

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4157043号
(P4157043)

(45) 発行日 平成20年9月24日(2008.9.24)

(24) 登録日 平成20年7月18日(2008.7.18)

(51) Int.Cl.		F I	
HO4B 7/06	(2006.01)	HO4B 7/06	
HO3M 13/41	(2006.01)	HO3M 13/41	
HO4B 7/02	(2006.01)	HO4B 7/02	Z
HO4B 7/12	(2006.01)	HO4B 7/12	
HO4J 15/00	(2006.01)	HO4J 15/00	

請求項の数 16 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2004-4579 (P2004-4579)	(73) 特許権者	390019839
(22) 出願日	平成16年1月9日(2004.1.9)		三星電子株式会社
(65) 公開番号	特開2004-222282 (P2004-222282A)		SAMSUNG ELECTRONICS
(43) 公開日	平成16年8月5日(2004.8.5)		CO., LTD.
審査請求日	平成16年1月9日(2004.1.9)		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	2003-001456		416, Maetan-dong, Yeongtong-gu, Suwon-si,
(32) 優先日	平成15年1月9日(2003.1.9)		Gyeonggi-do 442-742
(33) 優先権主張国	韓国 (KR)		(KR)

(74) 代理人 100064908
弁理士 志賀 正武

(74) 代理人 100089037
弁理士 渡邊 隆

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 少なくとも3つの送信アンテナを使用する無線通信システムの受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

一つまたは複数の受信アンテナと、
前記受信アンテナを通じて受信された信号から $N \times M$ の符号化シンボル行列を構成するシンボル配列器と、

前記受信アンテナを通じて受信された信号により M 個の送信アンテナそれぞれと前記受信アンテナ間のチャンネル利得を推定するチャンネル推定器と、

前記チャンネル利得と前記 $N \times M$ の符号化シンボル行列を用いて N 個の送信シンボルのうち、 $N/2$ 個のシンボルを検出する第1デコーダと、

前記チャンネル利得と前記 $N \times M$ の符号化シンボル行列を用いて N 個の送信シンボルのうち残りの $N/2$ 個のシンボルを検出する第2デコーダと、

前記第1及び第2デコーダにより検出された N 個のシンボルを一つのシンボル列に出力する並/直列変換器とを含み、

前記第1及び第2デコーダは、前記受信信号と前記チャンネル利得を利用して、臨界値検出によって2つのシンボルを予め検出し、前記予め検出されたシンボルの積と、前記 M 個の送信アンテナのチャンネル利得により決定される定数との積が最小である場合、前記予め検出されたシンボルを最終シンボルとして出力し、

ここで、前記 M は3であり、前記 N は4であることを特徴とする無線通信システムの受信装置。

【請求項2】

前記第 1 デコーダは、

【数 1】

$$R_1 = r_1 h_1^* + r_2^* h_2 + r_3^* h_3$$

と

【数 2】

$$R_3 = r_2^* h_3 + r_4 h_1^* - r_3^* h_2$$

によりそれぞれの臨界値 (R_1 、 R_3) を計算し、前記第 2 デコーダは

【数 3】

$$R_2 = r_1 h_2^* - r_2^* h_1 + r_4 h_3^*$$

と

【数 4】

$$R_4 = r_1 h_3^* - r_3^* h_1 - r_4 h_2^*$$

によりそれぞれの臨界値 (R_2 、 R_4) を計算し、

ここで、 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 は各時間区間で受信されたシンボルであり、 h_1 、 h_2 、 h_3 は各送信アンテナ別に測定されたチャンネル利得であることを特徴とする請求項 1 記載の無線通信システムの受信装置。

【請求項 3】

前記第 1 デコーダは

【数 5】

$$(C_3) \operatorname{Re}\{x_1^* x_3\}$$

により判別値を計算し、前記第 2 デコーダは

【数 6】

$$(C_4) \operatorname{Re}\{x_2^* x_4\}$$

により判別値を計算し、

ここで、 $\operatorname{Re}\{\}$ は、 $\{\}$ 内の複素数から実数成分を求める演算であり、 C_3 は

【数 7】

$$C_3 = h_3^* h_2 - h_3 h_2^*$$

であり、 C_4 は

【数 8】

$$C_4 = h_3 h_2^* - h_3^* h_2 = -C_3$$

であり、 x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 は位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせを構成する各シンボルであり、

前記位相回転は、受信側で遂行されるものであり、

前記位相回転の位相値は、前記各シンボルに対応するシンボルのいずれかについて送信側で遂行された位相回転の位相値と同一値であり、

前記送信側で遂行された位相回転は、伝送シンボルの直交性を維持するために入力シンボルのうち一部シンボルを位相回転したものであることを特徴とする請求項 2 記載の無線通信システムの受信装置。

【請求項 4】

前記第 1 デコーダは、

前記判別値が最小でない場合、

10

20

30

40

【数 9】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + 2(C_3) \operatorname{Re}\{x_1^* x_3\}$$

により前記位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせ別へのメトリック値を計算するメトリック計算器と、

前記メトリック値のうち最小メトリック値を選択し、前記最小メトリック値に対応したサブ組み合わせを構成する $N/2$ 個のシンボルを送信シンボルに出力する最小メトリック検出器とをさらに備え、

前記第 2 デコーダは、

前記判別値が最小でない場合、

10

【数 10】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 - 2(C_3) \operatorname{Re}\{x_2^* x_4\}$$

により前記位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせ別へのメトリック値を計算するメトリック計算器と、

前記メトリック値のうち最小メトリック値を選択し、前記最小メトリック値に対応したサブ組み合わせを構成する $N/2$ 個のシンボルを送信シンボルに出力する最小メトリック検出器と、をさらに備えることを特徴とする請求項 3 記載の無線通信システムの受信装置

。

【請求項 5】

20

前記第 1 デコーダでの臨界値 (R_1 、 R_3) と前記第 2 デコーダでの臨界値 (R_2 、 R_4) は、

【数 11】

$$R_1 = \frac{(r_1 h_1^* + r_2^* h_2 + r_3^* h_3 - r_4^* h_4)}{K}, R_3 = \frac{(r_1 h_4^* + r_2^* h_3 - r_3^* h_2 + r_4^* h_1)}{K}$$

$$R_2 = \frac{(r_1 h_2^* - r_2^* h_1 + r_3^* h_4 + r_4^* h_3)}{K}, R_4 = \frac{(r_1 h_3^* - r_2^* h_4 - r_3^* h_1 - r_4^* h_2)}{K}$$

$$K = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$$

30

により計算され、

ここで、 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 は各時間区間で受信されたシンボルであり、 h_1 、 h_2 、 h_3 、 h_4 は各送信アンテナ別に測定されたチャンネル利得であることを特徴とする請求項 4 記載の無線通信システムの受信装置。

【請求項 6】

前記第 1 デコーダは

【数 12】

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

により判別値を計算し、前記第 2 デコーダは

40

【数 13】

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

により判別値を計算し、

ここで、 x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 は位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせを構成する各シンボルであり、

【数 14】

$$R_{13} = \frac{(-h_1 h_3^* + h_1^* h_4 - h_2^* h_3 + h_2 h_3^*)}{K}, R_{24} = \frac{(-h_2 h_4^* - h_1^* h_4 + h_1 h_1^* + h_3 h_2^*)}{K}$$

50

であり、

前記位相回転は、受信側で遂行されるものであり、

前記位相回転の位相値は、前記各シンボルに対応するシンボルのいずれかについて送信側で遂行された位相回転の位相値と同一値であり、

前記送信側で遂行された位相回転は、伝送シンボルの直交性を維持するために入力シンボルのうち一部シンボルを位相回転したものであることを特徴とする請求項 5 記載の無線通信システムの受信装置。

【請求項 7】

前記第 1 デコーダは、

前記判別値が最小でない場合、

【数 1 5】

$$\text{Min}(x_1, x_3) (|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2 - |x_1|^2 |x_3|^2)$$

により前記位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせ別へのメトリック値を計算するメトリック計算器と、

前記メトリック値のうち最小メトリック値を選択し、前記最小メトリック値に対応したサブ組み合わせを構成する N / 2 個のシンボルを送信シンボルに出力する最小メトリック検出器と、をさらに備え、

前記第 2 デコーダは、

前記判別値が最小でない場合、

【数 1 6】

$$\text{Min}(x_2, x_4) (|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2 - |x_2|^2 |x_4|^2)$$

により前記位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせ別へのメトリック値を計算するメトリック計算器と、

前記メトリック値のうち最小メトリック値を選択し、前記最小メトリック値に対応したサブ組み合わせを構成する N / 2 個のシンボルを送信シンボルに出力する最小メトリック検出器と、をさらに備えることを特徴とする請求項 6 記載の無線通信システムの受信装置

【請求項 8】

前記第 1 及び第 2 デコーダのそれぞれは、

N / 2 個のシンボルで構成可能なすべてのサブ組み合わせを生成して順次に出力するシンボル発生器と、

前記シンボル発生器から出力される N / 2 個のシンボルのうち少なくとも一つのシンボルを予め決定された位相値により位相回転させる位相回転器と、

前記 N × M の符号化シンボル行列を構成する符号化シンボルと前記チャンネル利得により一つのサブ組み合わせを構成する N / 2 個のシンボルそれぞれに対応した臨界値を計算し、前記位相回転が遂行されたシンボルを含むすべてのサブ組み合わせのうち前記臨界値に最も近接したサブ組み合わせを予め検出 (pre-detection) する臨界値検出器と、

前記チャンネル利得により計算された整数値と前記予め検出されたサブ組み合わせを構成する N / 2 個のシンボルにより判別値を推定し、前記判別値が最小である場合、前記予め検出されたサブ組み合わせを構成する N / 2 個のシンボルを送信シンボルに出力する判別器と、からなり、

前記位相回転は、受信側で遂行されるものであり、

前記位相回転の位相値は、前記各シンボルに対応するシンボルのいずれかについて送信側で遂行された位相回転の位相値と同一値であり、

前記送信側で遂行された位相回転は、伝送シンボルの直交性を維持するために入力シンボルのうち一部シンボルを位相回転したものであることを特徴とする請求項 1 記載の無線

10

20

30

40

50

通信システムの受信装置。

【請求項 9】

前記第 1 デコーダの臨界値検出器は、

【数 1 7】

$$R_1 = r_1 h_1^* + r_2 h_2^* + r_3 h_3^*$$

と

【数 1 8】

$$R_3 = r_2 h_3^* + r_4 h_1^* - r_3 h_2^*$$

10

によりそれぞれの臨界値 (R_1 、 R_3) を計算し、前記第 2 デコーダの臨界値検出器は

【数 1 9】

$$R_2 = r_1 h_2^* - r_2 h_1^* + r_4 h_3^*$$

と

【数 2 0】

$$R_4 = r_1 h_3^* - r_3 h_1^* - r_4 h_2^*$$

20

によりそれぞれの臨界値 (R_2 、 R_4) を計算し、

ここで、 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 は各時間区間で受信されたシンボルであり、 h_1 、 h_2 、 h_3 は各送信アンテナ別に測定されたチャンネル利得であることを特徴とする請求項 8 記載の無線通信システムの受信装置。

【請求項 10】

前記第 1 デコーダの判別器は

【数 2 1】

$$(C_3) \operatorname{Re}\{x_1 x_3^*\}$$

30

により判別値を計算し、前記第 2 デコーダの判別器は

【数 2 2】

$$(C_4) \operatorname{Re}\{x_2 x_4^*\}$$

により判別値を計算し、

ここで、 $\operatorname{Re}\{\}$ は、 $\{\}$ 内の複素数から実数成分を求める演算であり、 C_3 は

【数 2 3】

$$C_3 = h_3^* h_2 - h_3 h_2^*$$

であり、 C_4 は

【数 2 4】

$$C_4 = h_3 h_2^* - h_3^* h_2 = -C_3$$

であり、 x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 は位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせを構成する各シンボルであることを請求項 9 記載の特徴とする無線通信システムの受信装置。

【請求項 11】

50

前記第 1 デコーダのメトリック計算器は、前記判別値が最小でない場合、
【数 2 5】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + 2(C_3)\text{Re}\{x_1^* x_3\}$$

により前記位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせ別へのメトリック値を計算し、

前記第 2 デコーダのメトリック計算器は、前記判別値が最小でない場合、
【数 2 6】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 - 2(C_3)\text{Re}\{x_2^* x_4\}$$

10

により前記位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせ別へのメトリック値を計算することを特徴とする請求項 10 記載の無線通信システムの受信装置。

【請求項 1 2】

前記第 1 デコーダの臨界値検出器と前記第 2 デコーダの臨界値検出器は、
【数 2 7】

$$R_1 = \frac{(r_1 h_1^* + r_2^* h_2 + r_3 h_3 - r_4 h_4^*)}{K}, R_3 = \frac{(r_1 h_4^* + r_2^* h_3 - r_3^* h_2 + r_4 h_1^*)}{K}$$

$$R_2 = \frac{(r_1 h_2^* - r_2^* h_1 + r_3^* h_4 + r_4 h_3^*)}{K}, R_4 = \frac{(r_1 h_3^* - r_2^* h_4 - r_3^* h_1 - r_4 h_2^*)}{K}$$

$$K = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$$

20

により前記第 1 デコーダの臨界値 (R_1 、 R_3) と前記第 2 デコーダの臨界値 (R_2 、 R_4) を計算し、

ここで、 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 は各時間区間で受信されたシンボルであり、 h_1 、 h_2 、 h_3 、 h_4 は各送信アンテナ別に測定されたチャンネル利得であることを特徴とする請求項 11 記載の無線通信システムの受信装置。

【請求項 1 3】

前記第 1 デコーダの判別器は、
【数 2 8】

30

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

により判別値を計算し、前記第 2 デコーダの判別器は

【数 2 9】

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

により判別値を計算し、

ここで、 x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 は位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせを構成する各シンボルであり、

【数 3 0】

40

$$R_{13} = \frac{(-h_1 h_4^* + h_1^* h_4 - h_2^* h_3 + h_2 h_3^*)}{K}, R_{24} = \frac{(-h_2 h_3^* - h_1^* h_4 + h_1 h_3 + h_2 h_2^*)}{K}$$

であることを特徴とする請求項 1 2 記載の無線通信システムの受信装置。

【請求項 1 4】

前記第 1 デコーダのメトリック計算器は、前記判別値が最小でない場合、
【数 3 1】

$$\text{Min}(x_1, x_3) (|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2 - |x_1|^2 |x_3|^2)$$

50

により前記位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせ別へのメトリック値を計算し、

前記第2デコーダのメトリック計算器は、前記判別値が最小でない場合、
【数32】

$$\text{Min}(x_2, x_4)(|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2 - |x_2|^2 |x_4|^2)$$

により前記位相回転が遂行されたシンボルを含むサブ組み合わせ別へのメトリック値を計算することを特徴とする請求項13記載の無線通信システムの受信装置。

【請求項15】

無線通信システムにおける複素シンボルを受信する方法であって、
M個の送信アンテナから少なくとも一つまたは複数の受信アンテナに受信された信号を4個の時間区間の間に受信する過程と、
前記受信アンテナを通じて受信された信号からN×Mの符号化シンボル行列を構成する過程と、

前記M個の送信アンテナから前記一つまたは複数の受信アンテナへのチャンネル利得をそれぞれ示すM個のチャンネル利得を推定する過程と、

前記チャンネル利得と前記シンボル配列器により受信された信号を用いてN個の送信シンボルのうち、N/2個のシンボルを検出する過程と；

前記チャンネル利得と前記シンボル配列器により受信された信号を用いてN個の送信シンボルのうち、残りのN/2個のシンボルを検出する過程と、

前記検出されたN個のシンボルを順序に配列して出力する過程と、を含み、

前記N/2個のシンボルを検出する過程は、

N/2個のシンボルを含む、可能な全てのシンボルのサブ組み合わせに対してメトリック値を求め、前記求められたメトリック値のうち最小のメトリック値を有するN/2個のシンボルを最終シンボルとして出力し、

前記最小のメトリック値を有するN/2個のシンボルは、前記受信信号と前記チャンネル利得を利用して、臨界値検出によって2つのシンボルを予め検出し、前記予め検出されたシンボルの積と、前記M個の送信アンテナのチャンネル利得により決定される定数との積が最小であるN/2個のシンボルであり、

ここで、前記Mは3であり、前記Nは4であることを特徴とする無線通信システムの受信方法。

【請求項16】

前記N/2個のシンボルをそれぞれ検出する過程は、

それぞれN/2個のシンボルを含む、可能な全てのシンボルのサブ組み合わせを発生する段階と、

前記N/2個のシンボルのうち一つのシンボルを予め決定された位相値だけ回転させる段階と、

前記受信された信号と前記チャンネル利得を用いて前記位相回転されたシンボルを含むシンボルサブ組み合わせに対するメトリック値を求める段階と、

前記求めら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N/2個のシンボルを検出する段階と、を含むことを特徴とする請求項15記載の受信方法。

【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関し、特に、フェージング(Fading)による劣化(Degradation)に対応するために送信アンテナダイバーシティを使用する送受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信システムにおいて、多重経路フェージングを緩和するための効果的な技術の1

10

20

30

40

50

つは、時間及び周波数ダイバーシティ(time and frequency diversity)である。アンテナダイバーシティのための周知の技術のうち、Vahid Tarokhによって提案された空間-時間ブロック符号(Space time block code)は、S.M.Alamoutiによって提案された送信アンテナダイバーシティを、2つ以上のアンテナを使用することができるように拡張する。Tarokhによる提案は、非特許文献1に公開されており、Alamoutiによる提案は、非特許文献2に公開されている。

【0003】

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器の構成を示すブロック図である。これは、Tarokhによって提案された送信器であり、図示されたように、直/並列変換器(Serial to Parallel(S/P) Converter) 110及び符号化器(Encoder) 120から構成される。この構成において、送信器は3つの送信アンテナ130、132、134を使用する。

10

【0004】

図1を参照すると、直/並列変換器110は、入力される4つのシンボルを1つのブロックにグループ化して符号化器120に提供する。符号化器120は、4つのシンボルを有して8つの組み合わせを構成し、そして、その8つの組み合わせを8つの時間区間の間に3つの送信アンテナ130、132、134に伝達する。前記8つの組み合わせは、式(33)のような 8×3 の符号化行列で表現することができる。

【0005】

【数1】

$$g_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_4 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ s_4^* & s_3^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad \dots(33)$$

20

30

【0006】

ここで、 g_3 は、3つの送信アンテナを通じて伝送されるシンボルの符号化行列を示し、 s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 は、伝送しようとする4つの入力シンボルを示す。

【0007】

符号化器120は、4つの入力シンボルに反転(negative)及び共役(conjugate)を適用し、その結果値を8つの時間区間の間に3つのアンテナ130、132、134に出力する。ここで、それぞれのアンテナに出力されるシンボルシーケンス、つまり、列(column)は、相互直交性を有する。

【0008】

より具体的に説明すると、第1時間区間において、1番目の列の3つのシンボル s_1 、 s_2 、 s_3 が前記3つのアンテナ130、132、134にそれぞれ伝達される。同様に、最後の時間区間において、最後の列の3つのシンボル s_4^* 、 s_3^* 、 s_2^* が前記3つのアンテナ130、132、134にそれぞれ伝達される。つまり、符号化器120は、M番目のアンテナに前記符号化行列のM番目の列のシンボルを順次に伝達する。

40

【0009】

図2は、図1の送信器から送信された信号を受信する受信器の構成を示すブロック図である。図示されたように、複数の受信アンテナ140、142、チャネル推定器(Channel Estimator) 150、多重チャネルシンボル配列器(Multiply Channel Symbol Arranger) 160、及び検出器(Detector) 170から構成される。

【0010】

50

図2を参照すると、チャンネル推定器150は、送信アンテナから受信アンテナへのチャンネル利得を示すチャンネル係数(channel coefficient)を推定し、多重チャンネルシンボル配列器160は、受信アンテナ140、142からの受信シンボルを収集して検出器170に提供する。次に、検出器170は、前記受信シンボルに前記チャンネル係数をかけることによって決定された推定(hypotheses)シンボルを有して可能な全てのシンボルに対する決定統計量(decision statistic)を計算し、臨界値検出(threshold detection)によって送信シンボルを検出する。

【0011】

Alamoutiによって提案された空間-時間ブロック符号技術は、2つの送信アンテナを通じて複素シンボル(complex symbol)を伝送しても、伝送率(rate)に損失を与えることなく、送信アンテナの個数と同一のダイバーシティ次数(diversity order)、つまり、最大のダイバーシティ次数を得る。この技術を拡張してTarokhによって提案された図1及び図2の装置は、相互直交(orthogonal)の列を有する行列形態の空間-時間ブロック符号を使用して最大ダイバーシティ次数を得る。しかしながら、前記装置は、4つの複素シンボルを8つの時間区間(time interval)の間に伝送するので、1/2だけ伝送率が損失される。さらに、1つのブロック(4つのシンボル)を完全に伝送するためには8つの時間区間が必要であるので、高速フェージングの場合、ブロック内でチャンネル環境の変化によって受信性能が低下する。

【0012】

前述したように、3つ以上のアンテナを使用して複素シンボルを伝送する場合、N個のシンボルを送信するために2N個の時間区間が必要であるので、伝送率の損失が発生する。さらに、前記伝送率の損失は、遅延時間(latency)を増加させるという問題点がある。

【非特許文献1】“Space time block coding from orthogonal design,” IEEE Trans. on Info., Theory, Vol.45, pp.1456-1467, July 1999

【非特許文献2】“A simple transmitter diversity scheme for wireless communications,” IEEE Journal on Selected Area in Communications, Vol.16, pp.1451-1458, Oct. 1998

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

本発明の目的は、少なくとも3つの送信アンテナを使用する無線通信システムにおいて、伝送率の損失を生じることなく、最大のダイバーシティ次数及び最大の伝送率を得る送受信装置を提供することにある。

【0014】

本発明は、少なくとも3つの送信アンテナを使用する移動通信システムにおいて、受信複雑度を低減させることによって、シンボルの処理速度を向上させる受信装置を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0015】

このような課題を解決するための本発明による無線通信システムで複素シンボルを受信する受信器は、少なくとも3つの送信アンテナから少なくとも1つの受信アンテナを通じて受信された信号を4つの時間区間の間に受信するシンボル配列器と、前記少なくとも3つの送信アンテナから前記少なくとも1つの受信アンテナへの少なくとも3つのチャンネル利得を推定するチャンネル推定器と、前記受信信号及び前記チャンネル利得を使用して可能な全ての2つのシンボルに対してメトリック値を計算し、メトリック値を最小化する2つのシンボルを検出する第1デコーダと、前記受信信号及び前記チャンネル利得を使用して可能な全ての2つのシンボルに対してメトリック値を計算し、メトリック値を最小化する2つのシンボルを検出する第2デコーダと、前記第1及び第2デコーダによって検出された4つのシンボルを順次に配列する並/直列変換器と、から構成され、前記第1及び第2デコーダは、前記受信信号と前記チャンネル利得を線形演算し、臨界値検出によって2つのシン

ボルを予め検出し、前記予め検出されたシンボルの積と、前記少なくとも3つの送信アンテナのチャンネル利得によって決定される常数の積が最小である場合、前記予め検出されたシンボルを最終シンボルとして出力することを特徴とする。

【発明の効果】

【0016】

本発明において、複素シンボルが伝送される場合にも伝送率が損失されずに最大のダイバーシティ次数を得ることができる。さらに、伝送遅延時間を最小化する。その結果、高速フェージングに強く、デコーディング設計が簡単になるので、受信器の製造コストを低減し、システムを小型化することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

以下、本発明の好適な一実施形態について添付図を参照しつつ詳細に説明する。下記の説明において、本発明の要旨のみを明確にする目的で、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。

【0018】

3つのアンテナを通じて4つの時間区間の間に伝送される4つの入力シンボルを符号化行列の形態で表現すると、式(34)のようである。

【0019】

【数2】

$$C_{43} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_4 & s_5 & s_6 \\ s_7 & s_8 & s_9 \\ s_{10} & s_{11} & s_{12} \end{bmatrix} \quad \dots(34)$$

【0020】

周知のとおり、ML(Maximum Likelihood)デコーディングを使用する受信器は、送信アンテナから受信アンテナへのチャンネル利得を示すチャンネル推定値(estimate)を使用して受信信号と可能な全てのシンボルとの間のメトリック値を計算し、前記計算されたメトリック値を最小にするシンボルを検出する。

【0021】

i番目の送信アンテナから式(34)のようなシンボルを受信する受信アンテナへのチャンネル推定値を h_i と表現する時、任意で生成されたシンボル組み合わせ c_t に対応するメトリック値は、式(35)のように表現される。

【0022】

【数3】

$$\sum_{i=1}^4 \left| r_t - \sum_{i=1}^3 h_i c_i \right|^2 \quad \dots(35)$$

【0023】

ここで、 r_t は、t番目の時間区間で受信された信号を示し、 c_t は、t番目の時間区間で生成された任意のシンボル組み合わせである。式(35)に式(34)の符号化行列を適用すると、受信器は、可能な全てのシンボル組み合わせに対して、式(36)を最小化するシンボル組み合わせを決定する。

【0024】

10

20

30

40

【数4】

$$\begin{aligned} & |r_1 - h_1 s_1 - h_2 s_2 - h_3 s_3|^2 + |r_2 - h_1 s_4 - h_2 s_5 - h_3 s_6|^2 \\ & + |r_3 - h_1 s_7 - h_2 s_8 - h_3 s_9|^2 + |r_4 - h_1 s_{10} - h_2 s_{11} - h_3 s_{12}|^2 \end{aligned} \quad \dots(36)$$

【0025】

ここで、 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 は、4つの時間区間の間に受信された信号であり、 h_1 、 h_2 、 h_3 は、送信アンテナから受信アンテナへのチャネル係数を示すチャネル利得である。

【0026】

受信器のML検出設計を簡略化するためには、式(36)からできるだけ多くのクロスオーバー項(crossover term)を除去することによって、送信アンテナを通じて伝送されるシンボルシーケンスが相互直交するにすべきである。前記クロスオーバー項を式(37)のように表現する。

【0027】

【数5】

$$\begin{aligned} & h_1 h_2^* C_1 + h_2 h_3^* C_2 + h_1 h_3^* C_3 = \\ & h_1 h_2^* (s_1 s_2^* + s_4 s_5^* + s_7 s_8^* + s_{10} s_{11}^*) + h_2 h_3^* (s_2 s_3^* + s_5 s_6^* + s_8 s_9^* + s_{11} s_{12}^*) \\ & + h_1 h_3^* (s_1 s_3^* + s_4 s_6^* + s_7 s_9^* + s_{10} s_{12}^*) \end{aligned} \quad \dots(37)$$

【0028】

Tarokhによって知られているように、 4×3 符号化行列を利用して4つのシンボルを伝送する場合、ML検出時に現れる全てのクロスオーバー項を除去することはできない。しかしながら、式(37)において2つの項、つまり、 C_1 及び C_2 を除去することによって、少なくとも第1アンテナ h_1 及び第3アンテナ h_3 によって送信されるシンボルシーケンスが相互直交するにすることはできる。

【0029】

最大のダイバーシティ次数を得るために、伝送される4つのシンボルがそれぞれのアンテナにおいてそれぞれの時間区間で一回だけ現れるべきである。式(38)の4つの 4×3 符号化行列がこの条件を満足する。他の符号化行列は、以下の4つの行列の列または行を置き換えることによって構成することができる。

【0030】

【数6】

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_2 & s_1 & s_4 \\ s_3 & s_4 & s_1 \\ s_4 & s_3 & s_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_2 & s_1 & s_4 \\ s_3 & s_4 & s_2 \\ s_4 & s_3 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_2 & s_3 & s_4 \\ s_3 & s_4 & s_1 \\ s_4 & s_1 & s_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_2 & s_4 & s_1 \\ s_3 & s_1 & s_4 \\ s_4 & s_3 & s_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \dots(38)$$

【0031】

式(38)の符号化行列に対して、式(37)の少なくとも2つのクロスオーバー項、つまり、 C_1 及び C_2 を除去するように、反転及び共役を適用した符号化行列の一例を式(39)のように表現する。

【0032】

10

20

30

40

【数7】

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & s_3^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_1^* \\ s_3 & -s_4 & s_2 \end{bmatrix} \quad \dots(39)$$

【0033】

さらに、可能な符号化行列の例を式(40)に示す。

【0034】

10

【数8】

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & -x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & x_4 \\ x_3 & x_4 & x_1^* \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & -x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & x_4 \\ x_3 & x_4 & x_1^* \\ -x_4^* & x_3^* & x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & x_4 \\ x_3 & x_4 & -x_1^* \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4 \\ x_3 & x_4 & -x_1^* \\ -x_4^* & x_3^* & x_2 \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & -x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & x_4 \\ x_3 & x_4 & x_1^* \\ x_4^* & -x_3^* & x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & x_4 \\ x_3 & x_4 & -x_1^* \\ x_4^* & -x_3^* & x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & -x_3^* \\ x_2^* & -x_1^* & x_4 \\ x_3 & x_4 & x_1^* \\ -x_4^* & x_3^* & x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3^* \\ x_2^* & -x_1^* & -x_4 \\ x_3 & x_4 & -x_1^* \\ -x_4^* & x_3^* & x_2 \end{bmatrix} \dots(40)$$

20

【0035】

ここで、 x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 は、 s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 に反転及び共役を適用して配列したのである。具体的に、式(40)に示す2番目の行列は、 $x_1 = s_1$ 、 $x_2 = s_2$ 、 $x_3 = -s_4^*$ 、 $x_4 = -s_3^*$ によって式(39)から生成される。

30

【0036】

式(40)のような符号化行列を使用して少なくとも2つのクロスオーバー項、つまり、 C_1 及び C_2 を除去することによって、受信器のML検出設計をより簡略化することができる。例えば、式(39)を使用して式(36)を表現すると、式(36)の最小化は、式(41)及び式(42)の最小化と同一である。これは、式(41)の及び式(42)のメトリックがそれぞれ独立であるから可能である。

【0037】

【数9】

$$\text{Min}(x_1, x_3) (|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + 2(C_1 + C_3) \text{Re}\{x_1^* x_3\}) \quad \dots(41)$$

40

【0038】

【数10】

$$\text{Min}(x_2, x_4) (|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + 2(C_2 + C_4) \text{Re}\{x_2^* x_4\}) \quad \dots(42)$$

【0039】

ここで、 $\text{Min}(a, b)(y(a, b))$ は、 $y(a, b)$ を最小化する a, b を決定する演算であり、 $\text{Re}\{ \}$ は、括弧内の複素数から実数成分をを求める演算である。前述したように、

50

C_1 及び C_2 は 0 であり、 $C_3 = h_3^* h_2 - h_3 h_2^*$ であり、 $C_4 = h_3 h_2^* - h_3^* h_2 = -C_3$ である。さらに、 $R_1 = r_1 h_1^* + r_2^* h_2 + r_3^* h_3$ であり、 $R_2 = r_1 h_2^* - r_2^* h_1 + r_4 h_3^*$ であり、 $R_3 = r_2^* h_3 + r_4 h_1^* - r_3^* h_2$ であり、 $R_4 = r_1 h_3^* - r_3^* h_1 - r_4 h_2^*$ である。

【 0 0 4 0 】

受信器は、式(41)によって s_1 及び s_3 の対(pair)をデコーディングする部分及び式(42)によって s_2 及び s_4 の対をデコーディングする部分を分離(decouple)する。その結果、受信器構造をより簡略化することができる。

【 0 0 4 1 】

入力されるシンボルが B P S K (Binary Phase Shift Keying) によって生成された場合、符号化行列は 3 のダイバーシティ次数を有する。しかしながら、3 次以上のシンボルマッピング方式、つまり、Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying)、8 P S K (8ary PSK)、1 6 P S K (16ary PSK) を使用する場合、複素シンボルが伝送されるので、ダイバーシティ次数が 2 に減少する。従って、本発明において 4 つのシンボルのうち異なるメトリック値を決定するために利用される 2 つのシンボルを所定の位相値だけ位相回転させることによって、最大のダイバーシティ次数である 3 を得る。3 つのアンテナを通じて伝送される最終シンボルは、式(43)のような行列として表現される。

【 0 0 4 2 】

【 数 1 1 】

$$\begin{bmatrix} e^{j\theta_1} s_1 & s_2 & e^{j\theta_4} s_4 \\ -s_2^* & e^{-j\theta_1} s_1^* & s_3^* \\ -e^{-j\theta_4} s_4^* & -s_3^* & e^{-j\theta_1} s_1^* \\ s_3 & -e^{-j\theta_4} s_4 & s_2 \end{bmatrix} \dots (43)$$

【 0 0 4 3 】

この符号化行列は、式(39)の入力シンボル s_1 、 s_4 の位相をそれぞれ θ_1 、 θ_4 だけ位相回転させることによって生成されるシンボルを含む。異なるメトリックに関連したシンボル s_1 、 s_2 または s_3 、 s_4 または s_2 、 s_3 も位相回転させることができる。2 つのシンボルが異なる位相値または同一の位相値によって位相回転されても、ダイバーシティ次数は最大値である 3 に維持される。同様に、式(40)に示す異なる符号化行列に対しても異なるメトリック値を決定する 2 つのシンボルを所定の位相値だけ位相回転させることによって、最終符号化行列を得ることができる。

【 0 0 4 4 】

前述したような符号化行列を利用する送信器構造の一例を図 3 に示す。

図 3 は、本発明が適用された空間-時間ブロック符号を使用する送信器の構成を示すブロック図である。図示されたように、直 / 並列変換器 (Serial to Parallel Converter) 2 1 0、位相回転器 (Phase Rotators) 2 2 0、2 2 2、符号化器 (Encoder) 2 3 0、及び 3 つの送信アンテナ 2 4 0、2 4 2、2 4 4 から構成される。

【 0 0 4 5 】

図 3 を参照すると、直 / 並列変換器 2 1 0 は、入力される 4 つのシンボル s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 を 1 つのブロックにして符号化器 2 3 0 に提供する。ここで、1 つのブロックから選択された 2 つのシンボル s_1 、 s_4 は、位相回転器 2 2 0、2 2 2 によってそれぞれ所定の位相値 θ_1 、 θ_4 だけ回転される。前記 2 つのシンボルは、受信器において異なるメトリックに関連するように選択される。符号化器 2 3 0 は、位相回転された 2 つのシンボルを含むシンボルのブロックからそれぞれ 3 つのシンボルを含む 4 つの組み合わせを生成し、4 つの時間区間の間に 3 つの送信アンテナ 2 4 0、2 4 2、2 4 4 に伝達する。

【 0 0 4 6 】

符号化器 2 3 0 は、最大のダイバーシティ次数を得るために、4 つの複素シンボルが各

10

20

30

40

50

アンテナから各時間区間で1回のみ伝送されるようにシンボル組み合わせを構成する。さらに、符号化器230は、それぞれのアンテナに伝達されるシンボルシーケンスが相互直交性(orthogonally)を有するように、前記入力シンボルに反転及び共役を適用してシンボル組み合わせを構成する。ここで、前記入力シンボルのうち選択された2つのシンボルを位相回転させる理由は、入力シンボルが複素シンボルである場合にも最大のダイバーシティ次数を得るためである。

【0047】

前記3つのアンテナを通じて伝送される4つの組み合わせが4×3行列で表現されると、符号化行列のm番目の列(column)のシンボルはm番目のアンテナに順次に伝達される。つまり、n番目の時間区間でn番目の行(row)のシンボルが同時に3つのアンテナに伝達される。

10

【0048】

例えば、4つのシンボル s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 のうち s_1 、 s_4 がそれぞれ θ_1 、 θ_4 だけ位相回転される場合、符号化器230の出力は、式(43)のような4×3の符号化行列によって表現することができる。式(43)の符号化行列が使用される場合、第1時間区間では1番目の列の3つのシンボル

【0049】

【数12】

$$e^{j\theta_1}s_1, s_2, e^{j\theta_4}s_4$$

20

【0050】

が3つのアンテナ240、242、244に伝達され、4番目の時間区間では4番目の列の3つのシンボル

【0051】

【数13】

$$s_3, e^{j\theta_4}s_4, s_2$$

【0052】

が3つのアンテナ240、242、244に伝達される。

30

【0053】

図4は、図3の送信器から送信された信号を受信する受信器の構成を示すブロック図である。本発明の実施形態によると、受信器は、独立的に動作する2つのMLデコーダ(Decoders)340、345を含む。

【0054】

図4を参照すると、チャネル推定器(Channel Estimator)320は、3つの送信アンテナ240、242、244から受信アンテナ310、315へのチャネル係数(channel coefficient)、つまり、チャネル利得 h_1 、 h_2 、 h_3 を推定する。シンボル配列器(Symbol Arranger)330は、受信アンテナ310、315に受信される信号 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 を収集する。

40

【0055】

1つの受信アンテナが使用される場合、シンボル配列器330は、4つの受信信号 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 から1つのブロックを構成する。2つ以上の受信アンテナが使用される場合、シンボル配列器330は、前記受信信号から行列形態のブロックを構成する。前記行列において、1つの行には1つの受信アンテナを通じて受信される信号を配置し、1つの列には1つの時間区間で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、315を使用する構造を示しているが、以下の説明においては、説明の便宜のため、1つの受信アンテナを使用する場合を説明する。

【0056】

50

送信器から伝送された4つのシンボル s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 を復元するために、前記デコーダ340、345のうち第1デコーダ340は、前記チャネル利得及び前記受信信号を利用して s_1 及び s_3 を検出し、第2デコーダ345は、同様の方式によって s_2 及び s_4 を検出する。従って、デコーダ340、345によって4つのシンボルが同時に検出される。前記検出されたシンボルは、元のシンボルと区別するために s' として表記する。

【0057】

式(43)の符号化行列の場合、第1デコーダ340のシンボル発生器(Symbol Generator)350は、全ての可能な s_1 及び s_3 のサブ組み合わせ(Sub-combination)を生成し、位相回転器(Phase Rotator)352は、前記発生されたシンボルの1番目のシンボル s_1 を送信器によって使用された位相値 θ_1 だけ位相回転させて

10

【数14】

$$e^{j\theta_1} s_1$$

【0058】

を出力する。

【0059】

メトリック計算器(Metric Calculator)370は、前記チャネル利得 h_1 、 h_2 、 h_3 及び前記受信信号 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 を利用して1つの位相回転されたシンボルを含む全ての可能なシンボルサブ組み合わせに対して式(41)を使用してメトリック値を計算する。最小メトリック検出器380は、最小のメトリック値を有するようにする s_1' 、 s_3' を検出する。

20

【0060】

第2デコーダ345は、 s_2 及び s_4 に対して同一の方式によって動作する。第1デコーダ340が s_1' 及び s_3' を検出し、第2デコーダ345が s_2' 及び s_4' を検出した後、並列直列変換器(Parallel to Serial Converter)390は、前記検出されたシンボルを順次に配列し、シンボル組み合わせ s_1' 、 s_2' 、 s_3' 、 s_4' を出力する。

【0061】

以上のように構成される図4の受信器がQPSK信号コンステレーションを使用する場合、 s_1 及び s_3 のシンボルサブ組み合わせの種類は16個であり、 s_2 及び s_4 のシンボルサブ組み合わせも16個である。所望するシンボルを検出するために、メトリック計算器370、375は、式(41)及び式(42)を32回ずつ計算すべきである。1つのメトリックの計算のためには、1回の複素乗算(4回の実数乗算と同一)、1回の実数乗算、4回の足し算(引き算)、2回のNorm(2回の実数乗算と同一)、及び1回の比較が必要である。言い換えると、総7回の実数乗算及び4回の足し算が必要である。従って、32個のサブ組み合わせに対して1つのブロック(2つのシンボルサブ組み合わせ)をデコーディングするためには、総224回の実数乗算、128回の足し算及び32回の比較が必要である。

30

【0062】

このような量の演算を4つのシンボルの受信毎に繰り返すことは、高速のデータサービスに大きな障害になる。従って、本発明においては、3つの送信アンテナのための受信器に必要な演算量を減少させて、シンボルデータを高速で受信することを可能にする。

40

前述したように、3つの送信アンテナのための受信器は、式(41)及び式(42)を最小化する4つのシンボルを検出する。 C_1 及び C_2 が0であるので、式(41)及び式(42)は、それぞれ式(44)及び式(45)のようにさらに表現される。

【0063】

【数15】

$$|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + 2(C_3) \operatorname{Re}\{x_1^* x_3\} \quad \dots (44)$$

50

【 0 0 6 4 】

【 数 1 6 】

$$|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + 2(C_4) \operatorname{Re}\{x_2^* x_4\} \quad \dots(45)$$

【 0 0 6 5 】

ここで、 x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 は、位相回転された 2 つのシンボルを含む 4 つのシンボルである。つまり、

【 0 0 6 6 】

【 数 1 7 】

$$x_1 = e^{j\theta_1} s_1, \quad x_2 = s_2, \quad x_3 = s_3, \quad x_4 = e^{j\theta_4} s_4$$

である。

【 0 0 6 7 】

前述したような原理を利用する本発明の一実施形態による受信を図 6 に示す。前記受信器も、独立的に動作する 2 つの ML デコーダ 4 4 0、4 5 0 を含む。

図 6 を参照すると、チャンネル推定器 4 2 0 は、3 つの送信アンテナ 2 4 0、2 4 2、2 4 4 から受信アンテナ 4 1 0、4 1 5 へのチャンネル係数(channel coefficients)、つまり、チャンネル利得 h_1 、 h_2 、 h_3 を推定する。シンボル配列器 4 3 0 は、受信アンテナ 4 1 0、4 1 5 を通じて 4 つの時間区間の間に受信される信号 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 を収集する。

【 0 0 6 8 】

1 つの受信アンテナが使用される場合、シンボル配列器 4 3 0 は、送信器が 1 つのブロックのシンボルを 4 つの時間区間の間に伝送するので、4 つの時間区間の間に 1 つのアンテナを通じて受信信号 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 を収集する。送信器が 1 つのブロックのシンボルを 4 つの時間区間の間に伝送するので、2 つ以上の受信アンテナが使用される場合、シンボル配列器 4 3 0 は、前記受信信号から行列形態のブロックを構成する。前記行列において、1 つの行には 1 つの受信アンテナを通じて受信される信号を配置し、1 つの列には 1 つの時間区間で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 4 1 0、4 1 5 を使用する構造を示しているが、以下、説明の便宜のため、1 つの受信アンテナを使用することを説明する。

【 0 0 6 9 】

送信器から伝送された 4 つのシンボル s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 を復元するために、デコーダ 4 4 0、4 4 5 のうち第 1 デコーダ 4 4 0 は、前記チャンネル利得及び前記受信信号を利用して s_1 及び s_3 を検出し、第 2 デコーダ 4 4 5 は、同様の方式によって s_2 及び s_4 を検出する。従って、デコーダ 4 4 0、4 4 5 によって前記 4 つのシンボルが同時に検出される。前記検出されたシンボルは、元のシンボルと区別するために s' として表記する。

式(43)の符号化行列を利用する場合、第 1 デコーダ 4 4 0 のシンボル発生器 4 5 0 は、全ての可能な s_1 及び s_3 のサブ組み合わせを生成し、位相回転器 4 5 2 は、前記 s_1 を送信器によって使用された値 s_1 だけ位相回転させて

【 0 0 7 0 】

【 数 1 8 】

$$e^{j\theta_1} s_1 \quad \dots(46)$$

【 0 0 7 1 】

を出力する。式(46)及び s_3 をシンボルサブ組み合わせと称する。シンボル発生器 4 5 0

10

20

30

40

50

及び位相回転器 4 5 2 によって生成される可能な全てのシンボルサブ組み合わせは、臨界値検出器 4 6 0 及びメトリック計算器 4 7 0 に同時に提供される。

【 0 0 7 2 】

臨界値検出器 4 6 0 は、前記チャネル利得 h_1 、 h_2 、 h_3 及び前記受信信号 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 を利用して臨界値 R_1 及び R_3 に最も近接するシンボル s_1' 及び s_3' を予め検出する。判別器(decider) 4 6 2 は、前記チャネル利得によって計算された C_3 及び前記予め検出された s_1' 及び s_3' を利用して

【 0 0 7 3 】

【 数 1 9 】

$$(C_3) \operatorname{Re}\{e^{-j\theta_1} s_1' s_3'\} \quad \dots (47)$$

10

【 0 0 7 4 】

を判別する。ここで、前記判別結果が最小値である場合、判別器 4 6 2 は、前記予め検出された s_1' 及び s_3' を出力する。この時、メトリック計算器 4 7 0 及び最小メトリック検出器 4 8 0 は動作しない。

【 0 0 7 5 】

前記 Q P S K 信号コンステレーションに対して 45° の位相回転が使用された場合、判別器 4 6 2 は、式(47)がマイナスであるか否かを確認することによって最小であるか否かを確認することができる。式(47)がマイナスである場合、判別器 4 6 2 は、前記予め検出されたシンボルを最終シンボルとして出力し、メトリック計算器 4 7 0 及び最小メトリック検出器 4 8 0 は動作しない。

20

【 0 0 7 6 】

図 5 は、Q P S K 信号コンステレーションに式(44)を計算するために必要なシンボルを示す図である。図示されたように、式(44)の最後の項である式(47)は、 $+C_3$ または $-C_3$ である。前記最後の項がマイナスである場合、式(44)を最小化する s_1 及び s_3 の検出は、式(44)の 1 番目の項である

【 0 0 7 7 】

【 数 3 3 】

$$|R_1 - e^{j\theta_1} s_1|^2 \quad \dots (48)$$

30

を最小化する s_1 及び 2 番目の項である

【 0 0 7 8 】

【 数 3 4 】

$$|R_3 - s_3|^2 \quad \dots (49)$$

を最小化する s_3 の検出と同一である。

【 0 0 7 9 】

これは、式(45)及び s_2 、 s_4 に対しても同一に適用される。式(48)及び式(49)の最小化は、臨界値 R_1 、 R_3 に最も近接した s_1 及び s_3 を決定すること、つまり、臨界値検出を遂行することと同一である。

40

【 0 0 8 0 】

前記判別結果が最小値でない場合、メトリック計算器 4 7 0 は、前記チャネル利得及び前記受信信号によって計算された R_1 、 R_3 、 C_3 を利用して式(44)を計算して、可能な全てのシンボルサブ組み合わせに対するメトリック値(Metric values)を計算する。メトリック計算器 4 7 0 は、 R_1 、 R_3 、 C_3 を直接計算するか、または、臨界値検出器 4 6 0 から受信することができる。後者の場合、判別器 4 6 2 は、前記判別結果が最小値でない場合、シンボル検出のために R_1 、 R_3 、 C_3 をメトリック計算器 4 7 0 に伝達する。

50

最小メトリック検出器 480 は、メトリック計算器 470 によって求められたメトリック値を利用して最小のメトリック値を有するようにする s_1' 、 s_3' を検出する。

【0081】

第2デコーダ 445 も同一の方式によって動作する。第1デコーダ 440 が s_1' 及び s_3' を検出し、第2デコーダ 445 が s_2' 及び s_4' を検出した後、並列直列変換器 (Parallel to Serial Converter) 490 は、前記検出されたシンボルを順次に配列し、最終的にシンボル組み合わせ s_1' 、 s_2' 、 s_3' 、 s_4' を出力する。

【0082】

図6のように構成される受信器において、1つのデコーダは、1回の複素乗算(つまり、4回の実数乗算)、1回の実数乗算、及び3回の最小値判別を遂行する。最小値の判別は、予め貯蔵された最小値の比較演算であるので、結局5回の実数乗算及び3回の比較が必要である。符号がマイナスである確率は、QPSKに対して1/2であるので、2つのシンボル毎に必要な演算量は平均的に122回の実数乗算、64回の実数足し算、及び22回の比較である。表1に示すように、図6に示す受信器は、図4に示す受信器に比べて半分程度の計算複雑度を有する。

10

【0083】

【表1】

	実数乗算	実数足し算	比較
図4	224	128	32
図6(本発明)	122(112+10)	64	22(16+6)

20

【0084】

図7は、本発明によるブロック符号化技術と従来のブロック符号化技術を信号対雑音比 (Signal to Noise Ratio: SNR) に対するビットエラー率 (Bit Error Rate: BER) の観点で比較したグラフである。図7を参照すると、参照番号510は、2つのアンテナを使用するAlamoutiによる空間-時間ブロック符号化の効率であり、参照番号520は、列間に直交である8x3符号化行列を使用するTarokhによる空間-時間ブロック符号化の効率であり、参照番号530は、最適化されなかった位相値を有する4x3符号化行列を使用する空間-時間ブロック符号化の効率であり、参照番号540は、本発明によって最適化された位相値を有する4x3符号化行列を使用する空間-時間ブロック符号化の効率である。図示されたように、本発明によって最適化された位相値を有するブロック符号は、同一のSNR環境でより低いBERを有する。

30

【0085】

以上、3つの送信アンテナを使用する構造に関して説明したが、図6に示す受信器は、少なくとも3つの送信アンテナを使用して位相回転されたシンボルを送受信する送受信器に適用できることは明白である。例えば、4つの送信アンテナを使用する場合の符号化行列は、式(50)に示すようである。

【0086】

【数22】

$$\begin{matrix}
 e^{j\theta_1} s_1 & s_2 & s_3^* & e^{-j\theta_1} s_4^* \\
 s_2^* & -e^{-j\theta_1} s_1^* & e^{j\theta_1} s_4 & -s_3 \\
 s_3 & e^{j\theta_1} s_4 & -e^{-j\theta_1} s_1^* & -s_2^* \\
 e^{-j\theta_1} s_4^* & -s_3^* & -s_2 & e^{j\theta_1} s_1
 \end{matrix} \dots (50)$$

40

【0087】

式(50)を使用する場合、図6に示すデコーダ 440、445 においてメトリック計算器 470、475 は、式(51)及び式(52)を最小化するシンボルを検出する。

【0088】

50

【数 2 3】

$$\text{Min}(x_1, x_3)(|R_1 - x_1|^2 + |R_3 - x_3|^2 + |R_{13} - x_1^* x_3|^2 - |x_1|^2 |x_3|^2) \quad \dots(51)$$

【0089】

【数 2 4】

$$\text{Min}(x_2, x_4)(|R_2 - x_2|^2 + |R_4 - x_4|^2 + |R_{24} - x_2^* x_4|^2 - |x_2|^2 |x_4|^2) \quad \dots(52)$$

【0090】

ここで、 R_1 、 R_3 、 R_{13} 、 R_2 、 R_4 、 R_{24} は、数(53)のように定義される。

【0091】

【数 2 5】

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{(r_1 h_1^* + r_2^* h_2 + r_3^* h_3 - r_4 h_4^*)}{K}, R_3 = \frac{(r_1 h_4^* + r_2^* h_3 - r_3^* h_2 + r_4 h_1^*)}{K} \\ R_{13} &= \frac{(-h_1 h_4^* + h_1^* h_4 - h_2^* h_3 + h_2 h_3^*)}{K}, R_2 = \frac{(r_1 h_2^* - r_2^* h_1 + r_3^* h_4 + r_4 h_3^*)}{K} \\ R_4 &= \frac{(r_1 h_3^* - r_2^* h_4 - r_3^* h_1 - r_4 h_2^*)}{K}, R_{24} = \frac{(-h_2 h_3^* - h_1^* h_4 + h_4^* h_1 + h_3 h_2^*)}{K} \\ K &= |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \end{aligned} \quad \dots(53)$$

【0092】

臨界値検出器 460 は、 R_1 及び R_3 に近接するシンボルを予め検出し、臨界値検出器 465 は、 R_2 及び R_4 に近接するシンボルを予め検出する。判別器 462、467 は、

【0093】

【数 2 6】

$$|R_{13} - x_1^* x_3|^2 - |x_1|^2 |x_3|^2 \quad \dots(54)$$

【0094】

及び

【0095】

【数 2 7】

$$|R_{24} - x_2^* x_4|^2 - |x_2|^2 |x_4|^2 \quad \dots(55)$$

【0096】

が最小値を有するか否かを判別する。その値が最小である場合、判別器 462、467 は、予め検出されたシンボルを最終シンボルとして出力する。メトリック計算器 470、475 は、式(54)及び式(55)が最小値を有しない時のみに式(51)及び式(52)を最小化するシンボルを検出する。

【0097】

前述の如く、本発明を具体的な一実施形態を参照して詳細に説明してきたが、本発明の範囲は前述の一実施形態によって限られるべきではなく、本発明の範囲内で様々な変形が可能であるということは、当該技術分野における通常の知識を持つ者には明らかである。

【図面の簡単な説明】

【0098】

【図 1】従来技術による空間-時間ブロック符号を使用する送信器の構成を示すブロック図である。

【図 2】図 1 の送信器から送信された信号を受信する受信器の構成を示すブロック図であ

10

20

30

40

50

る。

【図3】本発明に適用される空間-時間ブロック符号を使用する送信器の構成を示すブロック図である。

【図4】図3の送信器から送信された信号を受信する受信器の構成を示すブロック図である。

【図5】式(44)を計算するために必要なQPSKシンボルを示す図である。

【図6】本発明によって空間-時間ブロック符号を使用する受信器の構成を示すブロック図である。

【図7】本発明によるブロック符号化技術と従来の技術による符号化技術を信号対雑音比(SNR)に対するビットエラー率(BER)の観点から比較したグラフである。

10

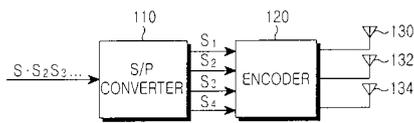
【符号の説明】

【0099】

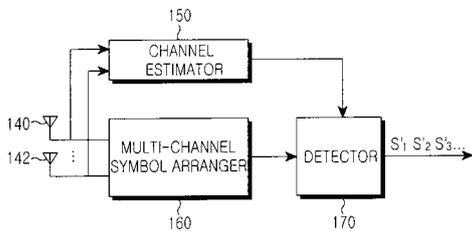
- 220、222 直/並列変換器
- 230 符号化器
- 240、242、244 送信アンテナ
- 310、315 受信アンテナ
- 320 チャンネル推定器
- 330 シンボル配列器
- 340 第1デコーダ
- 345 第2デコーダ
- 350 シンボル発生器
- 352 位相回転器
- 370 メトリック計算器
- 375 メトリック計算器
- 380 ミニмум検出器
- 385 ミニмум検出器
- 390 P/S変換器

20

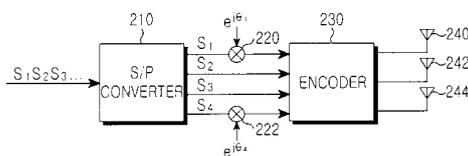
【図1】



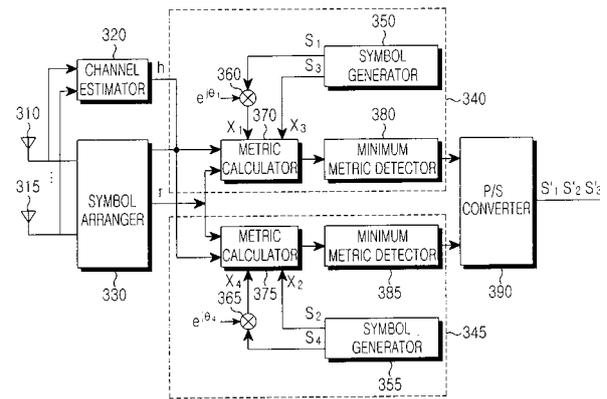
【図2】



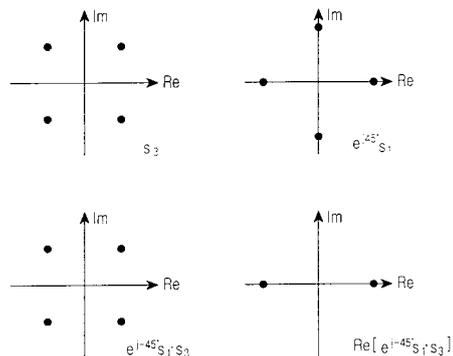
【図3】



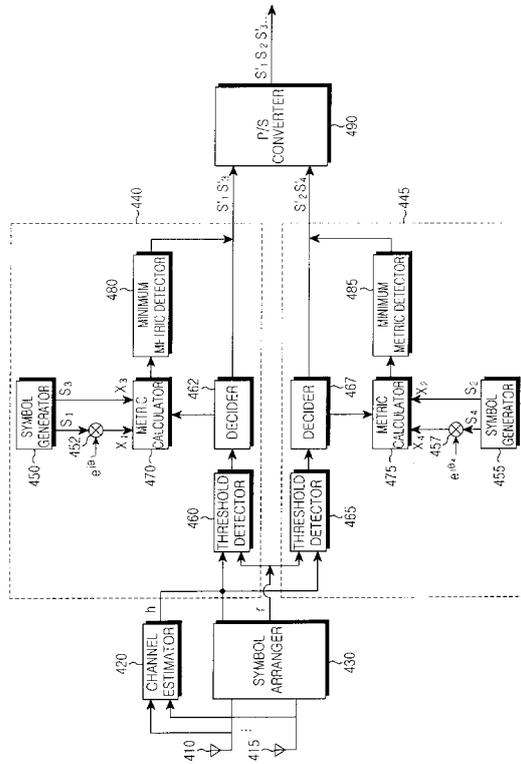
【図4】



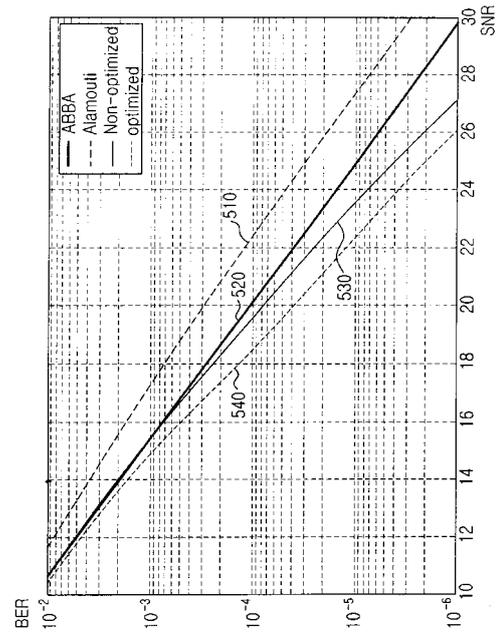
【図5】



【 図 6 】



【 図 7 】



フロントページの続き

- (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 金 映秀
大韓民国京畿道城南市盆唐區美金洞(番地なし) カチマウル1團地大宇アパート109棟2401號
- (72)発明者 南 承勲
大韓民国ソウル特別市陽川區新亭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

審査官 原田 聖子

- (56)参考文献 Weifeng Su; Xiang-Gen Xia; , "Quasi-orthogonal space-time block codes with full diversity", Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE, 米国, IEEE, 2002年11月17日, Volume 2, Page(s):1112 - 1116
- Sharma, N.; Papadias, C.B.; , "Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation", Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002. Proceedings. (ICASSP '02). IEEE International Confer, 米国, IEEE, 2002年5月13日, Volume 4, Page(s):IV-3968 - IV-3971
- Hamid Jafarkhani, A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code, IEEE TRANSACTION ON COMMUNICATIONS, 米国, IEEE, 2001年1月, VOL.49, NO.1, p.1-4
- Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, A.R.Calderbank, Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs, IEEE TRANSACTIONS OF INFORMATION THEORY, 米国, IEEE, 1999年7月, VOL.45, NO.5, p.1456-1467
- Tirkkonen, O.; Boariu, A.; Hottinen, A.; , "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, IEEE, 2000年9月6日, Volume 2, Page(s):429 - 432

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/06
H04B 7/02
H04J 15/00
H03M 13/41