンボル x_1 と $R_3 + x_1 R_{13}$ に最も近接なシンボル x_3 、可能なすべてのシンボル x_2 と $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接なシンボル x_4 からなる各シンボル対を前記候補シンボル対としてそれぞれ選択するステップと、を含むことを特徴とするシンボル受信方法。

10

【数 6 7】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* - \nu^* \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_4^*$$

$$R_3 = \nu \gamma r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^*$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2}$$

20

$$C_1 = -\alpha^* \beta \nu \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* \nu \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

$$R_2 = \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + \nu^* \gamma^* r_4^*$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - \nu \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4^*$$

30

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2}$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + \nu \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -\nu \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

40

(ここで、前記 $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 C_1, C_3, C_2, C_4 は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 6 4】

無線通信システムで送信機により Q A M (Quadrature Amplitude Modulation)方式で変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

3個の送信アンテナから4個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対してML復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

50

前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、可能なすべてのシンボル x_1 と $R_3 + x_1 R_{13}$ に最も近接なシンボル x_3 、可能なすべてのシンボル x_2 と $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接なシンボル x_4 からなる各シンボル対を前記候補シンボル対としてそれぞれ選択するステップと、を含むことを特徴とするシンボル受信方法。

【数 6 8】

$$R_1 = \frac{\left(\alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* - \nu^* \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4^* \right)}{K_3} \quad 10$$

$$R_3 = \frac{\left(\nu \gamma r_2^* + \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* \right)}{K_3}$$

$$R_{13} = \frac{(C_1 + C_3)}{2K_3} \quad 20$$

$$K_3 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta \nu \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* \nu \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

$$R_2 = \frac{\left(\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + \nu^* \gamma^* r_4 \right)}{K_3} \quad 30$$

$$R_4 = \frac{\left(\gamma^* r_1 - \nu \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_{24} = \frac{(C_2 + C_4)}{2K_3} \quad 40$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + \nu \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -\nu \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \gamma, \nu$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 $\alpha, \beta, \gamma, \nu$ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 6 5】

無線通信システムで送信機により P S K (Phase Shift Keying) 方式で変調され、それ 50

それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

4個の送信アンテナから4個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対してML復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと

前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、可能なすべてのシンボル x_1 と $R_3 + x_1 R_{13}$ に最も近接なシンボル x_3 、可能なすべてのシンボル x_2 と $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接なシンボル x_4 からなる各シンボル対を前記候補シンボル対としてそれぞれ選択するステップと、を含むことを特徴とするシンボル受信方法。

10

【数69】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - v^* \gamma^* r_4$$

$$R_3 = v \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma v + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* v - \zeta^* \beta$$

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + v^* \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - v \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + v \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -v \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

20

30

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \zeta, v, \gamma$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 $\alpha, \beta, \zeta, v, \gamma$ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項66】

無線通信システムで送信機によりQAM(Quadrature Amplitude Modulation)方式で変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

4個の送信アンテナから4個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対してML復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて $R_1, R_3, R_{13}, R_2, R_4, R_{24}$ を計算し、可能なすべてのシンボル x_1 と $R_3 + x_1 R_{13}$ に最も近接なシンボル x_3 、可能なすべてのシンボル x_2 と $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接なシンボル x_4 からなる各シンボル対を前記候補シンボル対としてそれぞれ選択するステップと、を含むことを特徴とす

40

50

るシンボル受信方法。

【数 7 0】

$$R_1 = \frac{(\alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma^* r_4)}{K_4}$$

$$R_3 = \frac{(\nu \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*)}{K_4}$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{K_4}$$

$$K_4 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

$$R_2 = \frac{(\beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu^* \zeta^* r_4)}{K_4}$$

$$R_4 = \frac{(\zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4)}{K_4}$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{K_4}$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \gamma, \zeta, \nu$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 $\alpha, \beta, \gamma, \zeta, \nu$ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【請求項 6 7】

無線通信システムで送信機により P S K (Phase Shift Keying) 方式で変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

3 個の送信アンテナから 4 個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対して M L 復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて R_1, R_3, R_{13} を計算し、 R_1 に最も近接なシンボル x_1 、 R_3 に最も近接なシンボル x_3 及び R_{13} に最も近接なシンボル x_{13} に対して $x_1^* x_3$ が x_{13} と同じであれば、 x_1 及び x_3 の対を検出し、同じでなければ、 x_{13} と $x_1^* x_3$ との間の角度の 1/2 である θ_d を計算し、 x_1 から θ_d 範囲の以内にあ

10

20

30

40

50

るシンボルと x_3 から θ_d 範囲の以内にあるシンボルからなるシンボル対を前記候補シンボル対として選択するステップと、

前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて R_2, R_4, R_{24} を計算し、 R_2 に最も近接なシンボル x_2 、 R_4 に最も近接なシンボル x_4 及び R_{24} に最も近接なシンボル x_{24} に対して $x_2^* x_4$ が x_{24} と同じであれば、 x_2 及び x_4 の対を検出し、同じでなければ、 x_{24} と $x_2^* x_4$ との間の角度の1/2である θ_d' を計算し、 x_2 から θ_d' 範囲の以内にあるシンボルと x_4 から θ_d' 範囲の以内にあるシンボルからなるシンボル対を前記候補シンボル対として選択するステップと、を含むことを特徴とするシンボル受信方法。

【数71】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* - \nu^* \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_4^* \quad 10$$

$$R_3 = \nu \gamma r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^*$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2} \quad 20$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta \nu \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* \nu \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

$$R_2 = \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + \nu^* \gamma^* r_4^*$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - \nu \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4^* \quad 30$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2}$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + \nu \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -\nu \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \gamma, \nu$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 θ_d は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。) 40

【請求項68】

無線通信システムで送信機によりP S K (Phase Shift Keying)方式で変調され、それぞれ一回ずつ位相回転されて送信された変調シンボルを受信する方法であって、

4個の送信アンテナから4個の時間区間の間に受信アンテナで受信された信号と前記送信アンテナから前記受信アンテナへのチャンネル利得とを用いて可能なすべてのシンボル対のうち、候補シンボル対を選択し、前記選択された候補シンボル対に対してML復号化のためのメトリック値を最小化する一つのシンボル対をそれぞれ検出するステップと、

前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて R_1, R_3, R_{13} を計算し、 R_1 に最も近接なシンボル x_1 、 R_3 に最も近接なシンボル x_3 及び R_{13} に最も近接なシンボル x_{13} に対して $x_1^* x_3$ が x_{13} と同じであれば、 x_1 及び x_3 の対を検出し、同じでなけ 50

れば、 x_{13} と $x_1^*x_3$ との間の角度の1/2である θ_d を計算し、 x_1 から θ_d 範囲の以内にあるシンボルと x_3 から θ_d 範囲の以内にあるシンボルからなるシンボル対を前記候補シンボル対として選択するステップと、

前記受信信号と前記チャンネル利得を用いて以下の数式に応じて R_2, R_4, R_{24} を計算し、 R_2 に最も近接なシンボル x_2 、 R_4 に最も近接なシンボル x_4 及び R_{24} に最も近接なシンボル x_{24} に対して $x_2^*x_4$ が x_{24} と同じであれば、 x_2 及び x_4 の対を検出し、同じでなければ、 x_{24} と $x_2^*x_4$ との間の角度の1/2である θ_d' を計算し、 x_2 から θ_d' 範囲の以内にあるシンボルと x_4 から θ_d' 範囲の以内にあるシンボルからなるシンボル対を前記候補シンボル対として選択するステップと、を含むことを特徴とするシンボル受信方法。

【数72】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma^* r_4$$

$$R_3 = \nu \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu^* \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

(ここで、前記 $\alpha, \beta, \zeta, \nu$ は前記チャンネル利得であり、前記 $r_1 \sim r_4$ は前記受信信号であり、前記 γ は送信機によるシンボルの位相回転に使用した位相値である。)

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は無線通信システムに係り、特に、フェーディング(Fading)による劣化に対応するために送信アンテナダイバシティを使用する送受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

一般的に無線通信システムでフェーディングを緩和させるための効果的な技術の一つは送信ダイバシティ(transmit diversity)である。受信機のチャンネル特性が送信機に知られているというとき、送信ダイバシティのための技術には、Wintersにより提案された交換ダイバシティ(J.H.Winters "Switched diversity with feedback for DPSK mobile radio system", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.32, pp.134-150, Feb. 1983)と、Raleighなどにより提案された多重変形変調/符号化がある(G.G. Raleigh and V.K.Jones, "Multi

10

20

30

40

50

vibrate modulation and coding for wireless communication”, IEEE J. Select. Areas. Commun., vol.17, pp.851-866, May 1999)。

【 0 0 0 3 】

しかし、実際ではチャンネルの移動性と変化により送信機で受信機のチャンネル特性を正確に把握するという事は不可能であるのみならず、チャンネルの状態情報を送信機にフィードバックすることはチャンネルの容量低下を引き起こすため、望ましくない。従って、送信端でチャンネル情報を知らない場合の送信ダイバシティに対する研究が行われてきた。このうち、第1の方式はWittnebenにより提案された(A. Wittneben, “ Base station modulation diversity for digital SIMULCAST ”, in proc. IEEE'VTC, May 1993, pp.505-511)。その他にも、Foschiniなどは多重アンテナのための階層的空間 - 時間構造(layered space-time architecture)を提案した(G.J.Foschini, Jr., “ Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multi-element antennas ”, Bell Labs Tech.J., pp.41-59, Autumn 1996)。さらに、Telatarはガウス雑音(Gaussian noise)が存在する場合、多重アンテナの容量を分析した(E.Telatar, “ Capacity of multi-antenna Gaussian channels ”, AT&T-Bell Laboratories, Internal Tech. Memo., June 1995)。その後、Foschiniなどは多重アンテナチャンネルの停電容量の静的チャンネルについて求めた(G.J.Foschini, Jr.and M.J.Gans, “ On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas ”, Wireless Personal Commun., vol.6, pp 311-335, 1998)。

【 0 0 0 4 】

最近では空間 - 時間符号化(space-time coding)は高速伝送の場合、良好な性能により多くの関心を受けている。Tarokhなどは符号化利得とダイバシティ利得を同時に得る空間 - ブロック格子符号(space-time trellis code)を開示した(V.Tarokh, N.Seshadri, and A.R. Calderbanck, “ Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction ”, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp.744-765, Mar. 1998, and V.Tarokh, A.Naguib, N.Seshadri, A.R.Calderbanck, “ Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths ”, IEEE trans. Inform. Theory, vol. 47, pp.199-207, Feb. 1999)。特に、Tarokhの第二番目の論文に提示された空間 - ブロック格子符号は星状図のサイズとデータ伝送速度、ダイバシティ利得及び格子の複雑度の側面で最良の交換(trade off)技術を提供する。

【 0 0 0 5 】

しかし、上述した技術は送信アンテナの個数が固定されるとき、伝送速度に指数的に比例して複雑度が増加し、これにより、送信アンテナの個数が増えたり、帯域幅の効率が高まる場合は活用が望ましくない。

【 0 0 0 6 】

かかる問題点を解決するための空間 - 時間ブロック符号がAlamoutiとTarokhにより開示された(S.M.Alamouti, “ A simple transmit diversity technique for wireless communications ”, IEEE J. Select Areas Commun., vol.16, pp.1451-1458, Oct. 1998)(V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R.Calderbank, “ Space-time block codes from orthogonal designs ”, IEEE Trans. Inform. Theory, vol.45, pp.1456-1467, July 1999)。このような空間 - 時間ブロック符号は多重送信アンテナから送信される信号に時/空間的な連関(correlation)を生成してダイバシティ離隔を得るのみならず、符号化されないシステムに比べて符号化利得をさらに得ることができる。このような空間 - 時間ブロック符号は送/受信方式が簡単な長所はあるが、送信行列の各列が直交すべきであるという条件のため、3個以上のアンテナを通じて複素シンボルを伝送する場合、伝送率の損失無しにすべての可能なダイバシティ利得を得ることはできない。

【 0 0 0 7 】

図1は従来技術による空間 - 時間ブロック符号を使用する送信機の構成を示したブロック図である。示したように、直/並列変換機(Serial to Parallel Converter:S/P Conve

10

20

30

40

50

ter) 10、符号化器 20 及び N 個の送信アンテナ (30-1, 30-2, ... 30-N) で構成されている。

図 1 を参照すれば、前記直/並列変換機 10 は所定の情報ソース(図示せず)から入力されるシンボルを N 個ずつグルーピングして一つのブロックのシンボルを構成して前記符号化器 20 に提供する。前記符号化器 20 は前記 N 個のシンボルを用いて所定数の組合せを構成して該当時間区間の間に前記 N 個の送信アンテナ (30-1, 30-2, ... 30-N) に伝える。

【 0 0 0 8 】

図 2 は従来の技術に応じて図 1 の送信機から送信された信号を受信する受信機の構成を示したブロック図である。示したように、M 個の受信アンテナ (40-1, 40-2, ... 40-M)、チャンネル推定器 50、多重チャンネルシンボル配列器 60 及び復号器 70 で構成される。

10

図 2 を参照すれば、前記チャンネル推定器 50 は送信アンテナ (30-1 ~ 30-N) から受信アンテナ (40-1 ~ 40-M) へのチャンネル利得を示すチャンネル係数を推定し、前記多重チャンネルシンボル配列器 60 は前記受信アンテナ (40-1 ~ 40-M) から受信されたシンボルを集めて前記復号器 70 に提供する。前記復号器 70 は前記受信シンボルに前記チャンネル係数を乗算した推定シンボルを用いて可能なすべてのシンボルに対する決定統計量(decision statistic)を計算した後、臨界値検出(threshold detection)により所望のシンボルを検出する。

図 1 及び図 2 のように構成される通信システムで受信信号は下記の数 1 のように表現される。

【 0 0 0 9 】

20

【 数 1 】

$$r_{t,j} = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^N a_{i,j} c_{i,t} + n_{t,j}$$

.....(1)

【 0 0 1 0 】

ここで、t は毎時間区間(すなわち、フレーム)を区別する時間スロットインデックスであり、j は受信アンテナを区別するインデックスであり、i は送信アンテナを区別するインデックスであり、k は毎時間区間内の時間インデックスである。r_{t,j} は t 番目のフレームで j 番目の受信アンテナで受信された信号を示し、c_{i,t} は i 番目の送信アンテナを通じて t 番目の時間に送信されたシンボルを示す。a_{i,j} は i 番目の送信アンテナと j 番目の受信アンテナとの間のチャンネル利得であり、n_{t,j} は t 番目のフレームで j 番目の受信アンテナで受信された雑音である。

30

【 0 0 1 1 】

送信信号が独立的なレイリーフェーディング(rayleigh fading)を経験するということき、前記 a_{i,j} は平均が 0 であり、分散が次元当たり 0.5 である独立的な複素ガウスとしてモデリングされ、雑音 n_{t,j} は平均が 0 であり、分散が次元当たり N₀/2 である独立的な複素ガウスとしてモデリングされる。

40

【 0 0 1 2 】

上述した構成の通信システムで最適の空間 - 時間ブロック符号はエラー行列の最小符号化利得を最大化するように決められるべきである。ここで、エラー行列とは受信機で誤検出されたシンボルと元の送信シンボルとの差を行列の形態に配列したものをいい、最小符号化利得はエラー行列のすべての固有値の積をいう。

【 0 0 1 3 】

例えば、送信アンテナの数が 2 個であり、受信アンテナの数が M 個というとき、送信機は伝送しようとする b 個のビットを 2^b 個の複素シンボルのうち、一つにマッピングさせる信号星状図(signal constellation)を用いて入力ビットにマッピングされるシンボルを生成し、生成されたシンボルを二つずつグルーピングして一つのブロックを構成し、前記

50

2個のシンボルを用いて2個の組合せを構成して2個の時間区間の間に2個の送信アンテナに伝える。前記伝送シンボルは以下の数2のような 2×2 の符号化行列として表現が可能である。

【0014】

【数2】

$$S = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$$

.....(2)

10

【0015】

ここで、*は共役(conjugate)を示し、 s_1, s_2 は伝送しようとする2個のシンボルを示す。

より具体的に説明すると、1番目の時間区間で1番目のアンテナを通じて s_1 、2番目のアンテナを通じて s_2 が送信され、2番目の時間区間では1番目のアンテナを通じて $-s_2^*$ 、2番目のアンテナを通じて s_1^* が送信される。すなわち、前記数2に示した符号化行列の行(row)は同じ時間区間の間に送信されるシンボルを示し、列(column)は同じ送信アンテナを通じて送信されるシンボルを示す。このように符号化行列を使用する方式はAlamouti schemeとして知られており、これは空間-時間ブロック符号の一種である。

20

【0016】

空間-時間ブロック符号の復号化にはML(Maximum Likelihood)復号化が利用され、これは可能なすべての種類のシンボル対(s_1, s_2)、次の数3のような決定メトリック(decision metric)を最小化するシンボル対を選択することにより達成される。

【0017】

【数3】

$$\sum_{m=1}^M (|r_{1,m} - a_{1,m}s_1 - a_{2,m}s_2|^2 + |a_{1,m}s_2^* - a_{2,m}s_1^*|^2)$$

.....(3)

30

【0018】

数3は次の数4のように再配列されることができる。

【0019】

【数4】

$$- \sum_{m=1}^M [r_{1,m}a_{1,m}^*s_1^* + r_{1,m}^*a_{1,m}s_1 + r_{2,m}a_{2,m}^*s_1^* + r_{2,m}^*a_{2,m}s_1] + |s_1|^2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^2 |a_{n,m}|^2$$

.....(4)

40

【0020】

数4で1番目のメトリックは s_1 のみに係り、2番目のメトリックは s_2 のみに係る。数3を最小化することは前記二つのメトリックをそれぞれ最小化することと同じである。これは数4の二つのメトリックが互いに独立的であるからだ。かかる特性を用いると、復号器を前記1番目のメトリックを最小化して s_1 を求める部分と前記2番目のメトリックを最小化して s_2 を求める部分に分離して具現することにより、復号器の設計を簡単に行うことができる。

さらに、前記メトリックのうち、シンボルに関与しない部分を取り除くと、ML復号化

50

は下記の数5のような復号化メトリックを最小化することと同じである。

【0021】

【数5】

$$\left| \left[\sum_{m=1}^M (r_{1,m} a_{1,m}^* + r_{2,m}^* a_{2,m}) \right] - s_1 \right|^2 + \left(-1 + \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^2 |a_{n,m}|^2 \right) |s_1|^2$$

$$\left| \left[\sum_{m=1}^M (r_{1,m} a_{2,m}^* + r_{2,m}^* a_{1,m}) \right] - s_2 \right|^2 + \left(-1 + \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^2 |a_{n,m}|^2 \right) |s_2|^2$$

.....(5)

10

【0022】

上述したように、空間-時間ブロック符号は簡単な符号化/復号化を通じて具現が可能であり、2M倍のダイバシティ利得を得ることができる。これにより、WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access)、IS (International Standard)-136 などのような各種の標準で使用されている。

【0023】

前記空間-時間ブロック符号の長所を得るためには送信符号化行列の列が常時直交すべきである。上述した空間-時間ブロック符号技術は2個の送信アンテナを通じて複素シンボル (complex symbols) を伝送しても伝送率を損失せず、送信アンテナの個数と同じ、すなわち、最大ダイバシティ次数 (diversity order) を得る。これを拡張すると、2個以上の送信アンテナを使用しながら相互直交の列を有する行列形態の空間-時間ブロック符号を用いて最大ダイバシティ次数を得ることができる。2個以上の送信アンテナに適用可能な送信符号化行列の例は下記の数6に示した。

20

【0024】

【数6】

$$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 \\ s_3^* & 0 & -s_1^* \\ 0 & s_3^* & -s_2^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & s_3 \\ s_3^* & 0 & -s_1^* & s_2 \\ 0 & s_3^* & -s_2^* & -s_1 \end{pmatrix}$$

30

.....(6)

【0025】

上述した送信符号化行列を使用するTarokhなどにより提案された技術は2個以上の送信アンテナが使用される場合、伝送率が0.75又は0.5の比率に減る問題点があるため、高速のデータ伝送が必要な実際の通信に適用しにくいという問題点がある。

40

【非特許文献1】J.H.Winters "Switched diversity with feedback for DPSK mobile radio system", IEEE Trans. Veh.Technol., vol.32, pp.134-150, Feb. 1983)

【非特許文献2】G.G. Raleigh and V.K.Jones, "Multivibrate modulation and coding for wireless communication", IEEE J.Select.Areas.Commun., vol.17, pp.851-866, May 1999

【非特許文献3】A. Wittneben, "Base station modulation diversity for digital SIM ULCAST", in proc.IEEE VTC, May 1993, pp.505-511)

【非特許文献4】G.J.Foschini, Jr., "Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multi-element antennas", Bell

50

Labs Tech.J., pp.41-59, Autumn 1996

【非特許文献5】E.Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", AT&T-Bell Laboratories, Internal Tech. Memo., June 1995

【非特許文献6】G.J.Foschini, Jr.and M.J.Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Commun., vol.6,pp 311-335, 1998

【非特許文献7】V.Tarokh, N.Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp.744-765, Mar. 1998, and V.Tarokh, A.Naguib, N.Seshadri, A.R.Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths", IEEE trans. Inform. Theory, vol. 47, pp.199-207, Feb. 1999

【非特許文献8】S.M.Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select Areas Commun., vol.16, pp.1451-1458, Oct. 1998

【非特許文献9】V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R.Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs", IEEE Trans. Inform. Theory, vol.45, pp.1456-1467, July 1999

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0026】

従って、前記問題点を解決するための本発明の目的は、3個以上の送信アンテナを使用する通信システムで最大伝送率と最大ダイバシティ利得を得ることのできる送信ダイバシティ装置を提供することにある。

本発明の他の目的は、3個以上の送信アンテナを使用する通信システムで簡単な符号化と復号化構造を用いて最大ダイバシティ利得を得ることのできる送信ダイバシティ装置を提供することにある。

さらに、本発明の他の目的は、3個以上の送信アンテナを用いて複素シンボルを伝送する通信システムで最大ダイバシティ利得を得ることのできる送信ダイバシティ装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0027】

本発明の望ましい実施例による送信機は、送信符号化行列の少なくとも2個の列が互いに直交し、ダイバシティ利得が最大となるように、入力されるシンボルに反転及び共役を適用した後、それぞれ一回ずつ位相回転させて伝送することを特徴とする。

本発明の望ましい実施例による受信機は、受信される信号と多重送信アンテナからのチャンネル利得を用いて可能なべきシンボルに対してML(Maximum Likelihood)復号化のためのメトリック値を最小化するシンボルを検出することを特徴とする。

本発明の他の望ましい実施例による受信機は、送信機により伝送された変調シンボルの特徴に応じて可能なすべてのシンボルのうち、候補シンボルを選択し、前記選択された候補シンボルに対してメトリック値を最小化するシンボルを検出することを特徴とする。

【発明の効果】

【0028】

上述したように、本発明によれば、3個以上の送信アンテナを使用する空間-時間ブロック符号で最大のダイバシティ利得を得ることができ、伝送シンボルを検出する復号器の構造を簡単にしてデータ処理速度を向上させ、受信機の構造を簡単にしてシステムの開発費用の制約も可能である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0029】

以下、本発明の好ましい実施例を添付図面に参照して詳細に説明する。下記の説明において、本発明の要旨のみを明瞭にする目的で、関連した公知機能又は構成に関する具体的な説明は省略する。

本発明では、3個以上のアンテナのための空間-時間ブロック符号を使用する通信システムで送信符号化行列の少なくとも2個以上の列が互いに直交するようにし、最大のダイバシティ利得を得るための簡単な符号化及び復号化構造を提供する。

【0030】

(送信：符号化)

送信機は入力される所定個数のシンボルから所定個数のシンボル組合せを構成した後、前記構成されたシンボル組合せを各々の行とする行列を構成する。ここで、送信機は伝送しようとするシンボルの生成に使用された変調方式及びアンテナの個数に応じて前記行列を構成して時間tにはt番目の行のシンボルを、アンテナnを通じてはn番目の列のシンボルを送信する。

10

【0031】

前記変調方式としてはBPSK(Binary Phase Shift Keying)、QPSK(Quadrature PSK)、8PSK(8-ary PSK)、16QAM(16-ary Quadrature Amplitude Modulation)及び64QAM(64-ary QAM)があり、3個又は4個のアンテナが使用される。

【0032】

前記シンボル組合せは二つ以上の列が互いに直交するように伝送しようとするシンボル(s)、前記シンボルの反転(-s)及び前記シンボルの共役(s*)で構成される。より詳細に説明すると、4個の送信アンテナを使用する場合、送信機は4個のシンボルを用いて4x4の行列を構成して4個の時間区間の間に伝送する。前記4x4の行列はそれぞれ下記の数7のような4個の2x2行列として表現される。

20

【0033】

【数7】

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

.....(7)

30

【0034】

前記2x2行列はAlamouti schemeで構成されるべきであるが、これを満足する4x4行列の種類は24個であり、その一部を次の数8に示す。

【0035】

【数8】

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3^* & s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3^* & s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & -s_1 \end{bmatrix}$$

40

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3^* & s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3^* & s_4^* \\ s_2^* & -s_1^* & -s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2^* \\ s_4^* & -s_3^* & s_2 & s_1 \end{bmatrix}$$

.....(8)

【0036】

50

ここで、 s_1, s_2, s_3, s_4 は伝送しようとする4個のシンボルである。

このように配列されたシンボルの一部は送信アンテナで伝送されるまえに所定の位相値だけ回転される。前記位相値はダイバシティ利得を最大化するようにエラー行列の最小符号化利得に応じて決定される。ここで、エラー行列とは受信機で誤検出されたシンボルと元の送信シンボルとの差を行列の形態に配列したものであり、最小符号化利得はエラー行列のすべての固有値の積をいう。

【0037】

位相回転は伝送される3個又は4個のすべてのシンボルに対してそれぞれ一回ずつ適用され、各々のAlamouti 2x2行列の列が互いに依然として直交するように適用されるべきである。かかる性質を満足する位相回転方式は16種類があり、前記数8に示した1番目の行列に対して可能なすべての位相回転行列を示すと、下記の数9の通りである。

10

【0038】

【数9】

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & vs_3 & vs_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -vs_2 & vs_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & vs_4 & -vs_3 \\ s_3 & s_4 & -vs_1 & -vs_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & vs_3 & vs_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -vs_2 & vs_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & vs_4 & -vs_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -vs_2 & vs_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} vs_1 & vs_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ vs_3 & vs_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} vs_1 & vs_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ vs_4 & -vs_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ vs_2 & -vs_1 & s_4 & -s_3 \\ vs_3 & vs_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ vs_2 & -vs_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ vs_4 & -vs_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix}$$

20

$$\begin{bmatrix} vs_1 & vs_2 & vs_3 & vs_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} vs_1 & vs_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & vs_4 & -vs_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & vs_3 & vs_4 \\ vs_2 & -vs_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ vs_2 & -vs_1 & vs_4 & -vs_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix}$$

30

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ vs_3 & vs_4 & -vs_1 & -vs_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -vs_1 & -vs_2 \\ vs_4 & -vs_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ vs_3 & vs_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & -vs_2 & vs_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ vs_4 & -vs_3 & -vs_2 & vs_1 \end{bmatrix}$$

.....(9)

【0039】

上述したように伝送される4個のシンボル s_1, s_2, s_3, s_4 の各々は特定時間区間で一回ずつだけ位相回転された。このように位相回転された行列は送信符号化行列と称すると、本発明により生成されうる4x4送信符号化行列の総数は $2^4 * 16$ 個、すなわち、384個となる。

40

【0040】

図3は本発明の一実施例に応じて数9の1番目のラインに示した送信符号化行列のうち、いずれか一つを4個の送信アンテナを通じて伝送する送信機の構成を示したブロック図であり、示したように、直/並列変換機110、符号化器120、位相回転器130a, 130b及び4個の送信アンテナ140a, 140b, 140c, 140dで構成される。

【0041】

図3を参照すれば、前記直/並列変換機110は入力される4個のシンボル s_1, s_2, s_3

50

, s_4 を一つのブロックとしてグルーピングして前記符号化器 120 に提供する。前記符号化器 120 は前記一つのブロックのシンボルを用いて前記数 8 の 1 番目の行列を構成して出力する。具体的には前記符号化器 120 はそれぞれ 4 個のシンボルを含む 4 個の組合せを生成し、前記組合せを 4 個の時間区間の間にそれぞれ出力する。ここで、前記 4 個の組合せは前記行列の 4 個の行に対応し、入力される複数のシンボルは各アンテナと各時間区間で一回ずつ伝送される。

【0042】

前記位相回転器 130 a, 130 b は前記符号化器 120 から出力される 4 列のシンボルのうち、2 列のシンボルを選択的にだけ位相回転させる。具体的には前記数 9 の 1 番目の送信符号化行列が使用される場合、前記位相回転器 130 a, 130 b は 1 番目の時間区間と 3 番目の時間区間で入力シンボルをだけ回転させ、残りの時間区間では入力シンボルをバイパスさせる。前記符号化器 120 から出力されるか、位相回転器 130 a, 130 b を通過したシンボルは前記送信アンテナ 140 a ~ 140 d を通じて受信機に伝送される。

10

【0043】

前記符号化器 120 と前記位相回転器 130 a, 130 b は送信符号化行列生成器としての機能を行う。ここでは、2 個の位相回転器 130 a, 130 b を含む送信符号化行列生成器の構成を示したが、他の送信符号化行列が使用される場合、それ以上の位相回転器が該当する送信アンテナと前記符号化器 120 との間に連結されうる。

20

【0044】

3 個の送信アンテナのための 4x3 送信符号化行列は上述した 4x4 送信符号化行列を用いて生成される。すなわち、4x4 送信符号化行列に対して任意に 2 個の列を選択し、前記選択された列の元素を線形結合した元素からなる新たな列を前記 2 個の選択された列の代わりに挿入すると、4x3 送信符号化行列となる。4 個の列のうち、2 個を選択する方法は 6 種 (${}_4C_2$) が存在するため、前記数 8 に示した 1 番目の送信符号化行列を用いて生成した 4x3 送信符号化行列を示すと、次の数 10 の通りである。

【0045】

【数 10】

$$\begin{bmatrix} (s_1 + s_2)/\sqrt{2} & s_3 & s_4 \\ (s_2 - s_1)/\sqrt{2} & s_4 & -s_3 \\ (s_3 + s_4)/\sqrt{2} & -s_1 & -s_2 \\ (s_4 - s_3)/\sqrt{2} & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & (s_2 + s_3)/\sqrt{2} & s_4 \\ s_2 & (-s_1 + s_4)/\sqrt{2} & -s_3 \\ s_3 & (s_4 - s_1)/\sqrt{2} & -s_2 \\ s_4 & (-s_3 - s_2)/\sqrt{2} & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & (s_3 + s_4)/\sqrt{2} \\ s_2 & -s_1 & (s_4 - s_3)/\sqrt{2} \\ s_3 & s_4 & (-s_1 - s_2)/\sqrt{2} \\ s_4 & -s_3 & (s_1 - s_2)/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} (s_1 + s_3)/\sqrt{2} & s_2 & s_4 \\ (s_2 - s_4)/\sqrt{2} & -s_1 & -s_3 \\ (s_3 - s_1)/\sqrt{2} & s_4 & -s_2 \\ (s_4 - s_2)/\sqrt{2} & -s_3 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & (s_2 + s_4)/\sqrt{2} & s_3 \\ s_2 & (-s_1 - s_3)/\sqrt{2} & s_4 \\ s_3 & (s_4 - s_2)/\sqrt{2} & -s_1 \\ s_4 & (-s_3 + s_1)/\sqrt{2} & s_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_2 & s_3 & (s_1 + s_4)/\sqrt{2} \\ -s_1 & s_4 & (s_2 - s_3)/\sqrt{2} \\ s_4 & -s_1 & (s_3 - s_2)/\sqrt{2} \\ -s_3 & -s_2 & (s_4 + s_1)/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

30

40

.....(10)

【0046】

同様に、数 10 の行列には数 9 に示した方式に応じて位相回転が適用される。従って、本発明による 4x3 送信符号化行列の総数は 1728 個となる。

50

【 0 0 4 7 】

図 4 は本発明の一実施例に応じて 3 個の送信アンテナを通じてシンボルを伝送する送信機の構成を示したブロック図であり、示したように、直/並列変換機 2 1 0、符号化器 2 2 0、位相回転器 2 3 0 a、2 3 0 b、列置換機 2 4 0 及び 3 個の送信アンテナ 2 5 0 a、2 5 0 b、2 5 0 c 構成され、ここでは数 9 の 1 番目の送信符号化行列を用いて生成した 4 x 3 送信符号化行列が使用される場合の構成を示した。

【 0 0 4 8 】

図 4 を参照すれば、前記直/並列変換機 2 1 0 は入力される 4 個のシンボル s_1, s_2, s_3, s_4 を一つのブロックにグルーピングして前記符号化器 2 2 0 に提供する。前記符号化器 2 2 0 は前記一つのブロックのシンボルを用いて数 8 の 1 番目の行列を構成して出力する。具体的に前記符号化器 2 2 0 はそれぞれ 4 個のシンボルを含む 4 個の組合せを生成し、前記組合せを 4 個の時間区間の間にそれぞれ出力する。ここで、前記 4 個の組合せは前記行列の 4 個の行に対応し、入力される複数のシンボルは各アンテナと各時間区間で一回ずつ伝送される。

10

【 0 0 4 9 】

前記位相回転器 2 3 0 a、2 3 0 b は前記符号化器 2 2 0 から出力される 4 列のシンボルのうち、2 列のシンボルを選択的に だけ位相回転させる。前記位相回転器 2 3 0 a、2 3 0 b は 1 番目の時間区間と 3 番目の時間区間で入力シンボルを だけ回転させ、残りの時間区間では入力シンボルをバイパスさせる。

【 0 0 5 0 】

前記列置換機 2 4 0 は毎時間区間ごとに前記符号化器 2 2 0 から出力される 2 番目の列のシンボルと前記位相回転器 2 3 0 a から出力されるシンボルを線形結合して送信アンテナ 2 5 0 b に出力する。前記符号化器 2 2 0、前記列置換機 2 4 0 又は前記位相回転器 2 3 0 b を通過したシンボルは前記送信アンテナ 2 5 0 a ~ 2 5 0 c を通じて受信機に伝送される。

20

【 0 0 5 1 】

同様に、前記符号化器 2 2 0、前記位相回転器 2 3 0 a、2 3 0 b 及び前記列置換機 2 4 0 は送信符号化行列の生成器としての機能を行う。ここでは 2 個の位相回転器 2 3 0 a、2 3 0 b と、2 番目及び 3 番目の列出力を結合する列置換機 2 4 0 とを含む送信符号化行列生成器の構成を示したが、他の送信符号化行列が使用される場合、それ以上の位相回転器と列置換機 2 4 0 との他の連結が使用されることができる。

30

【 0 0 5 2 】

以下、変調方式に応じて 3 個又は 4 個のアンテナのための送信符号化行列の好ましい例を次のように開示する。

まず、BPSKシンボルを 3 個と 4 個のアンテナを通じて伝送するために使用される送信符号化行列 U_1 と U_2 の例は下記の数 1 1 の通りである。

【 0 0 5 3 】

【数 1 1】

$$U_1 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + js_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - js_4^*}{\sqrt{2}} & s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + js_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - js_1}{\sqrt{2}} & s_2 \end{pmatrix}$$

10

$$U_2 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & js_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -js_4^* & s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & js_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -js_1 & s_2 \end{pmatrix}$$

20

.....(11)

【0054】

次に、QPSKシンボルを3個と4個のアンテナを通じて伝送するために使用される送信符号化行列 U_3 と U_4 の例は下記の数12の通りである。

【0055】

【数 1 2】

$$U_3 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - vs_4^*}{\sqrt{2}} & vs_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - vs_1}{\sqrt{2}} & vs_2 \end{pmatrix}$$

30

$$U_4 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -vs_4^* & vs_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -vs_1 & vs_2 \end{pmatrix}$$

40

.....(12)

50

【 0 0 5 6 】

ここで、 θ は、例えば、 $e^{-j2\pi/3}$ として決められる。

8 P S Kシンボルを3個と4個のアンテナを通じて伝送するために使用される送信符号化行列 U_5 と U_6 の例は下記の数 1 3 の通りである。

【 0 0 5 7 】

【 数 1 3 】

$$U_5 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1 - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix} \quad 10$$

$$U_6 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -\nu s_4^* & \nu s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix} \quad 20$$

.....(13)

【 0 0 5 8 】

ここで、 θ は、例えば、 $e^{-j5\pi/6}$ として決められる。

1 6 Q A Mシンボルを3個と4個のアンテナを通じて伝送するために使用される送信符号化行列 U_7 と U_8 の例は下記の数 1 4 の通りである。

【 0 0 5 9 】

30

【数 1 4】

$$U_7 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1^* - \nu s_4^*}{\sqrt{2}} & \nu s_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^* + s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4 - \nu s_1}{\sqrt{2}} & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

10

$$U_8 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -\nu s_4^* & \nu s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -\nu s_1 & \nu s_2 \end{pmatrix}$$

20

.....(14)

【0 0 6 0】

ここで、 ν は、例えば、 $e^{-j5} / 12$ として決められる。

6 4 Q A M シンボルを 3 個と 4 個のアンテナを通じて伝送するために使用される送信符号化行列 U_9 と U_{10} の例は下記の数 1 5 の通りである。

【0 0 6 1】

【数 15】

$$U_9 = \begin{pmatrix} s_1 & \frac{s_2+s_3}{\sqrt{2}} & s_4 \\ -s_2^* & \frac{s_1^*-vs_4^*}{\sqrt{2}} & vs_3^* \\ -s_4^* & \frac{-s_3^*+s_2^*}{\sqrt{2}} & s_1^* \\ s_3 & \frac{-s_4-vs_1}{\sqrt{2}} & vs_2 \end{pmatrix}$$

$$U_{10} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -vs_4^* & vs_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & -vs_1 & vs_2 \end{pmatrix}$$

.....(15)

【0062】

ここで、 ν は、例えば、 $e^{-j7\pi/48}$ として決められる。

以上の送信符号化行列を通じて送信されたシンボルを受信機で復号するために本発明ではML復号化(Maximum Likelihood Decoding)(以下、復号化の第1実施例と称する)と、前記ML復号化をより効率的にするための超高速復号化(Super Fast Decoding)(以下、復号化の第2実施例と称する)、副-最適の復号化(Sub-optimum Decoding)(以下、復号化の第3実施例と称する)をそれぞれ使用する三種の実施例を開示する。

【0063】

(復号化の第1実施例)

図5は本発明による復号化の第1実施例のための受信機の構成を示したブロック図であり、示した受信機は独立的に動作する2個の復号器340, 345を含んで構成される。

図5を参照すれば、チャンネル推定器320は複数の送信アンテナから複数の受信アンテナ310へのチャンネル利得を示すチャンネル係数を推定し、シンボル配列器330は前記受信アンテナ310の各々を通じて複数の時間区間、すなわち、4個の時間区間の間に受信される信号を集める。これは図3又は図4に示した送信機により一つのブロックのシンボルが4個の時間区間の間に伝送されるからである。

【0064】

前記シンボル配列器330は前記複数の受信アンテナ310を通じて受信される信号を集めて行列の形態に構成する。ここで、一つの行には一つの受信アンテナを通じて受信される信号を配置し、一つの列には一つの時間区間に受信される信号を配置する。ここでは複数の受信アンテナ310を使用する構造を示したが、以下は説明の便宜上、一つの受信アンテナに対する動作を説明する。

復元しようとする4個のシンボルを x_1, x_2, x_3, x_4 とすると、前記復号器340, 345のうち、第1復号器340は前記チャンネル利得及び前記受信信号に応じて x_1 と x_3 を検出し、第2復号器345は同じ方式で x_2 と x_4 を検出する。これにより、前記復号器340, 345により前記4個のシンボルが同時に検出される。

【0065】

前記第1復号器340の動作について説明すると、前記第1復号器340でシンボル発

生器 350 は可能なすべてのシンボル対を発生し、位相回転器 360, 362 は前記発生されたシンボルのうち、少なくとも一つを送信機により使用されたものと同じ位相値又は1だけ回転させる。

メトリック計算機 370 は前記推定されたチャンネル利得と前記受信信号を用いて位相回転された可能なすべてのシンボル対に対してメトリック値を求める。ここで、前記可能なすべてのシンボル対の個数は使用される変調次数に応じて BPSK の場合は 2×2 個、QPSK の場合は 4×4 個、8PSK の場合は 8×8 個、16QAM の場合は 16×16 個、64QAM の場合は 64×64 個なので、前記メトリック計算機 370 は前記シンボル対の個数だけのメトリック値を計算する。これにより、検出器 380 は前記メトリック値を用いて最小のメトリック値を有するようにする x_1, x_3 を検出する。

10

以上の動作は前記第2復号器 345 でも同じく行われる。このように前記第1復号器 340 では x_1 と x_3 を検出し、前記第2復号器 345 では x_2 と x_4 を検出すると、並列/直列変換機 390 は前記検出されたシンボルを順次に整列して復元されたシンボル組合せ x_1, x_2, x_3, x_4 を出力する。

【0066】

本発明による復号化の第1実施例を説明するために、まず BPSK 変調方式と3個のアンテナを用いて U_1 (数7) を送信する場合に対する復号化方法を説明する。以下、一つの受信アンテナを使用する場合を例として説明するが、複数の受信アンテナを使用する場合の動作も類似している。1番目の送信アンテナから受信機へのチャンネル利得を、2番目の送信アンテナから受信機へのチャンネル利得を、3番目の送信アンテナから受信機へのチャンネル利得を とするとき、4個の時間区間の間に受信された信号は理想的には以下の数16の通りである。

20

【0067】

【数16】

$$\begin{aligned} r_1 &= \alpha s_1 + \beta \frac{s_2 + s_3}{\sqrt{2}} + \gamma s_4 + n_1, \\ r_2 &= -\alpha s_2 + \beta \frac{s_1 - js_4}{\sqrt{2}} + \gamma s_3 + n_2, \\ r_3 &= -\alpha s_4 + \beta \frac{-s_3 + js_2}{\sqrt{2}} + \gamma s_1 + n_3, \\ r_4 &= \alpha s_3 + \beta \frac{-s_4 - js_1}{\sqrt{2}} + \gamma s_2 + n_4 \end{aligned}$$

30

.....(16)

40

【0068】

ここで、 $s_1 \sim s_4$ は送信機から伝送されたシンボルであり、 $n_1 \sim n_4$ は4個の時間区間の各々の雑音である。

数16により、 U_1 のための復号化は下記の数17を最小化するシンボルを求める方式と同じである。

【0069】

【数 17】

$$\begin{aligned} & \left| r_1 - \left(\alpha x_1 + \beta \frac{x_2 + x_3}{\sqrt{2}} + \gamma x_4 \right) \right|^{2+} \left| r_2 - \left(-\alpha x_2 + \beta \frac{x_1 - jx_4}{\sqrt{2}} + \gamma x_3 \right) \right|^2 + \\ & \left| r_3 - \left(-\alpha x_4 + \beta \frac{-x_3 + jx_2}{\sqrt{2}} + \gamma x_1 \right) \right|^{2+} \left| r_4 - \left(\alpha x_3 + \beta \frac{-x_4 - jx_1}{\sqrt{2}} + \gamma x_2 \right) \right|^2 \\ & \dots\dots(17) \end{aligned}$$

10

【0070】

ここで、 $x_1 \sim x_4$ は検出しようとするシンボルである。前記数12は x_1 と x_3 に関連する1番目のメトリック計算式と、 x_2 と x_4 に関連する2番目のメトリック計算式として再配列されうる。図5に示した受信機はこのような観点をを用いて x_1 と x_3 の対を復号化する第1復号器340と、 x_2 と x_4 の対を復号化する第2復号器345との二つの部分に分離して構成したものである。

【0071】

上述した動作を U_1 乃至 U_{10} について詳細に説明すると次の通りである。

まず、送信アンテナが3個である場合、 U_1 のML復号化のために受信機は下記の数18のようなパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算する。

20

【0072】

【数 18】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2 + \gamma r_3 + j\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_3 = \gamma r_2 - j\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_3$$

$$R_{13} = \frac{j(C_1 + C_3)}{2}$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta \sqrt{2} - \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = j\gamma^* \beta \sqrt{2} - j\gamma \beta^* \sqrt{2}$$

.....(18)

30

【0073】

U_1 のための第1復号器340は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数19に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_1, x_3 を検出する。

40

【0074】

【数 19】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1 x_3|^2$$

.....(19)

【0075】

50

さらに、受信機は下記の数 2 0 のようなパラメータ R_2, R_4, R_{24} を計算する。

【 0 0 7 6 】

【数 2 0】

$$R_2 = \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + j\beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* + \gamma^* r_4$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - j\beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_{24} = \frac{j(C_2 + C_4)}{2}$$

10

$$C_2 = \alpha\beta^* \sqrt{2} + \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = j\gamma\beta^* \sqrt{2} - j\gamma^* \beta \sqrt{2}$$

.....(20)

【 0 0 7 7 】

20

同様に、 U_1 のための第 2 復号器 3 4 5 は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数 2 1 に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_2, x_4 を検出する。

【 0 0 7 8 】

【数 2 1】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2$$

.....(21)

【 0 0 7 9 】

30

次に、送信アンテナが 3 個である場合、 U_3 又は U_5 の M L 復号化のために受信機は下記の数 2 2 のようなパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算する。

【 0 0 8 0 】

【数 2 2】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* - \nu^* \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_3 = \nu \gamma r_2^* + \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^*$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2}$$

10

$$C_1 = -\alpha^* \beta \nu \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* \nu \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

.....(22)

【0081】

20

ここで、 θ は、上述したシンボルの位相遷移値である。例えば、 U_3 の場合、 θ は $e^{-j2\pi/3}$ であり、 U_5 の場合は $e^{-j5\pi/6}$ である。 U_3 又は U_5 のための第 1 復号器 340 は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数 23 に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_1, x_3 を検出する。

【0082】

【数 2 3】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2$$

.....(23)

30

【0083】

さらに、受信機は下記の数 24 のようなパラメータ R_2, R_4, R_{24} を計算する。

【0084】

【数 2 4】

$$R_2 = \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3 + v^* \gamma^* r_4$$

$$R_4 = \gamma^* r_1 - v\beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2}$$

$$C_2 = -\alpha\beta^* \sqrt{2} + v\alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -v\gamma\beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

.....(24)

【0085】

同様に、 U_3 又は U_5 のための第2復号器345は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数25に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_2, x_4 を検出する。

20

【0086】

【数 2 5】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2$$

.....(25)

【0087】

さらに、受信機は U_7 又は U_9 のML復号化のために下記の数26のようなパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算する。

30

【0088】

【数 2 6】

$$R_1 = \frac{\left(\alpha^* r_1 + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* + \gamma r_3^* - \nu^* \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_3 = \frac{\left(\nu \gamma r_2^* + \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 + \alpha^* r_4 - \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3^* \right)}{K_3}$$

10

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{2K_3}$$

$$K_3 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2$$

$$C_1 = -\alpha^* \beta \nu \sqrt{2} + \alpha \beta^* \sqrt{2}$$

$$C_3 = \gamma \beta^* \nu \sqrt{2} - \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

20

.....(26)

【0089】

ここで、 α は、例えば、 U_7 の場合は $e^{-j5\pi/12}$ であり、 U_9 の場合は $e^{-j7\pi/48}$ である。 U_7 又は U_9 のための第 1 復号器 340 は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数 27 に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_1, x_3 を検出する。

【0090】

【数 2 7】

30

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2 - |x_1|^2 |x_3|^2$$

.....(27)

【0091】

さらに、受信機は下記の数 28 のようなパラメータ R_2, R_4, R_{24} を計算する。

【0092】

【数 2 8】

$$R_2 = \frac{\left(\beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_1 - \alpha r_2^* + \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_3 + \nu^* \gamma^* r_4 \right)}{K_3}$$

$$R_4 = \frac{\left(\gamma^* r_1 - \nu \beta \frac{1}{\sqrt{2}} r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* \frac{1}{\sqrt{2}} r_4 \right)}{K_3}$$

10

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{2K_3}$$

$$C_2 = -\alpha \beta^* \sqrt{2} + \nu \alpha^* \beta \sqrt{2}$$

$$C_4 = -\nu \gamma \beta^* \sqrt{2} + \gamma^* \beta \sqrt{2}$$

.....(28)

20

【0093】

同様に、 U_7 又は U_9 のための第2復号器345は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数29に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_2, x_4 を検出する。

【0094】

【数29】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2 - |x_2|^2 |x_4|^2$$

.....(29)

30

【0095】

4個の送信アンテナを使用する場合の本発明による復号化の第1実施例を説明するために、1番目の送信アンテナから受信機へのチャンネル利得を α 、2番目の送信アンテナから受信機へのチャンネル利得を β 、3番目の送信アンテナから受信機へのチャンネル利得を γ 、4番目の送信アンテナから受信機へのチャンネル利得を ν (zeta)とする。

送信アンテナが4個である場合、 U_2 のML復号化のために受信機は下記の数30のようなパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算する。

【0096】

【数 3 0】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* + j\gamma^* r_4$$

$$R_3 = \zeta r_2^* - j\gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = j\alpha^* \gamma + j\alpha \gamma^*$$

10

$$C_3 = \zeta^* \beta - \zeta \beta^*$$

.....(30)

【0 0 9 7】

U₂のための第1復号器340は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数31に示したメトリックを最小化するシンボル対x₁, x₃を検出する。

【0 0 9 8】

【数 3 1】

20

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1 x_3^*|^2$$

.....(31)

【0 0 9 9】

さらに、受信機は下記の数32のようなパラメータR₂, R₄, R₂₄を計算する。

【0 1 0 0】

【数 3 2】

30

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + j\gamma r_3^* + \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - j\gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = \zeta \beta^* - \zeta^* \beta$$

$$C_4 = -j\alpha \gamma^* - j\gamma \alpha^*$$

40

.....(32)

【0 1 0 1】

同様に、U₂のための第2復号器345は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数33に示したメトリックを最小化するシンボル対x₂, x₄を検出する。

【0 1 0 2】

【数 3 3】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2 x_4^*|^2$$

.....(33)

【0 1 0 3】

次に、送信アンテナが 4 個である場合、 U_4 又は U_6 の ML 復号化のために受信機は下記の数 3 4 のようなパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算する。

【0 1 0 4】

10

【数 3 4】

$$R_1 = \alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma^* r_4$$

$$R_3 = \nu \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*$$

$$R_{13} = -(C_1 + C_3)$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

20

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

.....(34)

【0 1 0 5】

ここで、 α は、例えば、 U_4 の場合は $e^{-j2\pi/3}$ であり、 U_5 の場合は $e^{-j5\pi/6}$ である。

30

U_4 又は U_5 のための第 1 復号器 3 4 0 は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数 3 5 に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_1, x_3 を検出する。

【0 1 0 6】

【数 3 5】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1 x_3^*|^2$$

.....(35)

【0 1 0 7】

40

さらに、受信機は下記の数 3 6 のようなパラメータ R_2, R_4, R_{24} を計算する。

【0 1 0 8】

【数 3 6】

$$R_2 = \beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu \zeta^* r_4$$

$$R_4 = \zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4$$

$$R_{24} = -(C_2 + C_4)$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

10

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

.....(36)

【0 1 0 9】

同様に、 U_4 又は U_6 のための第 2 復号器 3 4 5 は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数 3 7 に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_2, x_4 を検出する。

【0 1 1 0】

20

【数 3 7】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2$$

.....(37)

【0 1 1 1】

さらに、 U_8 又は U_{10} の ML 復号化のために受信機は下記の数 3 8 のようなパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算する。

【0 1 1 2】

30

【数 3 8】

$$R_1 = \frac{(\alpha^* r_1 + \beta r_2^* + \zeta r_3^* - \nu^* \gamma^* r_4)}{K_4}$$

$$R_3 = \frac{(\nu \zeta r_2^* + \gamma^* r_1 + \alpha^* r_4 - \beta r_3^*)}{K_4}$$

$$R_{13} = -\frac{(C_1 + C_3)}{K_4}$$

$$K_4 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 + |\gamma|^2$$

$$C_1 = -\alpha^* \gamma \nu + \alpha \gamma^*$$

$$C_3 = \zeta \beta^* \nu - \zeta^* \beta$$

.....(38)

【0 1 1 3】

ここで、は、例えば、 U_8 の場合は $e^{-j5/12}$ であり、 U_{10} の場合は $e^{-j7/48}$ である。 U_8 又は U_{10} のための第1復号器340は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数39に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_1, x_3 を検出する。

【0 1 1 4】

【数 3 9】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2 - |x_1|^2 |x_3|^2$$

.....(39)

【0 1 1 5】

さらに、受信機は下記の数40のようなパラメータ R_2, R_4, R_{24} を計算する。

【0 1 1 6】

10

20

30

【数 4 0】

$$R_2 = \frac{(\beta^* r_1 - \alpha r_2^* + \gamma r_3^* + \nu \zeta^* r_4)}{K_4}$$

$$R_4 = \frac{(\zeta^* r_1 - \nu \gamma r_2^* - \alpha r_3^* - \beta^* r_4)}{K_4}$$

$$R_{24} = -\frac{(C_2 + C_4)}{K_4}$$

$$C_2 = -\alpha \gamma^* + \nu \alpha^* \gamma$$

$$C_4 = -\nu \zeta \beta^* + \zeta^* \beta$$

.....(40)

【0 1 1 7】

同様に、 U_8 又は U_{10} のための第2復号器3 4 5は可能なすべてのシンボル対のうち、下記の数4 1に示したメトリックを最小化するシンボル対 x_2, x_4 を検出する。

【0 1 1 8】

【数 4 1】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2 - |x_2|^2 |x_4|^2$$

.....(41)

【0 1 1 9】

(復号化の第2実施例)

上述した復号化の第1実施例は所望のシンボルを検出するために可能なすべてのシンボル対に対してメトリック値を計算すべきである。このためには、8 P S Kの場合は $8 * 8$ 回のメトリック計算が必要であり、16 Q A Mの場合は $16 * 16$ 回のメトリック計算が必要である。後述するP S K方式とQ A M方式の特性を用いると、メトリック計算の回数を減らしてより迅速な復号化が可能になる。

【0 1 2 0】

図6 A、図6 B及び図6 CはそれぞれP S K、Q P S K及び8 P S K信号星状図を示す。示したように、P S Kの場合はすべてのシンボルが単位円(unit circle)上に位置するが、これはすべてのシンボルのサイズが常に1であることを示す。

例えば、8 P S Kシンボルを4個の送信アンテナを通じて伝送する場合(すなわち、 U_6)を説明すると、 x_1 と x_3 のサイズは1なので、上述した数3 5のメトリックを最小化することは下記の数4 2を最小化することと同じである。

【0 1 2 1】

【数 4 2】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |x_1 R_{13} - x_3|^2$$

.....(42)

10

20

30

40

50

【 0 1 2 2 】

この際、特定の x_1 に対して数 4 2 を最小化することは下記の数 4 3 を最小化することと同じである。

【 0 1 2 3 】

【 数 4 3 】

$$|(R_3+x_1R_{13})-x_3|^2 \dots\dots(43)$$

10

【 0 1 2 4 】

x_1 は特定値を使用するため、数 4 3 を最小化することは $R_3 + x_1 R_{13}$ に最も近接な x_3 を探すことと同じである。これにより、可能なすべての x_1 に対して対応する一つの x_3 を探ることができるため、受信機はこれら対のうち、第 1 実施例に示した M L 復号化のためのメトリックを最小とする対を受信しようとするシンボルとして検出する。 x_2 と x_4 を検出しようとする場合、同様に受信機は可能なすべての x_2 に対して $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接な x_4 の対を探し、これら対のうち、M L 復号化のためのメトリックを最小とするシンボル対を検出する。さらに、これは P S K を使用する他の送信符号化行列の受信時にも同じく適用される。

【 0 1 2 5 】

20

これは他の二つのシンボル x_2 、 x_4 及び P S K を使用する他の送信符号化行列の受信時にも同じく適用される。

同様に、Q A M のための復号化を説明すると、図 7 A、7 B に示したように、1 6 Q A M と 6 4 Q A M の場合はすべてのシンボルのサイズが同じでない。Q A M 方式で使用するメトリックは上述した数 3 9 に示した通りである。前記メトリックで x_1 を固定すると、可能なすべての x_3 に対して前記数 3 9 を最小化することは下記の数 4 4 を最小化することと同じである。

【 0 1 2 6 】

【 数 4 4 】

$$|(R_3+x_1R_{13})-x_3|^2+|R_1-x_1|^2 \dots\dots(44)$$

30

【 0 1 2 7 】

ここで、特定の x_1 に対して前記数 4 4 を最小化することは $R_3 + x_1 R_{13}$ に最も近接な x_3 を探すことと同じである。受信機は可能なすべての x_1 に対して対応する一つの x_3 からなる対を探し、これら対のうち、第 1 実施例に示した M L 復号化のためのメトリックを最小とする対を受信しようとするシンボルとして検出する。 x_2 と x_4 を検出しようとする場合、同様に受信機は可能なすべての x_2 に対して $R_4 + x_2 R_{24}$ に最も近接な x_4 の対を探し、これら対のうち、M L 復号化のためのメトリックを最小とするシンボル対を検出する。さらに、これは Q A M を使用する他の送信符号化行列の受信時にも同じく適用される。

40

【 0 1 2 8 】

図 8 は本発明による復号化の第 2 実施例を行うための動作を示した流れ図であり、ここでは一つのシンボル対を検出する動作のみを示したが、残りシンボル対を検出する動作もこれと類似している。

図 8 を参照すれば、ステップ 4 0 2 で基準値 m_1 、 m_2 は所定の小さい数、例えば、 10^{-10} に設定され、シンボルインデックス i は 0 に設定される。ステップ 4 0 4 で受信機は複数の時間区間の間に受信された信号と推定されたチャンネル利得とを用いてパラメータ R_1 、 R_3 、 R_{13} を計算する。ステップ 4 0 6 で 1 番目のシンボル x_1 は s_i に設定され、ステッ

50

ブ 4 0 8 で受信機は $g(x_1) = R_3 + x_1 R_{13}$ を計算する。ステップ 4 1 0 では j を 0 に初期化した後、ステップ 4 1 2 で 2 番目のシンボル x_3 は s_j に設定され、ステップ 4 1 4 で受信機は $A(x_3) = |g(x_1) - x_3|^2$ を計算する。

【 0 1 2 9 】

ステップ 4 1 6 で前記計算された $A(x_3)$ が前記設定された小さい値 m_1 より小さくなければ、ステップ 4 2 0 へ進行し、小さければステップ 4 1 8 へ進行して前記 m_1 を前記 $A(x_3)$ に更新し、 $y(x_3)$ を前記 2 番目のシンボルに設定した後、前記ステップ 4 2 0 へ進行する。ステップ 4 2 0 では、前記 2 番目のシンボルが可能な最後のシンボルであれば、例えば、1 6 Q A M の場合、 i が 1 6 に到達すると、1 番目のシンボル (s_i) に対して対応する 2 番目のシンボル (s_j) を検出すると判断してステップ 4 2 4 へ進行し、そうでなければ、ステップ 4 2 2 へ進行して j を 1 だけ増加させた後、前記ステップ 4 1 2 に戻る。

10

前記ステップ 4 2 4 で受信機は次式を計算する。

【 0 1 3 0 】

【 数 4 5 】

$$B(x_3) = |R_1 - x_1|^2 + |R_3 - y(x_3)|^2 + |R_{13} - x_1^* y(x_3)|^2$$

【 0 1 3 1 】

ステップ 4 2 6 で前記計算された $B(x_3)$ が前記設定された小さい値 m_2 より小さくなければ、ステップ 4 3 0 へ進行し、そうでなければ、ステップ 4 2 8 へ進行して前記 m_2 を $B(x_3)$ に更新し、 $y(x_1)$ を前記 1 番目のシンボル x_1 に設定した後、前記ステップ 4 3 0 へ進行する。前記ステップ 4 3 0 で前記 1 番目のシンボルが可能な最後のシンボルであれば、例えば、1 6 Q A M の場合、 i が 1 6 に到達すると、すべての 1 番目のシンボルに対して対応する 2 番目のシンボルを検出すると判断してステップ 4 3 4 へ進行し、そうでなければ、ステップ 4 3 2 へ進行して i を 1 だけ増加させた後、前記ステップ 4 0 6 に戻る。前記ステップ 4 3 4 で受信機は最終的に $y(x_1)$, $y(x_3)$ を検出する。

20

【 0 1 3 2 】

図 9 は本発明による復号化の第 2 実施例を行うための受信機のハードウェア構造を示したブロック図であり、示した受信機は独立的に動作する 2 個の復号器 5 4 0, 5 4 5 からなる。

30

図 9 を参照すれば、チャンネル推定器 5 2 0 は複数の送信アンテナから複数の受信アンテナ 5 1 0 へのチャンネル利得を示すチャンネル係数を推定し、シンボル配列器 5 3 0 は前記受信アンテナ 5 1 0 の各々を通じて複数の時間区間、すなわち、4 個の時間区間の間に受信される信号を集める。これは図 3 又は図 4 に示した送信機により一つのブロックのシンボルが 4 個の時間区間の間に伝送されるからである。

【 0 1 3 3 】

前記シンボル配列器 5 3 0 は前記複数の受信アンテナ 5 1 0 を通じて受信される信号を集めて行列の形態に構成する。ここで、一つの行には一つの受信アンテナを通じて受信される信号を配置し、一つの列には一つの時間区間に受信される信号を配置する。ここでは、複数の受信アンテナ 5 1 0 を使用する構造を示したが、下記の説明の便宜上、一つの受信アンテナに対する動作を説明する。

40

送信機から伝送された 4 個のシンボル x_1, x_2, x_3, x_4 を復元しようとする場合、前記復号器 5 4 0, 5 4 5 のうち、第 1 復号器部分 5 4 0 は前記チャンネル利得及び前記受信信号に応じて x_1 と x_3 を検出し、第 2 復号器 5 4 5 は同様の方式で x_2 と x_4 を検出する。前記復号器 5 4 0, 5 4 5 により前記 4 個のシンボルが同時に検出される。

【 0 1 3 4 】

前記第 1 復号器 5 4 0 の動作に対して説明すると、前記第 1 復号器 5 4 0 でシンボル発生器 5 5 0 はすべての可能なシンボル対を生成し、位相回転器 5 5 2, 5 5 4 は前記発生されたシンボルのうち、少なくとも一つを送信機により使用されたものと同じ位相値 又

50

は1だけ回転させる。前記可能なすべてのシンボル対の個数は使用される変調次数の二乗と同じであり、例えば、16QAMの場合は 16^2 個である。

【0135】

シンボル選択器560は前記推定されたチャンネル利得と前記受信信号とを用いてパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算し、前記可能なすべてのシンボル対のうち、前記計算されたパラメータにより前記数43又は数44を最小化するシンボル対を選択する。前記選択されるシンボル対の個数は使用される変調次数と同じであり、例えば、16QAMの場合は数44により16個のシンボル対が選択される。

【0136】

メトリック計算機570は前記選択されたシンボル対に対して前記パラメータを用いて変調方式及び送信アンテナの個数に応じて上述したメトリック値を計算し、最小メトリック検出器580は前記計算されたメトリック値を用いて最小のメトリック値を有するようになる一つのシンボル対を検出する。ここで、前記メトリック計算は数19、数23、数27、数31、数35又は数39により行われる。

【0137】

上述した動作は前記第2復号器545でも同じく行われる。このように前記第1復号器540では x_1 と x_3 を検出し、前記第2復号器545では x_2 と x_4 を検出すると、並列/直列変換機590は前記検出されたシンボルを順次に定理して復元されたシンボル組合せ x_1, x_2, x_3, x_4 を出力する。

2^b PSK星状図を使用するとき、復号化の第2実施例のための計算量は次の通りである。 R_1, R_3, R_{13} が計算されているというとき、 $g(x_1)$ は b 回の加算と 2^b 回の乗算を通じて計算され、 $y(x_3)$ は各 $g(x_1)$ ごとに一回ずつ 2^b 回の比較演算を通じて計算され、すべての x_1 に対する $B(x_3)$ は $3 \cdot 2^b$ 回の乗算と加算を通じて計算される。従って、復号化の第2実施例は総 $4 \cdot 2^b$ 回の加算と乗算、 2^b 回の比較演算だけで第1実施例に示したML復号化と同じシンボル検出性能を得る。

【0138】

(復号化の第3実施例)

本発明による復号化の第3実施例はQPSK又は8PSKに対して使用可能であり、復号化の第1実施例及び第2実施例よりシンボルの検出性能は良くないが、計算量を大幅に減らすことができる。

例えば、8PSKのシンボルを検出する場合、受信機はパラメータはパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算した後、可能なすべてのシンボルのうち、数35のメトリックを参照して R_1 に最も近接なシンボル q_1 と、 R_3 に最も近接なシンボル q_3 と、 R_{13} に最も近接なシンボル q_{13} とを決定する。前記 q_{13} が $q_1 \cdot q_3$ と同じであれば、前記 q_1 と q_3 を検出する。

そうでなければ、受信機は前記 q_{13} と前記 $q_1 \cdot q_3$ との間の角度の $1/2$ である θ_d を計算し、前記決定された q_1 から前記 θ_d 以内の範囲にある1番目の候補シンボル及び前記決定された q_3 から前記 θ_d 以内の範囲にある2番目の候補シンボルのML復号化のためのメトリック値を計算して所望のシンボルを検出する。

【0139】

同様に、受信機はパラメータ R_2, R_4, R_{24} を計算した後、 R_2 に最も近接なシンボル q_2 と、 R_4 に最も近接なシンボル q_4 と、 R_{24} に最も近接なシンボル q_{24} とを決定する。前記 q_{24} が $q_2 \cdot q_4$ と同じであれば、前記 q_2 と q_4 を検出する。

そうでなければ、受信機は前記 q_{24} と前記 $q_2 \cdot q_4$ との間の角度の $1/2$ である θ_d' を計算し、前記決定された q_2 から前記 θ_d' 以内の範囲にある1番目の候補シンボル及び前記決定された q_4 から前記 θ_d' 以内の範囲にある2番目の候補シンボルのML復号化のためのメトリック値を計算して所望のシンボルを検出する。

【0140】

図10は本発明による副-最適の復号化を説明するための図であり、ここでは一例として8PSKの星状図を示した。図10Aを参照すれば、 R_1 に最も近接なシンボル q_1 は $e^{j(3\pi/4)}$ であり、 R_3 に最も近接なシンボル q_3 は $e^{j(\pi/4)}$ であり、 R_{13} に最も近接なシ

10

20

30

40

50

ンボル q_{13} は $e^{j(\pi/4)}$ である。 $q_1 * q_3$ は $e^{j(\pi/2)}$ となり、 θ_d' は $3\pi/8$ である。

図 10 B を参照すれば、受信機は q_1 から $3\pi/8$ 範囲以内にある候補シンボル s_2, s_3, s_4 と q_3 から $3\pi/8$ 範囲以内にある候補シンボル s_0, s_6, s_7 からなる可能なすべてのシンボル対に対して第 1 実施例に示した ML 復号化のためのメトリックを最小化するシンボル対を検出する。

前記説明は U_6 の他にも P S K を使用する他の送信符号化行列の受信時にも同じく適用される。

【 0 1 4 1 】

図 11 は本発明による復号化の第 3 実施例を行うための動作を示した流れ図であり、ここでは一つのシンボル対を検出する動作のみを示したが、残りシンボル対を検出する動作もこれと類似している。

10

図 11 を参照すれば、受信機はステップ 602 でパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算した後、ステップ 602 で可能なすべてのシンボルのうち、前記 R_1 に最も近接なシンボル x_1 と、前記 R_3 に最も近接なシンボル x_3 と、前記 R_{13} に最も近接なシンボル x_{13} とを決定する。ステップ 606 で x_{13} が $x_1 * x_3$ と同じであれば、受信機はステップ 614 へ進行して前記 x_1 と x_3 を検出する。

そうでなければ、受信機はステップ 608 で

【 0 1 4 2 】

【 数 4 6 】

$$\theta_d' = \frac{1}{2} \angle \left(\frac{x_{13}}{x_1 x_3} \right)$$

20

【 0 1 4 3 】

を計算し、ステップ 610 で前記決定された x_1 から前記 θ_d' 以内の範囲にある 1 番目の候補シンボル及び前記決定された x_3 から前記 θ_d' 以内の範囲にある 2 番目の候補シンボルを選択する。ステップ 612 で受信機は前記選択された 1 番目及び 2 番目の候補シンボルからなる可能なすべてのシンボル対に対して第 1 実施例に示した ML 復号化のためのメトリックを計算して最小のメトリック値を有する一つのシンボル対を検出する。

30

【 0 1 4 4 】

本発明による副-最適の復号化を行うための受信機のハードウェア構成は上述した図 9 と同じである。但し、図 9 のシンボル選択器 560 は前記推定されたチャンネル利得と前記受信信号を用いてパラメータ R_1, R_3, R_{13} を計算し、前記パラメータに近接なシンボルを決定した後、 θ_d' を計算し、前記シンボルから θ_d' 以内の範囲にある候補シンボルを選択する。前記選択された候補シンボルからなる候補シンボル対の個数は Q P S K の場合は最大 $3 * 3$ 個であり、8 P S K の場合は最大 $5 * 5$ 個である。

【 0 1 4 5 】

メトリック計算機 570 は前記選択された候補シンボルからなる可能なすべてのシンボル対に対して上述したメトリック値を計算し、最小メトリック検出器 580 は前記計算されたメトリック値を用いて最小のメトリック値を有するようにする一つのシンボル対を検出する。ここで、前記メトリックの計算は数 19、数 23、数 27、数 31、数 35 又は数 39 により行われる。

40

上述した動作は第 2 復号器 545 でも同じく適用される。このように前記第 1 復号器 540 では x_1 と x_3 を検出し、前記第 2 復号器 545 では x_2 と x_4 を検出すると、並列/直列変換機 590 は前記検出されたシンボルを順次に定理して復元されたシンボル組合せ x_1, x_2, x_3, x_4 を出力する。

【 0 1 4 6 】

図 12 乃至図 14 はそれぞれ B P S K、Q P S K、8 P S K で本発明による復号化の第 1 実施例を使用する場合、2 個乃至 4 個の送信アンテナから一つの受信アンテナへの受信信号対雑音比 (Signal to Noise Ratio: S N R) に対するシンボルエラー率 (Symbol Error

50

Rates: S E R)を比較したものである。

【 0 1 4 7 】

図 1 2 において、参照符号 7 0 0 は 2 個のアンテナを使用する場合のシンボルエラー率であり、参照符号 7 0 2 は 3 個のアンテナを使用する場合のシンボルエラー率であり、参照符号 7 0 4 は 4 個のアンテナを使用する場合のシンボルエラー率である。図 1 3 において、参照符号 7 1 0 は 2 個のアンテナを使用する場合のシンボルエラー率であり、参照符号 7 1 2 は 3 個のアンテナを使用する場合のシンボルエラー率であり、参照符号 7 1 4 は 4 個のアンテナを使用する場合のシンボルエラー率である。図 1 4 において、参照符号 7 2 0 は 2 個のアンテナを使用する場合のシンボルエラー率であり、参照符号 7 2 2 は 3 個のアンテナを使用する場合のシンボルエラー率であり、7 2 4 は 4 個のアンテナを使用する場合のシンボルエラー率である。

10

シンボルエラー率(S E R)と信号対雑音比(S N R)の関係は次の数 4 5 のように表現される。

【 0 1 4 8 】

【 数 4 7 】

$$SER = C \cdot SNR^{-d}$$

.....(47)

20

【 0 1 4 9 】

ここで、C は常数であり、d はダイバシティ利得である。したがって、図 1 2 乃至図 1 4 のようなログスケールのグラフは $\log(SER) = -d \cdot \log(C \cdot SNR)$ の形態となる。 $\log(SNR)$ を x 軸とすれば、 $y = -dx$ 、d は傾度となる。すなわち、ログスケールの S E R と S N R の関係グラフで傾度はダイバシティ利得である。したがって、示したように、本発明による送信ダイバシティは送信アンテナの個数だけの、すなわち、最大のダイバシティ利得を得ることができる。

【 0 1 5 0 】

図 1 5 は 4 個の送信アンテナと 8 P S K を使用する場合、本発明による復号化の第 3 実施例と第 1 実施例をシンボルエラー率の観点から比較したものであり、参照符号 7 3 0 は第 3 実施例による副-最適の復号化を示したものであり、参照符号 7 3 2 は第 1 実施例による M L 復号化を示したものである。示したように、本発明の第 3 実施例は第 1 実施例に比べてわずかの性能低下があるが、依然として最大のダイバシティ利得を得ることができる。

30

【 0 1 5 1 】

上述したように動作する本発明において開示される発明のうち、代表的なものにより得られる効果を簡単に説明すると、次の通りである。

本発明は、3 個以上の送信アンテナを使用する空間 - 時間ブロック符号で最大のダイバシティ利得を得ることができ、伝送シンボルを検出する復号器の構造を簡単にしてデータ処理速度を向上させ、受信機の構造を簡単にしてシステムの開発費用を節約する効果がある。

40

一方、本発明の詳細な説明では具体的な実施例について説明したが、本発明の範囲を逸脱しない限り、各種の変形が可能である。したがって、本発明の範囲は前記実施例に限定されず、特許請求の範囲のみならず、この特許請求の範囲と均等なものにより決められるべきである。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 1 5 2 】

【 図 1 】 従来の技術による空間 - 時間ブロック符号を使用する送信機の構成を示したブロック図である。

【 図 2 】 従来の技術に応じて図 1 の送信機から送信された信号を受信する受信機の構成を

50

示したブロック図である。

【図3】本発明の一実施例に応じて4個の送信アンテナを通じてシンボルを伝送する送信機の構成を示したブロック図である。

【図4】本発明の一実施例に応じて3個の送信アンテナを通じてシンボルを伝送する送信機の構成を示したブロック図である。

【図5】本発明による復号化の第1実施例のための受信機の構成を示したブロック図である。

【図6】PSKのための星状図を示した図である。

【図7】QAMのための星状図を示した図である。

【図8】本発明による復号化の第2実施例を行うための動作を示した流れ図である。

10

【図9】本発明による復号化の第2実施例を行うための受信機のハードウェア構成を示したブロック図である。

【図10】本発明による副-最適の復号化を説明するための図である。

【図11】本発明による復号化の第3実施例を行うための動作を示した流れ図である。

【図12】BPSKで本発明による復号化の第1実施例を使用する場合、2個乃至4個の送信アンテナから一つの受信アンテナへの受信信号対雑音比に対するシンボルエラー率を比較した図である。

【図13】QPSKで本発明による復号化の第1実施例を使用する場合、2個乃至4個の送信アンテナから一つの受信アンテナへの受信信号対雑音比に対するシンボルエラー率を比較した図である。

20

【図14】8PSKで本発明による復号化の第1実施例を使用する場合、2個乃至4個の送信アンテナから一つの受信アンテナへの受信信号対雑音比に対するシンボルエラー率を比較した図である。

【図15】4個の送信アンテナと8PSKを使用する場合、本発明による復号化の第3実施例と第1実施例を受信信号対雑音比に対するシンボルエラー率の観点から比較した図である。

【符号の説明】

【0153】

110 直/並列変換機

120 符号化器

30

130 a, 130 b 位相回転器

140 a, 140 b, 140 c, 140 d 送信アンテナ

340, 345 復号器

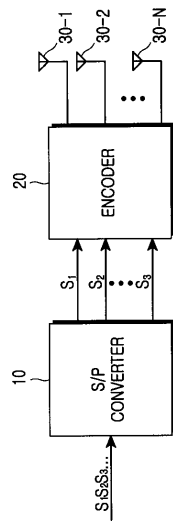
320 チャンネル推定器

330 シンボル配列器

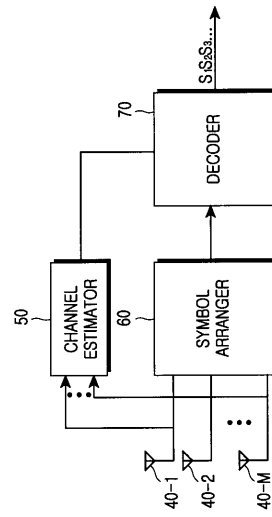
310 受信アンテナ

390 並列/直列変換機

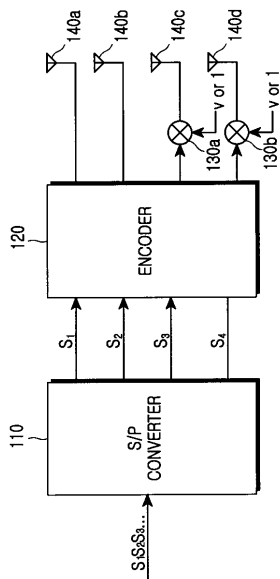
【 図 1 】



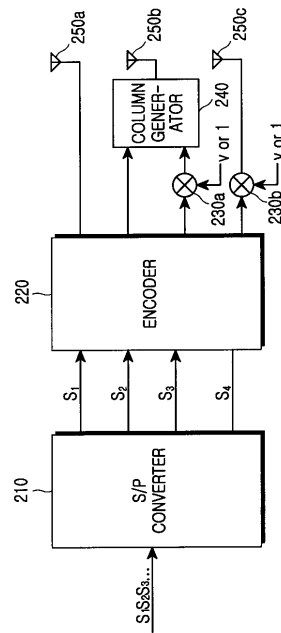
【 図 2 】



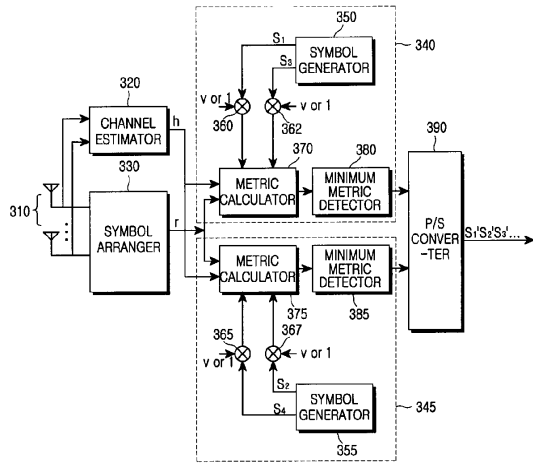
【 図 3 】



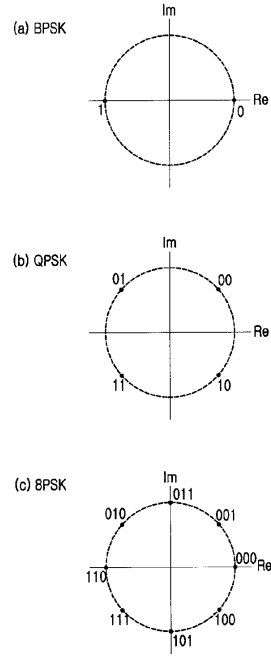
【 図 4 】



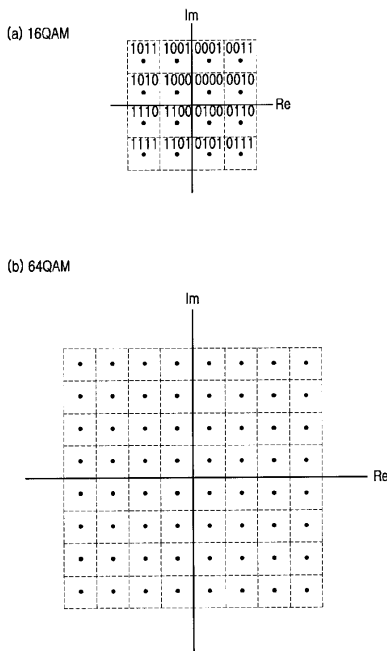
【 図 5 】



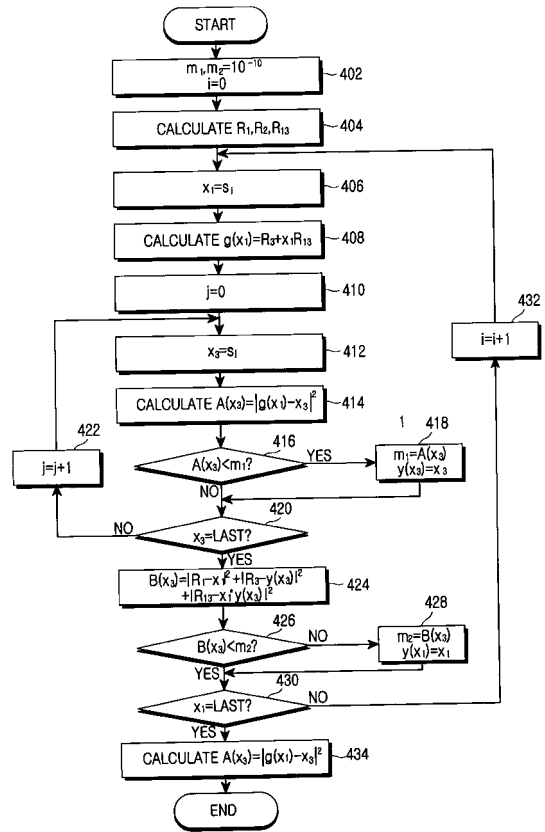
【 図 6 】



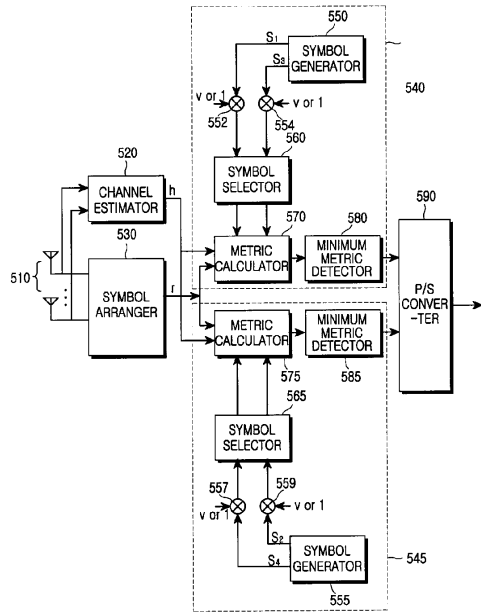
【 図 7 】



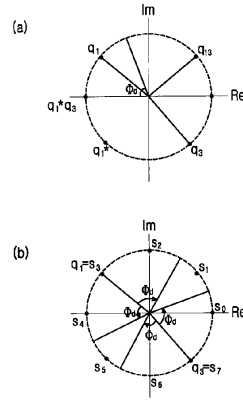
【 図 8 】



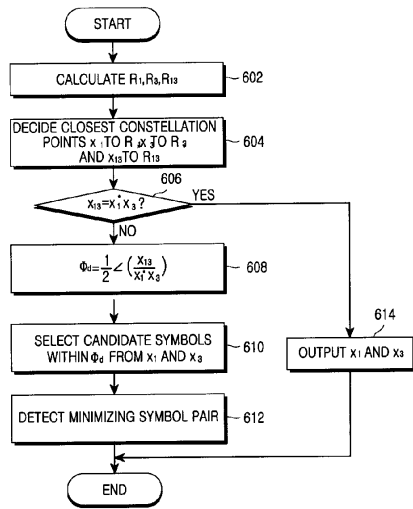
【 図 9 】



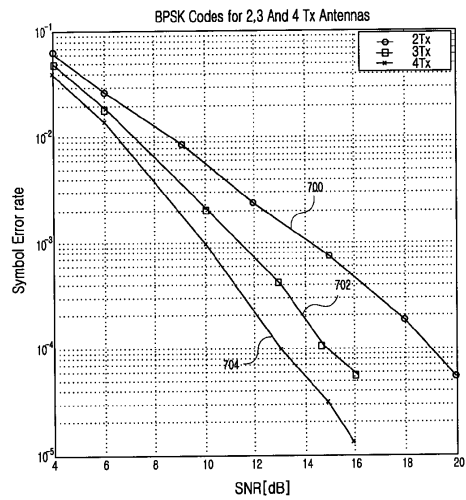
【 図 10 】



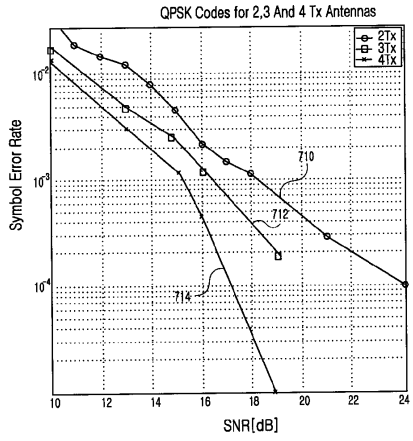
【 図 11 】



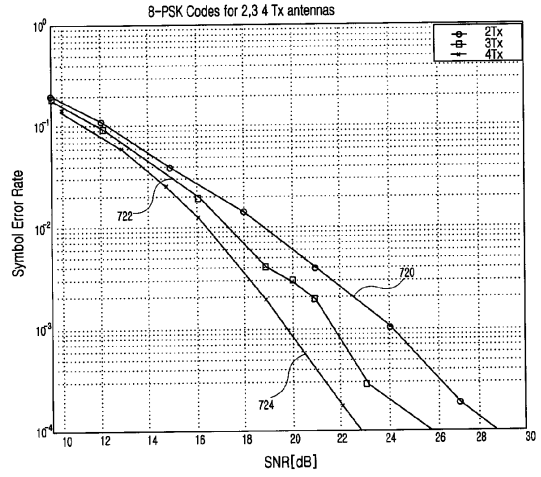
【 図 12 】



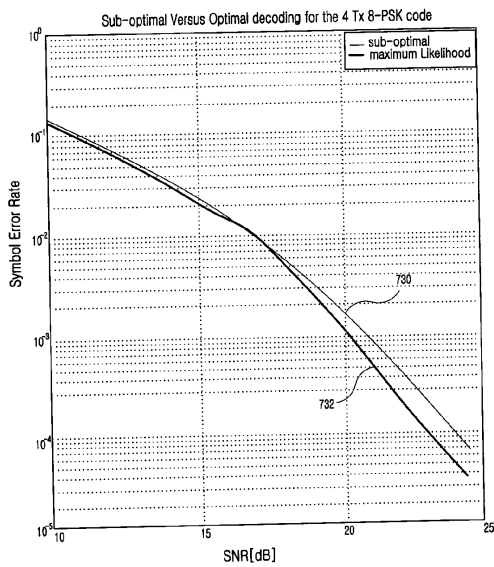
【 13 】



【 14 】



【 15 】



フロントページの続き

- (74)代理人 100110364
弁理士 実広 信哉
- (72)発明者 黄 讚洙
大韓民国京畿道龍仁市器興邑上葛里(番地なし) 金花マウル住公アパート303棟1704號
- (72)発明者 バヒド・タロック
アメリカ合衆国・マイアミ・02478・ベルモント・キングストリート・#16
- (72)発明者 南 承勲
大韓民国ソウル特別市陽川区新亭1洞(番地なし) 牧洞アパート1022棟504號
- (72)発明者 鄭 在學
大韓民国ソウル特別市端草區端草洞(番地なし) ムジゲアパート1棟403號
- (72)発明者 金 映秀
大韓民国京畿道城南市盆唐區ミグム洞(番地なし) カチマウル1團地大宇アパート109棟2401號

審査官 太田 龍一

- (56)参考文献 国際公開第02/503045(WO, A1)
- Olav Tirkkonen, Ari Hottinen, Improved MIMO Performance with Non-Orthogonal Space-Time Block Codes, GLOBECOM 2001, 米国, 2001年11月25日, Vol.2, pp.1122-1126
- Lei Shao et al, A rate-one non-orthogonal space-time coded OFDM system with estimation for frequency selective channels, GlobeCOM'02, 米国, 2002年11月17日, pp.676-680
- Uysal M et al, New space-time Block codes for high throughput efficiency, GlobeCOM'01, 米国, 2001年11月25日, pp.1103-1107
- V. Tarokh, Space time block codes from orthogonal design, IEEE Transaction on Information Theory, 米国, 1999年7月, Vol.45, NO.5, pp.1456-1467
- 新井田 統・鈴木利則・武内良男(KDDI研), 時空間ブロック符号行列を用いた適応変調, 電子情報通信学会技術研究報告, 日本, 2002年2月27日, Vol.101, No.676, pp.31-36, RCS2002-205
- Tirkkonen, O, Optimizing Space-Time Block Codes by Constellation Rotations, FWCW 01, 2001年12月1日, pp.59-60
- Naresh Sharma, Constantinos B. Papadias, Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation, Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002. Proceedings. (ICASSP '02). IEEE International Conference on, 米国, 2002年5月13日, vol.4, IV-3968 - IV-3971
- Olav Tirkkonen, Adrian Boariu, Ari Hottinen, Minimal Non-Orthogonality Rate 1 Space-Time Block Code for 3+ Tx Antennas, Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium on, 米国, 2000年9月6日, pp.429-432

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/02
H04L 27/20
H04L 27/36