

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4478119号
(P4478119)

(45) 発行日 平成22年6月9日(2010.6.9)

(24) 登録日 平成22年3月19日(2010.3.19)

(51) Int.Cl.	F 1
HO4L 27/38	(2006.01)
HO4J 11/00	(2006.01)
HO4B 1/707	(2006.01)
HO3M 13/47	(2006.01)
HO4B 7/04	(2006.01)
HO4L	27/00
HO4J	11/00
HO4J	13/00
HO3M	13/47
HO4B	7/04

請求項の数 3 (全 66 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2006-70044 (P2006-70044)	(73) 特許権者	000005821 パナソニック株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(22) 出願日	平成18年3月14日 (2006.3.14)	(74) 代理人	100105050 弁理士 驚田 公一
(65) 公開番号	特開2007-6449 (P2007-6449A)	(72) 発明者	村上 豊 大阪府門真市大字門真1006番地 松下 電器産業株式会社内
(43) 公開日	平成19年1月11日 (2007.1.11)	(72) 発明者	小林 聖峰 大阪府門真市大字門真1006番地 松下 電器産業株式会社内
審査請求日	平成20年12月16日 (2008.12.16)	(72) 発明者	折橋 雅之 大阪府門真市大字門真1006番地 松下 電器産業株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願2005-153164 (P2005-153164)		
(32) 優先日	平成17年5月25日 (2005.5.25)		
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であって、

各変調信号のチャネル推定値を求めるチャネル変動推定部と、

前記チャネル推定値と前記受信信号とを入力とし、前記チャネル推定値から候補信号点を求め、前記候補信号点と前記受信信号とのユークリッド距離の近似値を、ビットシフト及び加算器を用いて算出するユークリッド距離算出部と

を具備し、

前記ユークリッド距離算出部は、IQ平面上における前記候補信号点と前記受信信号点との、I方向の距離xとQ方向の距離yの大きさが、 $|x| < |y|$ である場合には、更に、 $0 < |x| < |y| \times (1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y|$ とし、 $|y| \times (1/4 + 1/8) < |x| < |y| \times (1/2 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/8)$ とし、 $|y| \times (1/2 + 1/8) < |x| < |y| \times (1/2 + 1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/4)$ とし、 $|y| \times (1/2 + 1/4 + 1/8) < |x|$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/4 + 1/8)$ として、

出力する

10

20

受信装置。

【請求項 2】

送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であって、

各変調信号のチャネル推定値を求めるチャネル変動推定部と、

前記チャネル推定値と前記受信信号とを入力とし、前記チャネル推定値から候補信号点を求める、前記候補信号点と前記受信信号とのユークリッド距離の近似値を、ビットシフト及び加算器を用いて算出するユークリッド距離算出部と

を具備し、

前記ユークリッド距離算出部は、IQ平面上における前記候補信号点と前記受信信号点との、I方向の距離xとQ方向の距離yの大きさが、 $|x| > |y|$ である場合には、更に、

$0 < |y| < |x| \times (1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x|$ とし、

$|x| \times (1/4 + 1/8) < |y| < |x| \times (1/2 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/8)$ とし、

$|x| \times (1/2 + 1/8) < |y| < |x| \times (1/2 + 1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/4)$ とし、

$|x| \times (1/2 + 1/4 + 1/8) < |y|$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/4 + 1/8)$ として、

出力する

受信装置。

【請求項 3】

複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であって、

各変調信号のチャネル推定値を求めるチャネル変動推定部と、

尤度検波とは異なる検波方法を用いて前記変調信号の一部のビットのみを復調する部分ビット復調部と、

復調された部分ビット及び前記チャネル推定値を用いて候補信号点を削減する信号点削減部と、

削減された前記候補信号点と受信ベースバンド信号とを用いて尤度検波を行う尤度検波部と

を具備し、

前記尤度検波部は、前記候補信号点と前記受信ベースバンド信号の受信信号点とのマンハッタン距離に基づいて尤度検波を行い、

IQ平面上における前記候補信号点と前記受信信号点との、I方向の距離xとQ方向の距離yの大きさが、

$|x| < |y|$ である場合には、更に、

$0 < |x| < |y| \times (1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y|$ とし、

$|y| \times (1/4 + 1/8) < |x| < |y| \times (1/2 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/8)$ とし、

$|y| \times (1/2 + 1/8) < |x| < |y| \times (1/2 + 1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/4)$ とし、

$|y| \times (1/2 + 1/4 + 1/8) < |x|$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/4 + 1/8)$ として、

尤度検波を行い、

IQ平面上における前記候補信号点と前記受信信号点との、I方向の距離xとQ方向の距離yの大きさが、 $|x| > |y|$ である場合には、更に、

$0 < |y| < |x| \times (1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x|$ とし、

10

20

30

40

50

$|x| \times (1/4 + 1/8) < |y| < |x| \times (1/2 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/8)$ とし、

$|x| \times (1/2 + 1/8) < |y| < |x| \times (1/2 + 1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/4)$ とし、

$|x| \times (1/2 + 1/4 + 1/8) < |y|$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/4 + 1/8)$ として、

尤度検波を行う

受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、複数のアンテナから同時に送信された変調信号を受信して復調する受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、複数アンテナを用いた復調方法として、非特許文献1に開示された技術が知られている。以下、この非特許文献1に開示された内容について図面を用いて簡単に説明する。

【0003】

図45において、送信装置30は、送信信号Aのデジタル信号1及び送信信号Bのデジタル信号2を変調信号生成部3に入力する。変調信号生成部3は、送信信号Aのデジタル信号1及び送信信号Bのデジタル信号2に対してBPSK(Binary Phase Shift Keying)やQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)、16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)等の変調を施すことにより、送信信号Aのベースバンド信号4及び送信信号Bのベースバンド信号5を得、これらを無線部6に送出する。

20

【0004】

無線部6は、送信信号Aのベースバンド信号4及び送信信号Bのベースバンド信号5に対して周波数変換及び增幅等の所定の無線処理を施すことにより、送信信号Aの変調信号7及び送信信号Bの変調信号8を得、これらをそれぞれアンテナ9及びアンテナ10に供給する。これにより、アンテナ9からは送信信号Aの変調信号7が電波として輻射されると共にアンテナ10からは送信信号Bの変調信号8が電波として輻射される。

30

【0005】

受信装置40は、アンテナ11で受信した受信信号12に対して、無線部13によって周波数変換や增幅等の無線処理を施すことによりベースバンド信号14を得、これを最尤検波部19に送出する。同様に、アンテナ15で受信した受信信号16に対して、無線部17によって周波数変換や增幅等の無線処理を施すことによりベースバンド信号18を得、これを最尤検波部19に送出する。

【0006】

最尤検波部19は、ベースバンド信号14、18を検波することにより、送信信号Aの受信デジタル信号20及び送信信号Bの受信デジタル信号21を得る。このとき、最尤検波部19は、非特許文献1に示されているように、最尤検波(MLD: Maximum Likelihood Detection)を行う。

40

【非特許文献1】アイトリブルイー・ダブリュ・シー・エヌ・シー 1999、1038頁、9月号、1999年(IEEE WCNC 1999, pp.1038-1042, Sep. 1999.)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、例えば図45の構成において、変調信号生成部3で16QAMを行った場合、最尤検波部19でMLDを行う際に、 $16 \times 16 = 256$ 個の候補信号点と、受信信号とのユークリッド距離を求めなければならない。さらには、変調信号生成部3で64

50

Q A Mを行った場合には、最尤検波部19でM L Dを行う際に、 $64 \times 64 = 4096$ 個の候補信号点と、受信信号とのユークリッド距離を求めなければならない。このような演算を行うことで検波を行うと、確かに受信品質（誤り率特性）は良くなるが、演算回数も非常に多くなるため回路規模が大きくなってしまう問題がある。この問題は上述したように、変調多値数が多くなるほど顕著となる。

【0008】

本発明はかかる点に鑑みてなされたものであり、複数のアンテナから送信された複数の変調信号を、比較的小さな回路規模で誤り率特性良く復調できる受信装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

10

【0010】

本発明の受信装置の一つの態様は、送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であって、各変調信号のチャネル推定値を求めるチャネル変動推定部と、前記チャネル推定値と前記受信信号とを入力とし、前記チャネル推定値から候補信号点を求め、前記候補信号点と前記受信信号とのユークリッド距離の近似値を、ビットシフト及び加算器を用いて算出するユークリッド距離算出部とを具備し、前記ユークリッド距離算出部は、IQ平面上における前記候補信号点と前記受信信号点との、I方向の距離xとQ方向の距離yの大きさが、 $|x| < |y|$ である場合には、更に、 $0 < |x| < |y| \times (1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y|$ とし、 $|y| \times (1/4 + 1/8) < |x| < |y| \times (1/2 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/8)$ とし、 $|y| \times (1/2 + 1/8) < |x| < |y| \times (1/2 + 1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/4)$ とし、 $|y| \times (1/2 + 1/4 + 1/8) < |x|$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/4 + 1/8)$ として出力する、構成を採る。

20

【0011】

本発明の受信装置の一つの態様は、送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であって、各変調信号のチャネル推定値を求めるチャネル変動推定部と、前記チャネル推定値と前記受信信号とを入力とし、前記チャネル推定値から候補信号点を求め、前記候補信号点と前記受信信号とのユークリッド距離の近似値を、ビットシフト及び加算器を用いて算出するユークリッド距離算出部とを具備し、前記ユークリッド距離算出部は、IQ平面上における前記候補信号点と前記受信信号点との、I方向の距離xとQ方向の距離yの大きさが、 $|x| > |y|$ である場合には、更に、 $0 < |y| < |x| \times (1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x|$ とし、 $|x| \times (1/4 + 1/8) < |y| < |x| \times (1/2 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/8)$ とし、 $|x| \times (1/2 + 1/8) < |y| < |x| \times (1/2 + 1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/4)$ とし、 $|x| \times (1/2 + 1/4 + 1/8) < |y|$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/4 + 1/8)$ として出力する、構成を採る。

30

【0012】

本発明の受信装置の一つの態様は、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であって、各変調信号のチャネル推定値を求めるチャネル変動推定部と、尤度検波とは異なる検波方法を用いて前記変調信号の一部のビットのみを復調する部分ビット復調部と、復調された部分ビット及び前記チャネル推定値を用いて候補信号点を削減する信号点削減部と、削減された前記候補信号点と受信ベースバンド信号とを用いて尤度検波を行う尤度検波部とを具備し、前記尤度検波部は、前記候補信号点と前記受信ベースバンド信号の受信信号点とのマンハッタン距離に基づいて尤度検波を行い、IQ平面上における前記候補信号点と前記受信信号点との、I方向の距離xとQ方向の距離yの大きさが、 $|x| < |y|$ である場合には、更に、 0

40

50

$|x| < |y| \times (1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y|$ とし、 $|y| \times (1/4 + 1/8) < |x| < |y| \times (1/2 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/8)$ とし、 $|y| \times (1/2 + 1/8) < |x| < |y| \times (1/2 + 1/4 + 1/8) < |x|$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/4)$ とし、 $|y| \times (1/2 + 1/4 + 1/8) < |x|$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times (1 + 1/14 + 1/8)$ として、尤度検波を行い、IQ平面上における前記候補信号点と前記受信信号点との、I方向の距離 x とQ方向の距離 y の大きさが、 $|x| > |y|$ である場合には、更に、 $0 < |y| < |x| \times (1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x|$ とし、 $|x| \times (1/4 + 1/8) < |y| < |x| \times (1/2 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/8)$ とし、 $|x| \times (1/2 + 1/8) < |y| < |x| \times (1/2 + 1/4 + 1/8)$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/4)$ とし、 $|x| \times (1/2 + 1/4 + 1/8) < |y|$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|x| \times (1 + 1/4 + 1/8)$ として、尤度検波を行う、構成を採る。

【発明の効果】

【0013】

本発明によれば、複数のアンテナから送信された複数の変調信号を、比較的小さな回路規模で誤り率特性良く復調できる受信装置を実現できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

【0015】

(実施の形態1)

図1に、本実施の形態の送信装置の構成を示す。送信装置100は、変調部102にデジタル信号101を入力すると共に、変調部110にデジタル信号109を入力する。

【0016】

変調部102は、デジタル信号101、フレーム構成信号118を入力とし、フレーム構成信号118にしたがってデジタル信号101を変調し、これにより得たベースバンド信号103を拡散部104に送出する。拡散部104は、ベースバンド信号103に拡散符号を乗算し、これにより得た拡散されたベースバンド信号105を無線部106へ送出する。無線部106は、拡散されたベースバンド信号105に周波数変換、增幅などを施すことにより、変調信号107を得る。変調信号107は、アンテナ108から電波として出力される。

【0017】

変調部110は、デジタル信号109、フレーム構成信号118を入力とし、フレーム構成信号118にしたがってデジタル信号109を変調し、これにより得たベースバンド信号111を拡散部112へ送出する。拡散部112は、ベースバンド信号111に拡散符号を乗算し、これにより得た拡散されたベースバンド信号113を無線部114へ送出する。無線部114は、拡散されたベースバンド信号113に周波数変換、增幅などを施すことにより、変調信号115を得る。変調信号115は、アンテナ116から電波として出力される。

【0018】

なお以下の説明では、アンテナ108から送信される信号を変調信号Aと呼び、アンテナ116から送信される信号を変調信号Bと呼ぶ。

【0019】

フレーム構成信号生成部117は、フレーム構成を示す情報、例えば、図2のフレーム構成の情報をフレーム構成信号118として出力する。

【0020】

10

20

30

40

50

図2に、送信装置100の各アンテナ108、116から送信される変調信号のフレーム構成例を示す。アンテナ108から送信される変調信号A、アンテナ116から送信される変調信号Bは、チャネル推定のためのチャネル推定シンボル201、203と、データシンボル202、204とを有する。送信装置100は、図2に示すようなフレーム構成の変調信号Aと変調信号Bとをほぼ同時刻に送信する。なおチャネル推定のためのシンボル201及び203は、パイロットシンボル、ユニークワード、プリアンブルと呼ぶこともできる。

【0021】

図3に、本実施の形態の受信装置の構成を示す。受信装置300は、2つのアンテナ301、311で信号を受信する。

10

【0022】

無線部303は、アンテナ301で受信した受信信号302を入力とし、受信信号302に周波数変換、直交復調などを施し、これにより得たベースバンド信号304を逆拡散部305に送出する。逆拡散部305は、ベースバンド信号304を逆拡散し、これにより得た逆拡散後のベースバンド信号306を出力する。

【0023】

変調信号Aのチャネル変動推定部307は、逆拡散後のベースバンド信号306を入力とし、例えば、図2のフレーム構成における変調信号Aのチャネル推定シンボル201を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号Aのチャネル変動信号308を信号処理部321に送出する。同様に、変調信号Bのチャネル変動推定部309は、逆拡散後のベースバンド信号306を入力とし、例えば、図2のフレーム構成における変調信号Bのチャネル推定シンボル203を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号Bのチャネル変動信号310を信号処理部321に送出する。

20

【0024】

無線部313は、アンテナ311で受信した受信信号312を入力とし、受信信号312に周波数変換、直交復調などを施し、これにより得たベースバンド信号314を逆拡散部315に送出する。逆拡散部315は、ベースバンド信号314を逆拡散し、これにより得た逆拡散後のベースバンド信号316を出力する。

【0025】

変調信号Aのチャネル変動推定部317は、逆拡散後のベースバンド信号316を入力とし、例えば、図2のフレーム構成における変調信号Aのチャネル推定シンボル201を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号Aのチャネル変動信号318を信号処理部321に送出する。同様に、変調信号Bのチャネル変動推定部319は、逆拡散後のベースバンド信号316を入力とし、例えば、図2のフレーム構成における変調信号Bのチャネル推定シンボル203を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号Bのチャネル変動信号320を信号処理部321に送出する。

30

【0026】

信号処理部321は、逆拡散後のベースバンド信号306、316、変調信号Aのチャネル変動信号308、318、変調信号Bのチャネル変動信号310、320を入力とし、これらを用いて変調信号A、Bの検波、復号などを行うことにより、変調信号Aのデジタル信号322、変調信号Bのデジタル信号323を得る。信号処理部321の詳細の構成を、図4に示し、その詳しい動作については後で記述する。

40

【0027】

図5に、本実施の形態における送受信装置間の関係を示す。送信装置100のアンテナ108から送信される信号を $T \times a(t)$ 、アンテナ116から送信される信号を $T \times b(t)$ とし、受信装置300の受信アンテナ301で受信される信号を $R \times 1(t)$ 、受信アンテナ311で受信される信号を $R \times 2(t)$ とし、各アンテナ間の伝搬変動をそれぞれ $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ とする。すると、次式の関係式が成立する。ただし、 t は時間とする。

【数1】

$$\begin{pmatrix} Rx1(t) \\ Rx2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(t) & h21(t) \\ h12(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Txa(t) \\ Txb(t) \end{pmatrix} \quad \dots \quad (1)$$

【0028】

図6A、図6Bに、各変調部102、110で16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)を行った場合の変調信号Aと変調信号Bの信号点配置及びビット割り当てを示す。図6Aが変調信号Aの信号点配置及びビット割り当てであり、図6Bが変調信号Bの信号点配置及びビット割り当てである。変調信号A、変調信号B共に1シンボルに4ビットが割り当てられる。この実施の形態では、説明上、変調信号Aの1シンボルに割り当てられる4ビットを(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)と記述し、変調信号Bの1シンボルに割り当てられる4ビットを(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)と記述する。すなわち、(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)、(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)は、それぞれ、(0, 0, 0, 0)から(1, 1, 1, 1)の16種類の値をとる。

【0029】

図6A、図6Bのように変調信号A、変調信号Bが16QAMのとき、多重されて受信された受信信号には、 $16 \times 16 = 256$ 点の信号点が存在することになる。この256点の信号点についてのI-Q平面における推定信号点は、図3の変調信号Aのチャネル変動信号308と、変調信号Bのチャネル変動信号310とから得ることができる。その信号点配置の一例を、図7に示す。

【0030】

図7の黒点は256点の推定信号点を示す。また符号701は、図3の逆拡散後ベースバンド信号306の信号点を示す。このとき、256点の推定信号点と逆拡散後のベースバンド信号の信号点701との信号点距離を求め、最も距離の小さい値をとる推定信号点を探索することで、変調信号A、変調信号Bの復号、検波を行うことができる。例えば、符号702は、(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3, Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)の推定信号点であり、図7の場合、受信点701は256点の推定信号点のうち推定信号点702までの距離が最も小さいので、検波結果として(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)を得ることができる。

【0031】

このようにして、検波を行うと、受信点と256点の推定信号点全ての間の信号点距離を求める必要があるため、回路規模が非常に大きくなる欠点がある。ただし、良好な受信品質(誤り率特性が良いデータ)を得ることができる利点がある。一方、(1)式の関係式の逆行列演算を行い、検波する方法においては、回路規模は削減できるが、誤り率特性が悪くなるという欠点がある。

【0032】

本実施の形態の受信装置300は、この両者の特徴を踏まえて構成されており、小さな回路規模で、品質(誤り率特性)の良い受信データを得ることができるものである。

【0033】

図4に、本実施の形態の受信装置300の特徴である信号処理部321の詳細構成を示す。

【0034】

分離部507は、変調信号Aのチャネル変動信号308、318、変調信号Bのチャネル変動信号310、320、逆拡散後のベースバンド信号306、316を入力とし、(1)式の逆行列演算を行うことで、送信信号Txa(t)、Txb(t)の推定信号を得る。分離部507は、このようにして得た変調信号Aの推定ベースバンド信号508を部分ビット判定部509に送出すると共に、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を部分ビット判定部512に送出する。

【0035】

ここで分離部507と、部分ビット判定部509、512は、尤度検波とは異なる検波

10

20

30

40

50

方法を用いて変調信号 A、B の一部のビットのみを復調する部分ビット復調部 550 を構成する。なお本実施の形態では、分離部 507 で(1)式の逆行列演算を行う場合について述べるが、例えば M M S E 演算を行って複数の変調信号が混ざり合った受信信号を各変調信号 A、B に分離するようにもよく、要は尤度検波とは異なる検波方法を用いて変調信号 A、B の一部のビットのみを復調すればよい。

【0036】

部分ビット判定部 509、512 の動作について説明する。部分ビット判定部 509 と部分ビット判定部 512 は、処理対象の信号が異なるだけで同様の動作を行うので、ここでは変調信号 A についての部分ビット判定部 509 の動作について説明する。図 8A は、16QAM の 16 個の信号点(シンボル)の座標の配置を示している。これからも分かるように、変調信号 A の 1 シンボルを構成する 4 ビット(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3) は、信号点位置によって(0, 0, 0, 0) から(1, 1, 1, 1) のいずれかの値をとる。

【0037】

部分ビット判定部 509 は、変調信号 A の推定ベースバンド信号 508 を入力とし、変調信号 A の推定ベースバンド信号 508 が、図 8B に示す領域 1 に存在していた場合 Sa0 = 1、領域 2 に存在していた場合 Sa0 = 0、領域 3 に存在していた場合 Sa2 = 1、領域 4 に存在していた場合 Sa2 = 0、領域 5 に存在していた場合 Sa3 = 1 と決定し、この情報を変調信号 A の決定された部分ビット情報 510 として出力する。部分ビット判定部 512 は、変調信号 B の推定ベースバンド信号 511 を入力とし、上述と同様の動作を行うことで、変調信号 B の決定された部分ビット情報 513 を出力する。

【0038】

ここで、1 ビットを決定する領域を図 8B のように定めた理由は、Sa0、Sb1、Sa2、Sa3 のうち図 8B のように定めた 1 ビットは残り 3 ビットと比較し、正しい可能性が高いからである。したがって、この 1 ビットを決定しても、後の検波で、受信品質の劣化につながる可能性が低いからである。

【0039】

次に、信号点削減部 514、516 の動作について説明する。信号点削減部 514 は、変調信号 A のチャネル変動推定信号 318、変調信号 B のチャネル変動推定信号 320、変調信号 A の決定された部分ビット情報 510、変調信号 B の決定された部分ビット情報 513 を入力とする。ここで信号点削減を行わない場合には、変調信号 A のチャネル変動推定信号 318、変調信号 B のチャネル変動推定信号 320 から、図 7 のように、256 個の信号点の候補点を求めることがある。しかし、本実施の形態では、変調信号 A の決定された部分ビット情報 510 及び変調信号 B の決定された部分ビット情報 513 を用いることで、前述のように、1 ビットずつの決定情報(計 2 ビット)から、8 ビット(256 点の信号点)のうち 8 - 2 = 6 ビット(64 個の信号点)のみが未決定となる。

【0040】

例えば、変調信号 A の決定された部分ビット情報 510 として Sa0 = 1 の情報が、変調信号 B の決定された部分ビット情報 513 として Sb0 = 0 の情報が、信号点削減部 514 に入力されたものとする。すると、信号点削減部 514 は、256 個の信号点(図 7)のうち、Sa0 = 1 かつ Sb0 = 0 の値を取らない信号点を削除する。このことにより候補信号点を 64 個に削減でき、信号点削減部 514 は、この 64 個に信号点の情報を削減後の信号点情報 515 として出力する。信号点削減部 516 は、変調信号 A のチャネル変動信号 308、変調信号 B のチャネル変動信号 310、変調信号 A の決定された部分ビット情報 510、変調信号 B の決定された部分ビット情報 513 を入力とし、上述と同様の動作を行い、削減後の信号点情報 517 を出力する。

【0041】

尤度検波部 518 は、逆拡散後のベースバンド信号 306、316、削減後の信号点情報 515、517 を入力とする。そして、削減後の信号点情報 515 及び逆拡散後のベースバンド信号 316 から、図 9 の状態を得る。図 9 において、逆拡散後のベースバンド信

10

20

30

40

50

号 3 1 6 が符号 7 0 1 で示す信号点であり、削減後の信号点情報 5 1 5 が黒点で示す 6 4 個の信号点である。そして、尤度検波部 5 1 8 は、6 4 点の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号の信号点 7 0 1 との信号点距離を求める。つまり、プランチメトリックを求める。これをプランチメトリック X と名付ける。同様に、尤度検波部 5 1 8 は、削減後の信号点情報 5 1 7 及び逆拡散後のベースバンド信号 3 0 6 から、6 4 点の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号の信号点 7 0 1 との信号点距離を求める。つまり、プランチメトリックを求める。これをプランチメトリック Y と名付ける。

【 0 0 4 2 】

そして、尤度検波部 5 1 8 は、プランチメトリック X とプランチメトリック Y を用いて、尤度の最も高い系列 8 ビットを求め、これを変調信号 A のデジタル信号 3 2 2 及び変調信号 B のデジタル信号 3 2 3 として出力する。因みに、図 4 の例では、尤度検波部 5 1 8 が、変調信号 A、変調信号 B のデジタル信号 3 2 2、3 2 3 を分離して（並列に）出力しているが、変調信号 A、変調信号 B のデジタル信号を束ねて（直列に）一系統のデジタル信号として出力するようにしてもよい。

10

【 0 0 4 3 】

かくして本実施の形態によれば、尤度検波とは異なる検波方法を用いて各変調信号の 1 シンボルを構成する複数ビットのうちの部分ビットを判定する部分ビット復調部 5 5 0 と、判定された部分ビットを用いて候補信号点を削減する信号点削減部 5 1 4、5 1 6 と、削減された候補信号点と受信点とのユークリッド距離に基づいて最尤検波を行うことで受信デジタル信号 3 2 2、3 2 3 を得る尤度検波部 5 1 8 とを設けるようにしたことにより、比較的小さな回路規模で誤り率特性を効果的に向上し得る受信装置 3 0 0 を実現できる。すなわち、尤度検波部 5 1 8 では、削減された候補信号点を用いるので、ユークリッド距離を求める演算回数が減少するため、回路規模を削減することができる。また逆行列演算結果に基づいて求める部分ビットは、誤り難いビットのみであるため、全てのビットを逆行列演算結果に基づいて尤度復号する場合と比較して、逆行列演算による誤り率特性の劣化を格段に抑制することができる。

20

【 0 0 4 4 】

(i) 部分ビット判定部の他の構成例

上述した実施の形態では、部分ビット判定部 5 0 9、5 1 2 によって 1 ビットずつビット判定を行うことで、信号点削減部 5 1 4、5 1 6 でそれぞれ計 2 ビットの候補信号点数の削減を行う場合について説明した。ここでは、部分ビット判定部 5 0 9、5 1 2 によって 2 ビットずつビット判定を行うことで、信号点削減部 5 1 4、5 1 6 でそれぞれ計 4 ビットの候補信号点数の削減を行う方法及び構成を説明する。

30

【 0 0 4 5 】

図 1 0 A、図 1 0 B に、図 7 の部分ビット判定部 5 0 9、5 1 2 において、2 ビットを決定する際の決定方法の一例を示す。部分ビット判定部 5 0 9 と部分ビット判定部 5 1 2 は、処理対象の信号が異なるだけで同様の動作を行うので、ここでは変調信号 A についての部分ビット判定部 5 0 9 の動作について説明する。図 1 0 A は、1 6 Q A M の 1 6 個の信号点（シンボル）の座標の配置を示している。これからも分かるように、変調信号 A の 1 シンボルを構成する 4 ビット（S a 0, S a 1, S a 2, S a 3）は、信号点位置によって（0, 0, 0, 0）から（1, 1, 1, 1）のいずれかの値をとる。

40

【 0 0 4 6 】

部分ビット判定部 5 0 9 は、変調信号 A の推定ベースバンド信号 5 0 8 を入力とし、変調信号 A の推定ベースバンド信号 5 0 8 が、図 1 0 B の点線で囲まれた領域 1 に存在する場合、S a 0 = 0、S a 2 = 1 と決定し、領域 2 に存在する場合、S a 1 = 1、S a 2 = 1、領域 3 に存在する場合、S a 0 = 1、S a 2 = 1、領域 4 に存在する場合、S a 0 = 0、S a 3 = 1、領域 5 に存在する場合、S a 1 = 1、S a 3 = 1、領域 6 に存在する場合、S a 0 = 1、S a 3 = 1、領域 7 に存在する場合、S a 0 = 0、S a 2 = 0、領域 8 に存在する場合、S a 1 = 1、S a 2 = 0、領域 9 に存在する場合、S a 0 = 1、S a 2 = 0 と決定する。そして部分ビット判定部 5 0 9 は、この情報を変調信号 A の決定された

50

部分ビット情報 510 として出力する。部分ビット判定部 512 は、変調信号 B の推定ベースバンド信号 511 を入力とし、上述と同様の動作を行うことで、変調信号 B の決定された部分ビット情報 513 を出力する。

【0047】

ここで、2ビットを決定する領域を図10Bのように定めた理由は、Sa0、Sa1、Sa2、Sa3のうち図10Bのように定めた2ビットは残り2ビットと比較し、正しい可能性が高いからである。したがって、この2ビットを決定しても、後の検波で、受信品質の劣化につながる可能性が低いからである。

【0048】

信号点削減部 514 では、上述と同様の動作を行うことで候補信号点削減を行う。このとき、変調信号 A の決定された部分ビット情報 510 は2ビット、変調信号 B の決定された部分ビット情報 513 は2ビットで構成されているため、8ビット(256点の信号点)のうち $8 - 4 = 4$ ビット(16個の信号点)のみが未決定となる。これにより、候補信号点を16個に削減できる。この16個に信号点の情報が削減後の信号点情報となる。したがって、尤度検波部 518 では、プランチメトリックの計算がさらに削減できるので、回路規模をさらに削減できる。ただし、部分ビット判定部 509、512 で決定するビット数が増えると、受信品質が劣化することになる。

【0049】

(ii) マルチキャリア方式への適用

ここでは、本発明を、マルチキャリア方式に適用する場合の構成例を説明する。マルチキャリア方式として O F D M (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式を用いた場合を例に説明する。

【0050】

図11に、送信装置の構成を示す。送信装置 1100 は、変調部 1102 にデジタル信号 1101 を入力すると共に、変調部 1112 にデジタル信号 1111 を入力する。

【0051】

変調部 1102、1112 は、それぞれ、デジタル信号 1101、1111、フレーム構成信号 1122 を入力とし、フレーム構成信号 1122 にしたがってデジタル信号 1101、1111 を変調し、これにより得たベースバンド信号 1103、1113 をシリアルパラレル変換部(S/P) 1104、1114 に送出する。シリアルパラレル変換部 1104、1114 は、それぞれ、ベースバンド信号 1103、1113 をシリアルパラレル変換し、これにより得たパラレル信号 1105、1115 を逆フーリエ変換部(i d f t) 1106、1116 に送出する。逆フーリエ変換部 1106、1116 は、それぞれ、パラレル信号 1105、1115 に逆フーリエ変換を施し、これにより得た逆フーリエ変換後の信号 1107、1117 を無線部 1108、1118 に送出する。無線部 1108、1118 は、それぞれ、逆フーリエ変換後の信号 1107、1117 に周波数変換、信号增幅などを施すことにより、変調信号 1109、1119 を得る。変調信号 1109、1119 は、それぞれ、アンテナ 1110、1120 から電波として出力される。

【0052】

これにより、各アンテナ 1110、1120 からは、それぞれ、O F D M 信号である変調信号 1109(変調信号 A) と変調信号 1119(変調信号 B) が送信される。

【0053】

ここでフレーム構成信号生成部 1121 は、フレーム構成の情報をフレーム構成信号 1122 として出力する。フレーム構成例を、図12A、図12B に示す。図12A、図12B は、フレーム構成を時間 - 周波数軸で表したものである。図12A は変調信号 A のフレーム構成を示し、図12B は変調信号 B のフレーム構成を示す。一例としてキャリア1からキャリア5で構成されて場合を示した。同一時刻のシンボルは同時に送信されているものとする。なお斜線で示したパイロットシンボル 1201 は、受信側でチャネル推定を行うためのシンボルである。ここではパイロットシンボルと呼んでいるが、プリアンブルなど別の呼び方をしてもよく、チャネル推定を行うことができるシンボルであればよい。

10

20

30

40

50

なお空白で示した 1202 はデータシンボルを示す。

【0054】

図13に、受信装置の構成を示す。受信装置300は、2つのアンテナ1301、1311で信号を受信する。

【0055】

無線部1303は、アンテナ1301で受信した受信信号1302を入力とし、受信信号1302に周波数変換などを施し、これにより得たベースバンド信号1304をフーリエ変換部(dft)1305に送出する。フーリエ変換部1305は、ベースバンド信号1304をフーリエ変換し、これにより得たフーリエ変換後の信号1306を出力する。

【0056】

変調信号Aのチャネル変動推定部1307は、フーリエ変換後の信号1306を入力とし、図12Aの変調信号Aのパイロットシンボル1201を用いて、変調信号Aのチャネル変動をキャリア1からキャリア5まで、それぞれ求め、変調信号Aのチャネル変動信号群1308(キャリア1からキャリア5のそれぞれの推定信号で構成されている)を出力する。同様に、変調信号Bのチャネル変動推定部1309は、フーリエ変換後の信号1306を入力とし、図12Bの変調信号Bのパイロットシンボル1201を用いて、変調信号Bのチャネル変動をキャリア1からキャリア5まで、それぞれ求め、変調信号Bのチャネル変動信号群1310(キャリア1からキャリア5のそれぞれの推定信号で構成されている)を出力する。

【0057】

同様に、無線部1313は、アンテナ1311で受信した受信信号1312を入力とし、受信信号1312に周波数変換などを施し、これにより得たベースバンド信号1314をフーリエ変換部(dft)1315に送出する。フーリエ変換部1315は、ベースバンド信号1314をフーリエ変換し、これにより得たフーリエ変換後の信号1316を出力する。

【0058】

変調信号Aのチャネル変動推定部1317は、フーリエ変換後の信号1316を入力とし、図12Aの変調信号Aのパイロットシンボル1201を用いて、変調信号Aのチャネル変動をキャリア1からキャリア5まで、それぞれ求め、変調信号Aのチャネル変動信号群1318(キャリア1からキャリア5のそれぞれの推定信号で構成されている)を出力する。同様に、変調信号Bのチャネル変動推定部1319は、フーリエ変換後の信号1316を入力とし、図12Bの変調信号Bのパイロットシンボル1201を用いて、変調信号Bのチャネル変動をキャリア1からキャリア5まで、それぞれ求め、変調信号Bのチャネル変動信号群1320(キャリア1からキャリア5のそれぞれの推定信号で構成されている)を出力する。

【0059】

信号処理部1321は、フーリエ変換後の信号1306、1316、変調信号Aのチャネル変動信号群1308、1318、変調信号Bのチャネル変動信号群1310、1320を入力とし、これらを用いて変調信号A、Bの復号、検波などを行うことにより、変調信号Aのデジタル信号1322、変調信号Bのデジタル信号1323を得る。

【0060】

信号処理部1321は、図4に示した信号処理部321と同様の構成とすればよい。すなわち、図4の変調信号Aのチャネル変動信号308に代えて変調信号Aのチャネル変動推定群1308を入力し、変調信号Bのチャネル変動信号310に代えて変調信号Bのチャネル変動推定群1310を入力し、逆拡散後のベースバンド信号306に代えてフーリエ変換後の信号1306を入力し、変調信号Aのチャネル変動信号318に代えて変調信号Aのチャネル変動推定群1318を入力し、変調信号Bのチャネル変動信号320に代えて変調信号Bのチャネル変動推定群1320を入力し、逆拡散後のベースバンド信号316に代えてフーリエ変換後の信号1316を入力すればよい。

【0061】

10

20

30

40

50

例えば、分離部 507 は、変調信号 A のチャネル変動推定群 501、504、変調信号 B のチャネル変動推定群 502、505、フーリエ変換後の信号 503、506 を入力とし、(1)式に基づいてキャリアごとに逆行列演算を施し、図 12A、図 12B の周波数 - 時間軸におけるフレーム構成にしたがって、変調信号 A の推定ベースバンド信号 508、変調信号 B の推定ベースバンド信号 511 を出力する。

【0062】

そして、部分ビット判定部 509、512 は、キャリアごとに、上述と同様に部分ビットを判定する。また信号点削減部 514、516 についても、キャリアごとに、上述と同様に信号点削減を行い、尤度検波部 518 も、キャリアごとに尤度検波を行う。これにより、O F D M 信号でなる変調信号 A、B のデジタル信号 1322、1323 を得ることができる。

10

【0063】

このようにして、O F D M 方式等のマルチキャリア方式についても、本発明を実施することができる。

【0064】

(実施の形態 2)

本実施の形態では、実施の形態 1 と比較して、2 ビットの部分判定の場合分けをより単純化し、受信品質の改善効果が大きい I - Q 平面における信号点配置の仕方について説明する。因みに、ここでは、主に変調信号 A について説明するが、変調信号 B についても同様の処理を行えばよい。

20

【0065】

送信装置と受信装置の概略構成は、実施の形態 1 と同様である。実施の形態 1 と異なるのは、送信装置の変調部の構成と、受信装置の部分ビット判定部、信号点削減部の構成である。

【0066】

図 14A に、本実施の形態の送信装置による信号点配置例を示す。また図 14B に、本実施の形態の受信装置による部分ビット判定方法を示す。すなわち、図 1 の変調部 102、110、図 11 の変調部 1102、1112 によって、図 14A のような信号点マッピングを行う。また図 4 の部分ビット判定部 509、512 によって、図 14B のような領域分けを行って部分ビットを判定する。

30

【0067】

図 14A に示すように、本実施の形態の変調部は、信号点 4 点を 1 セットとし、1 セット内の 4 点の信号点間の距離は小さいが、セット間の距離を大きくする変調処理(マッピング)を行うようになっている。また変調部は、1 セット内の 4 点の信号点間距離を等しくすると共に、各セット間の距離も等しくする。変調部は、このようにして、領域を第 1 から第 4 象限に簡単分割できるように信号点を配置する。

【0068】

これにより、受信側では、信号点 4 点で構成されているセット内で共通となる 2 ビットを簡単に復調することができるようになる。つまり、セット内の信号点間距離は小さくセット間の信号点距離は大きいので、受信点がどのセット(象限)に含まれるかを容易かつ的確に判定できるので、2 ビットの部分判定を容易かつ的確に行うことができる。

40

【0069】

具体的には、受信ベースバンド信号が、図 14B に示す I - Q 平面において、領域 1 に存在する場合には、領域 1 の信号点 4 点で共通の 2 ビット、S a 0 = 1、S a 2 = 1 を部分ビットとして決定する。また受信ベースバンド信号が、領域 2 に存在する場合には、領域 2 の信号点 4 点で共通の 2 ビット、S a 0 = 0、S a 2 = 1 を部分ビットとして決定する。また受信ベースバンド信号が、領域 3 に存在する場合には、領域 2 の信号点 4 点で共通の 2 ビット、S a 0 = 0、S a 2 = 0 を部分ビットとして決定する。また受信ベースバンド信号が、領域 4 に存在する場合には、領域 4 の信号点 4 点で共通の 2 ビット、S a 0 = 1、S a 2 = 0 を部分ビットとして決定する。

50

【0070】

図4の部分ビット判定部509は、これらの決定された2ビットの情報を変調信号Aの決定された部分ビット情報510として出力する。またビット判定部512においても、変調信号Bについて同様の処理を行う。

【0071】

図4の信号点削減部514、516は、部分ビット判定部509、512によって決定された4ビットの情報を用いて、実施の形態1で上述したように256点の候補信号点を16点の候補信号点に削減する。

【0072】

かくして本実施の形態によれば、送信装置100、1100の変調部102、110、1102、1112において、IQ平面上で、複数の信号点セットに分割され、かつ信号点セット内の最小信号点間距離が信号点セット間の最小信号点距離よりも小さくされている信号点配置を用いて、送信ビットを信号点マッピングするようにしたことにより、受信側で部分ビットの判定を容易かつ的確に行うことができるといった効果を得ることができる。

10

【0073】

加えて、1セット内の4点の信号点間距離を等しくすると共に、セット間の距離も等しくするようにしたことにより、送信最大電力対送信平均電力比が小さくなる。これにより、送信系電力増幅器の線形増幅の要求が軽減されるため、消費電力を小さくできるという効果も得られる。これは、以降説明する64値の変調方式に適用する場合も同様である。

20

【0074】

なお実施の形態1や本実施の形態では、変調信号Aと変調信号Bの信号点配置を同じにする場合について説明したが、変調信号Aと変調信号Bの信号点配置を異なるようにした場合でも、同様の効果を得ることができる。

【0075】

例えば、送信側では、変調信号Aの信号点配置を図14Aのようにし、変調信号Bの信号点配置を図8Aのようとする。そして受信側では、図4の変調信号Aのための部分ビット判定部509によって2ビットを決定し、変調信号Bのための部分ビット判定部512によって1ビットを決定することで、計3ビットを決定する。そして信号点削減部514、516では、この決定された3ビットの部分ビット情報を用いて256点の候補信号点を32点の信号点に削減する。

30

【0076】

また受信側で、変調信号Aのみ部分ビットを判定する方法も考えられる。この方法を実現するための信号処理部321の構成を図15に示す。因みに、この例では、変調信号Aの信号点は、部分ビットを決定し易いように、図14Aのように配置されているものとする。図15の部分ビット判定部509は、図14Bの判定基準に基づいて変調信号Aの2ビットを部分判定する。信号点削減部514、516は、決定された2ビットを用いて、256点の候補信号点を64点の候補信号点に削減する。尤度検波部518は、64点の信号点と受信ベースバンド信号とのユークリッド距離を求めて、尤度検波を行う。

【0077】

40

このように、一方の変調信号についての部分ビットのみ判定すれば、部分ビット判定部の構成を簡単化できるので、その分だけ回路規模を削減することができる。このような構成は、一方の変調信号が、他方の変調信号よりも部分ビット判定が容易な信号点配置とされている場合に、特に有効である。

【0078】

(実施の形態3)

本実施の形態では、変調方式を64値の多値変調としたときの具体的な信号点配置の仕方及び部分ビットの判定の仕方について説明する。送信装置及び受信装置の概略構成は、変調方式を16値の多値変調から64値の多値変調に換えることを除いて、実施の形態1や実施の形態2と同様である。

50

【0079】

図16に、I-Q平面における64QAMの信号点配置を示す。本実施の形態の受信装置は、図4の部分ビット判定部509、511によって、それぞれ、6ビット中のうち最も誤る可能性が低い1ビットを決定するような領域分割を行って1ビットを決定する。そして信号点削減部514、516によって $64 \times 64 = 4096$ 点の候補信号点から2ビット分の信号点を削減することで、候補信号点を1024点に削減する。尤度検波部518は、1024点の各候補信号点と受信点とのユークリッド距離を求めて尤度検波を行う。

【0080】

また受信装置において、部分ビット判定部509、511によって2ビットを決定するような領域分割を行い、それぞれ2ビットの部分ビットを決定すると、候補信号点数を256点に削減できる。また3ビットを決定するような領域分割を行い、それぞれ3ビットの部分ビットを決定すると、候補信号点数を64点に削減できる。また4ビットを決定するような領域分割を行い、それぞれ4ビットの部分ビットを決定すると、候補信号点数を16点に削減できる。このように部分ビット判定部509、511で決定するビット数を多くするほど、尤度検波を行う際の候補信号点数を少なくできるので、演算量を減らすことができるようになる。ただし、部分ビット判定部509、511で決定するビット数を多くするほど、誤り率特性が劣化すると同時に、実施の形態1の16QAMのときと同様に、領域分割が複雑になるという欠点がある。

【0081】

そこで本実施の形態では、さらに好ましい164値の多値変調の信号点配置として、図17のような信号点配置を提案する。図17の信号点配置は、基本概念としては、実施の形態2で説明したものと同じである。すなわち、信号点を複数のセットに分け、セット内の信号点の最小ユークリッド距離よりもセット間の最小ユークリッド距離を大きくするような変調(マッピング)処理を行う。

【0082】

具体的には、信号点16点を1セットとし、1セット内の16点の信号点間の距離は小さいが、セット間の距離を大きくする変調処理(マッピング)を行う。また変調部は、1セット内の16点の信号点間距離を等しくすると共に、各セット間の距離も等しくする。変調部は、このようにして、領域を第1から第4象限に簡単分割できるように信号点を配置する。

【0083】

これにより、受信側では、信号点16点で構成されているセット内で共通となる2ビットを簡単に復調することができるようになる。つまり、セット内の信号点間距離は小さくセット間の信号点距離は大きいので、受信点がどのセット(象限)に含まれるかを容易かつ的確に判定できるので、2ビットの部分判定を容易かつ的確に行うことができる。

【0084】

本実施の形態では、64値の多値変調の別の好ましい信号点配置として、図18に示すような信号点配置を提案する。図18は、各変調信号につき4ビットの部分ビットを決定するのに適した64値の多値変調の信号点配置である。この信号点配置の基本概念は、上述したのと同様に、信号点を複数のセットに分け、セット内の信号点の最小ユークリッド距離よりもセット間の最小ユークリッド距離を大きくするような変調(マッピング)処理を行うことである。

【0085】

具体的には、信号点4点を1セットとし、1セット内の4点の信号点間の距離は小さいが、セット間の距離を大きくする変調処理(マッピング)を行う。このように、領域を1~16に簡単分割できるように信号点を配置する。

【0086】

これにより、受信側では、信号点16点で構成されているセット内で共通となる4ビットを簡単に復調することができるようになる。つまり、セット内の信号点間距離は小さく

10

20

30

40

50

セット間の信号点距離は大きいので、受信点がどのセット（領域 1 ~ 16）に含まれるかを容易かつ的確に判定できるので、4 ビットの部分判定を容易かつ的確に行うことができる。

【0087】

かくして本実施の形態によれば、それぞれ異なる 64 値変調信号を複数のアンテナから送信するにあたって、64 値の信号点を複数のセットに分け、セット内の信号点の最小ユークリッド距離よりもセット間の最小ユークリッド距離を大きくするような変調（マッピング）処理を行うようにしたことにより、受信側で容易かつ的確な部分ビット判定処理及び信号点削減処理を行うことができるので、受信側で比較的小さな回路規模で誤り率特性の良い受信信号を得ることができるようになる。

10

【0088】

なお本実施の形態の方法は、実施の形態 2 でも説明したように、変調信号 A と変調信号 B の信号点配置を同じにする場合に限らず、変調信号 A と変調信号 B の信号点配置を異なるように配置し、変調信号 A と変調信号 B とで判定する部分ビットのビット数を異なるようにした場合でも、実施することができる。

【0089】

（実施の形態 4）

本実施の形態では、実施の形態 1 ~ 3 の構成に加えて、送信側で畳み込み符号やターボ符号を行い、受信側で軟判定復号を行う場合における、好適な軟判定値計算方法を説明する。本実施の形態は、基本的には上述した実施の形態で説明したどの信号点配置を採用した場合でも適用できるものであるが、ここでは一例として送信側で図 14A に示した信号点配置を行った場合を例にとって説明する。

20

【0090】

図 1 との対応部分に同一符号を付して示す図 19 に、本実施の形態の送信装置の構成を示す。送信装置 1900 は、符号化部 1902 に送信デジタル信号 1901 を入力する。符号化部 1902 は、送信デジタル信号 1901 に畳み込み符号化を施すことにより、符号化後のデジタル信号 101 及び符号化後のデジタル信号 102 を得、これらを変調部 102、110 に送出する。

【0091】

受信装置の全体構成は、図 3 のとおりである。本実施の形態では、図 3 の信号処理部 321 を、図 20 の信号処理部 2000 のように構成する。なお図 20 では、図 4 との対応部分には同一符号を付した。

30

【0092】

本実施の形態の信号処理部 2000 は、軟判定値計算部 2001 を有する。軟判定値計算部 2001 は、削減後の信号点情報 515、517、逆拡散後のベースバンド信号 503、506 を入力とし、これらを用いて軟判定値信号 2002 を得、これを判定部 2003 に送出する。判定部 2003 は、軟判定値信号 2002 を復号することでデジタル信号 2004 を得る。

【0093】

この軟判定値計算部 2001 及び判定部 2003 の処理について、図 21 を用いて詳述する。

40

【0094】

例えば、図 19 の送信装置 1900 が図 14A のような信号点配置で変調信号を送信したものとする。そして、図 3 の受信装置 300 がこの変調信号を受信したものとする。

【0095】

すると、図 20 の信号処理部 2000 においては、部分ビット判定部 509 が、図 14B の信号点配置における領域分割に基づき、変調信号 A の Sa0、Sa2 の 2 ビットを決定し、これを部分ビット情報 510 として出力する。同様に、部分ビット判定部 512 が、図 14B の信号点配置における領域分割に基づき、変調信号 B の Sb0、Sb2 の 2 ビットを決定し、これを部分ビット情報 513 として出力する。

50

【0096】

信号点削減部514は、部分ビット判定部509、512からの4ビットの情報を用いて、 $16 \times 16 = 256$ 点の信号点から16点の信号点を求め、これを削減後の信号点情報515として軟判定値計算部2001に送出する。同様に、信号点削減部516も、16点の信号点情報を削減後の信号点情報517として軟判定値計算部2001に送出する。

【0097】

ここでは、一例として、部分ビット判定部509で決定された変調信号Aの部分ビットを $S_{a0} = 0$ 、 $S_{a2} = 0$ 、部分ビット判定部512で決定された変調信号Bの部分ビットを $S_{b0} = 0$ 、 $S_{b2} = 0$ とする。

10

【0098】

このとき軟判定値計算部2001は、削減後の信号点情報515と逆拡散後のベースバンド信号316を用いて、図21の計算を行う。

【0099】

(ステップST1)

はじめに、削減後の信号点情報515の16個の信号点と逆拡散後のベースバンド信号のユークリッド距離の例えは2乗を求める。ここで、ユークリッド距離の2乗を、 $D(S_{a0}, S_{a2}, S_{b0}, S_{b2}, S_{a1}, S_{a3}, S_{b1}, S_{b3})$ という関数で表現する。すると、この例では、 $S_{a0} = 0$ 、 $S_{a2} = 0$ 、 $S_{b0} = 0$ 、 $S_{b2} = 0$ なので、 $D(0, 0, 0, 0, S_{a1}, S_{a3}, S_{b1}, S_{b3})$ において $S_{a1}, S_{a3}, S_{b1}, S_{b3}$ が0または1の16個の値が求まることになる。因みに、これを用いて事後確率を求める 것도できる。

20

【0100】

(ステップST2)

次に、 $D(0, 0, 0, 0, S_{a1}, S_{a3}, S_{b1}, S_{b3})$ の16個の値から最大値を求める。このときの最大値を D_{max} とする。

【0101】

(ステップST3)

最後に、実際にユークリッド距離の2乗を求めた16個の信号点以外の240個の信号点のユークリッド距離の2乗の値を、全て D_{max} とする。この例では、 $D(0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ の値を、全て D_{max} とする。すなわち、実際にユークリッド距離の2乗を求めた16個の信号点以外の240個の信号点までのユークリッド距離は、16個の信号点のユークリッド距離の2乗値の最大値 D_{max} よりも大きいと見なせるので、これらの信号点のユークリッド距離の2乗値を一律に D_{max} に設定する。これにより、16点の信号点のユークリッド距離の2乗値を有効に活用して、256点のユークリッド距離の2乗値を容易に得ることができる。

30

【0102】

そして、軟判定値計算部2001は、これらの256点のユークリッド距離の2乗の値(プランチメトリック)を軟判定値信号2002として出力する。

【0103】

判定部2003は、軟判定値信号2002を入力とし、プランチメトリックから、パスマトリックを求め、復号し、デジタル信号2004を出力する。

40

【0104】

このように信号処理部2000によれば、削減された各候補信号点と受信点とのユークリッド距離のみを計算すると共に、それ以外の各信号点と受信点とのユークリッド距離を全て前記求めたユークリッド距離の最大値 D_{max} と定めることで全ての候補信号点の軟判定値を得るようにしたことにより、全ての候補信号点についての軟判定値を容易に得ることができるようになる。

【0105】

図20との対応部分に同一符号を付して示す図22に、本実施の形態の信号処理部の別

50

の構成を示す。信号処理部 2200 は、重み付け係数計算部 2201 を有する。

【0106】

重み付け係数計算部 2201 は、変調信号 A のチャネル変動信号 308、318、変調信号 B のチャネル変動信号 310、320 を入力とし、プランチメトリックに乗算する信頼度に相当する重み付け係数を求める。ここで、分離部 507 が例えば(1)式の演算を行って信号を分離する場合、重み付け計算部 2201 は信号の分離精度に相当する重み付け係数を求めるとい。具体的には、重み付け計算部 2201 は、文献 "Soft-decision decoder employing eigenvalue of channel matrix in MIMO systems" IEEE PIMRC2003, pp.1703-1707, Sep. 2003. に示されているように、例えば(1)式の行列の固有値の最小パワーを求め、これを重み付け係数信号 2202 として出力すればよい。

10

【0107】

軟判定値計算部 2001 は、削減後の信号点情報 515、517、逆拡散後のベースバンド信号 306、316、重み付け係数信号 2202 を入力とし、求めたプランチメトリックに重み付け係数を乗算することより軟判定値信号 2002 を求める。

【0108】

このように信号処理部 2200 においては、プランチメトリックに重み付け係数を乗算するようにしたことにより、一段と誤り率特性を向上させることができる。なお、上記説明では、重み付け係数として固有値の最小パワーを用いた場合について述べたが、重み係数はこれに限ったものではない。

【0109】

また本実施の形態では、畳み込み符号を用いた場合について説明したが、これに限ったものではなく、ターボ符号、低密度パリティ符号などを用いた場合でも同様に実施することができる。また信号の順番を入れ替えるインターリーブ、信号の一部を削除して冗長度を下げるパンクチャーリングの機能などを設けても同様に実施することができる。これは、他の実施の形態についても同様である。

20

【0110】

また本実施の形態では、ユークリッド距離の 2 乗を求め、それに基づいて軟判定値を求める例を説明したが、ユークリッド距離の 2 乗に限らず、他の尤度を基準に軟判定値を求める場合にも適用することができる。これは、他の実施の形態についても同様である。さらに、軟判定値を求める方法としては、本実施の形態で説明した以外に、ステップ S T 1 を利用して求めた事後確率と、チャネル行列とを利用して、分離後の S N R を求め、それを事前確率とし、事前確率と事後確率とを用いて軟判定値を求めてよい。これは、他の実施の形態でも同様である。

30

【0111】

(実施の形態 5)

本実施の形態では、上述した実施の形態で説明したように受信側で部分ビットを削減して候補信号点を削減する処理を行うにあたって、より好適な符号化(畳み込み符号、ターボ符号)の仕方を説明する。

【0112】

送信装置の概略構成は、図 19 のとおりである。この実施の形態では、一例として、変調部 102、110 が、図 14 A に示すような信号点配置を採用した 16 値の多値変調を行うものとする。また受信装置の概略構成は、図 3 のとおりである。

40

【0113】

図 23 に、本実施の形態の符号化部の構成を示す。すなわち、図 23 の符号化部 2300 は、図 19 の符号化部 1902 として用いられる。

【0114】

符号化部 2300 は、(S a 0, S a 2) 符号化部 2302、(S a 1, S a 3, S b 1, S b 3) 符号化部 2304、(S b 0, S b 2) 符号化部 2306 を有する。各符号化部 2302、2304、2306 は、デジタル信号 1901 を入力し、それぞれ特定のビットに対する符号化処理を行う。

50

【0115】

すなわち、(Sa0, Sa2)符号化部2302は、デジタル信号1901に含まれるビットSa0、Sa2を符号化し、このビットSa0、Sa2の符号化情報2303を出力する。(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)符号化部2304は、デジタル信号1901に含まれるビットSa1, Sa3, Sb1, Sb3を符号化し、このビットSa1, Sa3, Sb1, Sb3の符号化情報2305を出力する。(Sb0, Sb2)符号化部2306は、デジタル信号1901に含まれるビットSb0, Sb2を符号化し、Sb0, Sb2の符号化情報2307を出力する。

【0116】

このように、所定のビット単位で符号化処理を施すようにしたことにより、受信側ではそのビット単位で誤り訂正復号処理を行うことができるようになる。特に、本実施の形態では、受信側で部分ビット判定されるビット単位で符号化処理を施すようにしたことにより、部分ビット単位で誤り訂正復号処理を行うことができるようになるので好適である。

10

【0117】

(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)信号生成部2308は、Sa0、Sa2の符号化情報2303と、Sa1, Sa3, Sb1, Sb3の符号化情報2305とを入力とし、Sa0、Sa1、Sa2、Sa3の信号を生成し、これを符号化後のデジタル信号101として出力する。

【0118】

同様に、(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)信号生成部2310は、Sa1, Sa3, Sb1, Sb3の符号化情報2305と、Sb0、Sb2の符号化情報2307とを入力とし、Sb0、Sb1、Sb2、Sb3の信号を生成し、これを符号化後のデジタル信号109として出力する。

20

【0119】

次に、このような送信信号を受信する受信装置の構成を説明する。本実施の形態の受信装置の概略構成は、図3のとおりである。受信装置300の信号処理部321の構成は、図4のとおりである。本実施の形態では、信号処理部321の部分ビット判定部509を図24Aのよう構成し、部分ビット判定部512を図24Bのよう構成し、尤度検波部518を図24Cのよう構成する。

【0120】

30

図24Aの(Sa0, Sa2)復号化部2402は、変調信号Aの推定ベースバンド信号508を入力とし、これを復号することで復号ビットSa0、Sa2を得、これを変調信号Aの決定された部分ビット情報510として出力する。

【0121】

図24Bの(Sb0, Sb2)復号化部2405は、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を入力とし、これを復号することで復号ビットSb0、Sb2を得、これを変調信号Bの決定された部分ビット情報513として出力する。

【0122】

このように、部分ビット単位で誤り訂正符号を導入することで、一段と受信品質を向上させることができる。つまり、部分ビットの判定に誤りがあると、信号点削減の際に誤った信号点を選択することになるため、残りのビットの決定で誤りが生じる可能性が非常に高くなる。これに対して、本実施の形態のように、部分ビット単位で誤り訂正符号を導入すると、部分ビットを正しく復号できる可能性を高くできるので、信号点削減の際に誤った信号点を選択する可能性を低くできる。

40

【0123】

加えて、(Sa0, Sa2)符号化部2302及び(Sb0, Sb2)符号化部2306によって、(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)符号化部2305よりも誤り訂正能力の高い符号化を行うようにすると、より好ましい。このようにすれば、部分ビットSa0, Sa2, Sb0, Sb2を誤り無く復号できる可能性を一段と高くできるので、誤った信号点削減を行う可能性を一段と低くでき、結果として誤り率特性を一段と向上させるこ

50

とができるようになる。

【0124】

また、16値の多値変調の信号点配置としては、16QAMよりも、図14A、図14Bに示したような信号点配置の方が、本実施の形態のような誤り訂正符号の導入に適している。これは、16QAMでは、判定される部分ビットが領域によって異なるのに対し、図14A、図14Bの場合、領域によらず部分ビットが(Sa0, Sa2)、(Sb0, Sb2)と固定であるため、簡単に誤り訂正符号が導入できるからである。因みに、本実施の形態では、16値多値変調に対し誤り訂正符号を導入する例を説明したが、64値多値変調に対しても本実施の形態と同様の誤り訂正符号化処理を行えば、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。この場合にも、上述の説明と同様の理由で、64QAMよりも、図17、図18に示したような信号点配置を採用した方が、簡単に誤り訂正符号を導入することができるので適している。10

【0125】

図24Cの(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)復号化部2411は、削減後の信号点情報515、517、逆拡散後のベースバンド信号316、306を入力とし、候補信号点と受信ベースバンド信号の例えばユークリッド距離の2乗を求めて、プランチメトリックを求め、プランチメトリックからパスメトリックを求め、復号することで、変調信号Aの受信デジタル信号322及び変調信号Bの受信デジタル信号323を得る。

【0126】

かくして本実施の形態によれば、実施の形態1～4の構成に加えて、部分ビットを符号化単位とした符号化処理を施す、つまり同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットをまとめて符号化するようにしたことにより、実施の形態1～4の効果に加えて、受信側での誤り率特性を一段と向上させることができるようになる。20

【0127】

また部分ビットに対して、他のビットよりも誤り訂正能力の高い符号化処理を施す、つまり同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットをまとめて符号化するようにしたことにより、受信側での誤り率特性をさらに向上させることができるようになる。

【0128】

なお本実施の形態では、送信側の符号化部を図23のように構成すると共に、受信側の信号処理部を図4、図24A、図24B、図24Cのように構成する場合について説明したが、符号化部及び信号処理部の構成はこれに限らない。図25に符号化部の他の構成例を示し、図26に信号処理部の他の構成例を示す。30

【0129】

図23との対応部分に同一符号を付して示す図25において、符号化部2500は、(Sa0, Sa2)符号化部2302、(Sa1, Sa3)符号化部2501、(Sb0, Sb2)符号化部2306、(Sb1, Sb3)符号化部2503を有する。各符号化部2302、2501、2306、2503は、デジタル信号1901を入力し、それぞれ特定のビットに対する符号化処理を行う。

【0130】

すなわち、(Sa0, Sa2)符号化部2302は、デジタル信号1901に含まれるビットSa0、Sa2を符号化し、このビットSa0、Sa2の符号化情報2303を出力する。(Sa1, Sa3)符号化部2501は、デジタル信号1901に含まれるビットSa1, Sa3を符号化し、このビットSa1, Sa3の符号化情報2502を出力する。(Sb0, Sb2)符号化部2306は、デジタル信号1901に含まれるビットSb0, Sb2を符号化し、Sb0, Sb2の符号化情報2307を出力する。(Sb1, Sb3)符号化部2503は、デジタル信号1901に含まれるビットSb1, Sb3を符号化し、このビットSb1, Sb3の符号化情報2504を出力する。40

【0131】

(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)信号生成部2308は、Sa0、Sa2の符号化情報2303と、Sa1, Sa3の符号化情報2502とを入力とし、Sa0、Sa1、50

S a 2、S a 3の信号を生成し、これを符号化後のデジタル信号101として出力する。

【0132】

同様に、(S b 0, S b 1, S b 2, S b 3)信号生成部2310は、S b 1, S b 3の符号化情報2504と、S b 0、S b 2の符号化情報2307とを入力とし、S b 0、S b 1、S b 2、S b 3の信号を生成し、これを符号化後のデジタル信号109として出力する。

【0133】

次に、図26の信号処理部2600の構成を説明する。図26の信号処理部2600は、図4の信号処理部321と比較して、部分ビット判定部509、512として軟判定復号部2601、2602が設けられている(つまり、部分ビット復調部2610が分離部507と軟判定復号部2601、2602とで構成されている)ことと、硬判定復号部2606、2608が設けられていることを除いて、図4の信号処理部321と同様の構成である。

10

【0134】

軟判定復号部2601は、変調信号Aの推定ベースバンド信号508を入力とし、図25における部分ビットS a 0、S a 2について軟判定復号を行い、これにより得た部分ビットS a 0、S a 2の情報を変調信号Aの決定された部分ビット情報510として出力する。同様に、軟判定復号部2602は、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を入力とし、図25における部分ビットS b 0、S b 2について軟判定復号を行い、これにより得た部分ビットS b 0、S b 2の情報を変調信号Bの決定された部分ビット情報513として出力する。

20

【0135】

信号点削減部514、516は、決定された部分ビット情報510、513を用いて候補信号点を削減し、削減後の信号点情報を515、516を尤度判定部2603に送出する。

【0136】

尤度判定部2603は、削減後の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号316とから、最も尤度の高い候補信号点を探索することで尤度判定を行い、ビットS a 1, S a 3, S b 1, S b 3を求める。そして尤度判定部2603は、ビットS a 1, S a 3をビット情報2604として硬判定復号部2606に送出すると共に、ビットS b 1, S b 3をビット情報2605として硬判定復号部2608に送出する。

30

【0137】

硬判定復号部2606は、ビット情報2604を硬判定復号することにより、変調信号Aの誤り訂正後のビット情報2607を得る。同様に、硬判定復号部2608は、ビット情報2605を硬判定復号することにより、変調信号Bの誤り訂正後のビット情報2609を得る。

【0138】

ここで、変調信号Aの決定された部分ビット情報510と変調信号Aの誤り訂正後のビット情報2607が最終的な誤り訂正後の変調信号Aのビット情報に相当し、変調信号Bの決定された部分ビット情報513と変調信号Bの誤り訂正後のビット情報2609が最終的な誤り訂正後の変調信号Bのビット情報に相当する。

40

【0139】

このように、信号処理部2600においては、軟判定復号部2601、2602を設け、信号点削減に用いる部分ビットを軟判定復号処理によって求めるようにしたことにより、例えば硬判定を行う場合と比較して部分ビットの誤る確率を低くできるので、最終的な誤り率特性を向上させることができるようになる。因みに、尤度判定後の信号に対しては、硬判定を行うようにしたが、このようにしたのは、尤度判定を行う際に変調信号Aと変調信号Bは同時に判定するため、原理的に、変調信号Aのみに関する軟判定、変調信号Bのみに関する軟判定を行うことが困難だからである。

50

【0140】

なお、本実施の形態では、受信側で部分ビット判定を行うビット以外のビット (S a 1, S a 3, S b 1, S b 3) に対しても符号化を行う場合について説明したが、部分ビット判定を行うビット以外のビットについては符号化を行わないようにしてもよい。要は、部分ビット単位で符号化を行うようにすれば、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。

【0141】

(実施の形態 6)

本実施の形態では、送信側にトレリス符号化変調を導入することを提案する。なおここでは、変調方式として 16QAM 方式を用いる場合を例に説明する。

10

【0142】

送信装置の概略構成は図 1 のとおりであり、送信信号のフレーム構成は図 2 のとおりである。また受信装置の概略構成は図 3 のとおりであり、図 3 の信号処理部 321 の詳細構成は図 4 のとおりである。

【0143】

16QAM のトレリス符号化変調実施するためには、図 1 の送信装置 100 の変調部 102、110 を、例えば図 27 に示すように構成すればよい。

【0144】

図 27において、2701, 2702, 2703 はシフトレジスタ、2704, 2705 は排他的論理和回路を示しており、入力 a0, a1, a2 から、b0, b1, b2, b3 が生成される。そして、ベースバンド信号生成部 2706 は、b0, b1, b2, b3 を入力とし、16QAM のマッピングを行うことでベースバンド信号 2707 を得る。

20

【0145】

次に、受信装置の動作について説明する。上述したように、本発明の受信装置の特徴的な動作は、部分ビット判定部 509、512 (図 4) にある。部分ビット判定部 509 と部分ビット判定部 512 は同様の動作を行うので、ここでは主に部分ビット判定部 509 の動作を説明する。

【0146】

部分ビット判定部 509 は、変調信号 A の推定ベースバンド信号 508 を入力とし、例えばビタビ復号を行うことにより、符号化に関連したビット、つまり、図 27 における b0, b1, b2 を決定し、これらの情報を変調信号 A の決定された部分ビット情報 510 として出力する。同様に、部分ビット判定部 512 は、変調信号 B の決定された部分ビット情報 513 (3 ビットの情報) を出力する。

30

【0147】

信号点削減部 514、516 は、信号点削減を行う。そして、尤度検波部 518 は、変調信号 A で送信された図 27 の b3 の情報、変調信号 B で送信された図 27 の b3 の情報を決定し、これを変調信号 A のデジタル信号 519 及び変調信号 B のデジタル信号 520 として出力する。

【0148】

このように本実施の形態によれば、送信側でトレリス符号化変調を行うようにしたことにより、誤り訂正符号の導入を容易に行うことができ、簡易な送信装置構成で、受信側での誤り率特性を効果的に向上させることができるようになる。

40

【0149】

(実施の形態 7)

本実施の形態では、送信アンテナ数、受信アンテナ数が 2 本より多い場合の例として、送信アンテナ数 3、受信アンテナ数 3、送信変調信号数 3 のときの具体的な構成例について説明する。

【0150】

また本実施の形態では、誤り率特性を効果的に向上させるための部分ビット判定の仕方及び信号点削減の仕方を提案する。

50

【0151】

図1との対応部分に同一符号を付して示す図29に、本実施の形態における送信装置の構成を示す。送信装置2900は、変調信号A、変調信号Bに加えて、変調信号Cを送信する送信部を有することを除いて、図1の送信装置100と同様の構成である。ここでは、変調信号Cを送信する送信部の構成のみを説明する。

【0152】

変調部2902は、デジタル信号2901、フレーム構成信号118を入力とし、フレーム構成信号118にしたがってデジタル信号2901を変調し、これにより得たベースバンド信号2903を拡散部2904に送出する。拡散部2904は、ベースバンド信号2903に拡散符号を乗算し、これにより得た拡散されたベースバンド信号2905を無線部2906に送出する。無線部2906は、拡散されたベースバンド信号2905に周波数変換、增幅などを施すことにより、変調信号2907(変調信号C)を得る。変調信号2907はアンテナ2908から電波として出力される。

10

【0153】

フレーム構成信号生成部117は、例えば、図30のフレーム構成の情報をフレーム構成信号118として出力する。

【0154】

図30に、送信装置2900の各アンテナ108、116、2908から送信される変調信号のフレーム構成例を示す。アンテナ108から送信される変調信号A、アンテナ116から送信される変調信号B、アンテナ2908から送信される変調信号Cは、チャネル推定のためのチャネル推定シンボル201、203、3001と、データシンボル202、204、3002とを有する。送信装置2900は、図30に示すようなフレーム構成の変調信号A、変調信号B、変調信号Cをほぼ同時刻に送信する。なおチャネル推定のためのシンボル201、203、3001は、パイロットシンボル、ユニークワード、ブリアンブルと呼ぶこともできる。

20

【0155】

図3との対応部分に同一符号を付して示す図31に、本実施の形態における受信装置の構成を示す。なお以下の説明では、図3と同様に動作する部分についての説明は省略する。

【0156】

30

ここで、図29の送信装置2900において、アンテナ108から送信される信号を $T \times a(t)$ 、アンテナ116から送信される信号を $T \times b(t)$ 、アンテナ2908から送信される信号を $T \times c(t)$ とし、図31の受信装置3100において、アンテナ301で受信した信号を $R \times 1(t)$ 、アンテナ311で受信した信号を $R \times 2(t)$ 、アンテナ3105で受信した信号を $R \times 3(t)$ とし、各送受信アンテナ間での伝搬変動をそれぞれ $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{13}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 、 $h_{23}(t)$ 、 $h_{31}(t)$ 、 $h_{32}(t)$ 、 $h_{33}(t)$ とすると、次式の関係式が成立する。ただし、tは時間とする。

【数2】

40

$$\begin{pmatrix} Rx1(t) \\ Rx2(t) \\ Rx3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & h_{13}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & h_{23}(t) \\ h_{31}(t) & h_{32}(t) & h_{33}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Txa(t) \\ Txb(t) \\ Txc(t) \end{pmatrix} \quad \dots \quad (2)$$

【0157】

変調信号Cのチャネル変動推定部3101は、逆拡散後のベースバンド信号306を入力とし、例えば、図30のフレーム構成における変調信号Cのチャネル推定シンボル3001を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号Cのチャネル変動信号3102を信号処理部3117に送出する。同様に、変調信号Cのチャネル変動推定部3103は、逆拡散後のベースバンド信号316を入力とし、例えば、図30のフレーム構成に

50

おける変調信号 C のチャネル推定シンボル 3001 を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号 C のチャネル変動信号 3104 を信号処理部 3117 に送出する。

【0158】

また無線部 3107 は、アンテナ 3105 で受信した受信信号 3106 を入力とし、受信信号 3106 に周波数変換、直交復調などを施し、これにより得たベースバンド信号 3108 を逆拡散部 3109 に送出する。逆拡散部 3109 は、ベースバンド信号 3108 を逆拡散し、これにより得た逆拡散後のベースバンド信号 3110 を出力する。

【0159】

変調信号 A のチャネル変動推定部 3111 は、逆拡散後のベースバンド信号 3110 を入力とし、例えば、図 30 のフレーム構成における変調信号 A のチャネル推定シンボル 201 を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号 A のチャネル変動信号 3112 を信号処理部 3117 に送出する。同様に、変調信号 B のチャネル変動推定部 3113 は、逆拡散後のベースバンド信号 3110 を入力とし、例えば、図 30 のフレーム構成における変調信号 B のチャネル推定シンボル 203 を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号 B のチャネル変動信号 3114 を信号処理部 3117 に送出する。同様に、変調信号 C のチャネル変動推定部 3115 は、逆拡散後のベースバンド信号 3110 を入力とし、例えば、図 30 のフレーム構成における変調信号 C のチャネル推定シンボル 3001 を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号 C のチャネル変動信号 3116 を信号処理部 3117 に送出する。

【0160】

信号処理部 3117 は、逆拡散後のベースバンド信号 306、316、3110、変調信号 A のチャネル変動信号 308、318、3112、変調信号 B のチャネル変動信号 310、320、3114、変調信号 C のチャネル変動信号 3102、3104、3116 を入力とし、これらを用いて変調信号 A、B、C の検波、検波などを行うことにより、変調信号 A のデジタル信号 322、変調信号 B のデジタル信号 323、変調信号 C のデジタル信号 3118 を得る。

【0161】

信号処理部 3117 の一つの構成例を図 32 に示す。また信号処理部 3117 の別の構成例を図 33 に示す。

【0162】

先ず図 32 の構成について説明する。図 4 との対応部分に同一符号を付して示す図 32 において、信号処理部 3117 の部分ビット復調部 3230 の分離部 3201 は、変調信号 A のチャネル変動信号 308、318、3112、変調信号 B のチャネル変動信号 310、320、3114、変調信号 C のチャネル変動信号 3102、3104、3116、逆拡散後のベースバンド信号 306、316、3110 を入力とし、(2) 式について、例えば逆行列演算や M M S E (Minimum Mean Square Error) 演算を行うことで、送信信号 $T \times a(t)$ 、 $T \times b(t)$ 、 $T \times c(t)$ の推定信号を得る。分離部 3201 は、このようにして得た変調信号 A の推定ベースバンド信号 508 を部分ビット判定部 509 に、変調信号 B の推定ベースバンド信号 511 を部分ビット判定部 512 に、変調信号 C の推定ベースバンド信号 3207 を部分ビット判定部 3208 に送出する。部分ビット判定部 509、512、3208 は、求めた部分ビット情報 510、512、3209 を送出する。

【0163】

部分ビット判定部 509、512、3208 の部分ビットの判定は、例えば、変調方式が 16 Q A M の場合、上述した図 8B や図 10B の方法を採用することで実現できる。因みに、Q P S K の場合は、例えば図 28 のような領域分けを行うことで実現できる。ここでは、変調方式を 16 Q A M とし、図 10B のように、4 ビットのうち 2 ビットを判定する場合を例に、アンテナ数 3 の場合の実施方法について説明する。

【0164】

異なるアンテナから同時に送信された 3 つの 16 Q A M 信号を受信した場合、 16×1

10

20

30

40

50

$6 \times 16 = 4096$ 個の候補信号点が存在することになる。部分ビット判定部 509、512、3208 では変調信号 A、B、C それぞれについて 2 ビットを判定するため、信号点削減部 514、516、3210 では 4096 個の候補信号点が $4096 / 4 / 4 / 4 = 64$ 個の候補信号点に削減される。よって、尤度判定部 3212 では、64 個の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号とのプランチメトリックを求め、1 個の候補信号点に絞り、検波を行うことで、変調信号 A、変調信号 B、変調信号 C の受信ディジタル信号 322、323、3213 を得ることになる。

【0165】

このようにして、送信アンテナ数 2、受信アンテナ数 2、送信変調信号数 2 のときと同様に、送信アンテナ数 3、受信アンテナ数 3、送信変調信号数 3 のときにおいても、部分ビット判定を行い、決定した部分ビットを用いて候補信号点を削減し、削減した候補信号点を用いて尤度判定を行うことにより、比較的少ない演算量で受信品質の良い受信ディジタル信号 322、323、3213 を得ることができる。

【0166】

次に、図 33 の構成について説明する。図 32 との対応部分に同一符号を付して示す図 33 の信号処理部 3117 は、制御部 3301 を有する。

【0167】

制御部 3301 は、変調信号 A のチャネル変動信号 308、318、3112、変調信号 B のチャネル変動信号 310、320、3114、変調信号 C のチャネル変動信号 3102、3104、3116 を入力とし、例えば、変調信号 A の受信電界強度、変調信号 B の受信電界強度、変調信号 C の電界強度を推定する。そして、電界強度が最も小さい変調信号のみ部分ビット判定を行わないようというような、制御情報 3302 を出力する。

【0168】

例えば、変調信号 A の受信電界強度が最も小さかったものとする。すると、変調信号 A の部分ビット判定部 509 は、ビット判定を行わないように制御される。つまり決定したビットは 0 ビットということになる。一方、変調信号 B の部分ビット判定部 512、変調信号 C の部分ビット判定部 3208 は、それぞれ 2 ビット判定するように制御される。そして、信号点削減部 514、516、3210 は、変調信号 A の決定された 0 ビット（つまりどのビットも決定されていない）、変調信号 B の決定された 2 ビット、変調信号 C の決定された 2 ビットを用いて、 $4096 / 4 / 4 = 256$ 個の候補信号点を削減する。尤度判定部 3212 では、256 個の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号とのプランチメトリックを求め、1 個の候補信号点に絞り、検波を行うことで、変調信号 A、変調信号 B、変調信号 C の受信ディジタル信号 322、323、3213 を得る。

【0169】

このように、各変調信号の受信品質に基づいて、どの変調信号の部分ビットを信号点削減に用いるかを選択することにより、単純に全ての変調信号の部分ビットを信号点削減に用いる場合と比較して（例えば図 32 のような構成と比較して）、一段と誤り率特性の良い受信ディジタル信号を得ることができるようになる。

【0170】

つまり、単純に全ての変調信号の部分ビット判定結果を用いて、候補信号点を削減すると、受信品質（この実施の形態の場合には受信電界強度）の低い変調信号の部分ビット判定結果の誤る確率が高くなり、これに伴って的確な候補信号点の削減もできなくなる確率も高くなる。この結果、最終的な受信ディジタル信号の誤り率特性の劣化を招くおそれがある。本実施の形態では、これを考慮して、受信品質の良い変調信号の部分ビット判定結果のみ用いて信号点削減を行うようになされている。

【0171】

かくして本実施の形態によれば、各変調信号の受信品質に基づいて、信号点削減部 514、516、3210 での候補信号点削減に、どの変調信号の部分ビットを用いるかを制御する制御部 3301 を設けたことにより、一段と誤り率特性の良い受信ディジタル信号

10

20

30

40

50

322、323、3213を得ることができるようになる。

【0172】

なお本実施の形態では、受信品質のパラメータとして、受信電界強度を用いる場合を例に説明したが、これに限ったものではなく、例えば、逆行列演算やM M S E 演算後の各変調信号のキャリアパワー・雑音電力比を求め、これを各変調信号の受信品質のパラメータとしてもよい。

【0173】

また本実施の形態では、2つの変調信号のみ部分ビットを判定する例について説明したが、1つの変調信号のみ部分ビットを判定しても同様に実施することができる。

【0174】

さらに、部分ビットとして判定するビット数を受信品質の優先順位により異なるようにしてもよい。例えば、「変調信号Aの受信電界強度 > 変調信号Bの受信電界強度 > 変調信号Cの受信電界強度」の関係が成立していた場合、変調信号Aの部分ビット判定部では2ビットを決定し、変調信号Bの部分ビット判定部では1ビットを決定し、変調信号Cの部分ビット判定部では0ビットを決定するというような、部分ビット判定を行っても、良好な誤り率特性と低演算規模との両立を図ることができる。

【0175】

つまり、各変調信号の受信品質に基づいて、制御部3301によって、信号点削減部514、516、3210での信号点削減に、各変調信号の部分ビットを何ビット用いるかを制御すると、一段と誤り率特性の良い受信デジタル信号322、323、3213を得ることができるようになる。

【0176】

また本実施の形態では、変調方式として16QAMを用いた場合について説明したが、他の変調方式を用いた場合でも同様の効果を得ることができる。

【0177】

また本実施の形態では、送信アンテナ数3、受信アンテナ数3、送信変調信号数3のときを例に説明したが、送信アンテナ数n、受信アンテナ数n、送信信号数n、(n ≥ 2)の場合に広く適用することができる。例えば、送信アンテナ数2、受信アンテナ数2、送信変調信号数2の場合には、変調信号Aの受信電界強度 > 変調信号Bの受信電界強度のとき、変調信号Aに対しては2ビットの部分ビットを判定し、変調信号Bに対しては1ビットあるいは0ビットの部分判定を行い、その後、尤度判定を行うことで残りのビットを含め判定するようにすればよい。

【0178】

さらに本実施の形態では、符号化を行わない場合を例に説明したが、誤り訂正符号化を適用した際に、本実施の形態の判定方法を利用しても同様の効果を得ることができる。

【0179】

因みに、変調信号A、変調信号Bの部分ビットを決定し、この部分ビットを用いて削減した候補信号点からプランチメトリックB_{M_A_B}を得、変調信号A、変調信号Cの部分ビットを決定し、この部分ビットを用いて削減した候補信号点からプランチメトリックB_{M_A_C}を得、変調信号B、変調信号Cを決定し、この部分ビットを用いて削減した候補信号点からプランチメトリックB_{M_B_C}を得て、これらのプランチメトリックB_{M_A_B}、B_{M_A_C}、B_{M_B_C}を用いて判定を行うことで、変調信号A、変調信号B、変調信号Cの受信デジタル信号322、323、3213を得る方法を用いてもよい。

【0180】

さらにシミュレーションを行った結果、本実施の形態で説明した、各変調信号の受信品質に応じて、信号点削減部での候補信号点削減に用いる部分ビットを制御する方法は、特に分離部3201(図33)でM M S E を行うようにすると、非常に優れた誤り率特性の受信デジタル信号322、323、3213を得ることができることが分かった。

【0181】

(実施の形態8)

10

20

30

40

50

上述した実施の形態1では変調方式が16QAMのときの1ビット部分判定方法(図8B)について説明したが、本実施の形態では、一段と良好な誤り率特性を得ることができる1ビット部分判定方法について説明する。

【0182】

図34に、16QAMの信号点配置と受信信号の信号点の一例を示す。図中、3401から3416は16QAMの信号点(候補信号点)を示しており、3417は受信信号の信号点(受信点)を示している。また図34では、信号点3401から3416の4ビットの関係(S0, S1, S2, S3)も同時に示している。

【0183】

本実施の形態の1ビットの部分ビット判定方法では、はじめに、受信信号の信号点3417と16QAMの信号点3401から3416とのユークリッド距離を求め、最小のユークリッド距離となる16QAMの信号点を求め、その信号点で示される4ビットを求める。図34の例では、受信点3417との最小ユークリッド距離の信号点として信号点3407が検出され、その信号点3407で示される4ビットのビット列として(S0, S1, S2, S3) = (1, 1, 1, 1)が求まる。

【0184】

次に、4ビット(S0, S1, S2, S3)のそれぞれに対し、以下のようなユークリッド距離を求める。

【0185】

ビットS0として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS0の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3401、3402、3405、3406、3409、3410、3413、3414が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{min, S0}$ の値を求める。

【0186】

同様に、S1として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS1の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3401、3404、3405、3408、3409、3412、3413、3416が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{min, S1}$ の値を求める。

【0187】

同様に、S2として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS2の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3409、3410、3411、3412、3413、3414、3415、3416が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{min, S2}$ の値を求める。

【0188】

同様に、S3として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS3の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3401、3402、3403、3404、3413、3414、3415、3416が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{min, S3}$ の値を求める。

【0189】

つまり、決定されたビットSxの否定の値をとる信号点を探索し、それらの信号点と受信点3407とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{min, Sx}$ の値を求める。

【0190】

そして、 $D_{min, S0}$ 、 $D_{min, S1}$ 、 $D_{min, S2}$ 、 $D_{min, S3}$ の中で、最大値をとるものを探査する。例えば、最大値をとるもののが $D_{min, S0}$ であった場合、S0を決定する。つまり、最大値をとるもののが $D_{min, Sy}$ であった場合、Syを決

10

20

30

40

50

定する。これにより、ビット列 (S0, S1, S2, S3) の中で、最も確からしいビットを選ぶことができるようになる。

【0191】

以上の処理をまとめると、図35のようになる。

【0192】

先ず、ステップST0で処理を開始すると、ステップST1で受信点3417とのユークリッド距離が最小の候補信号点3407を検出する。

【0193】

ステップST2では、候補信号点3407に対応するビット列(1, 1, 1, 1)に含まれるビットを1ビットずつ反転させる。ステップST3では、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索する。ステップST4では、各反転ビット毎に、受信点とステップST3で探索した複数の候補信号点間での最小ユークリッド距離を検出する。ステップST5では、ステップST4で検出した各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大のユークリッド距離を検出する。ステップST6では、ステップST5で検出した最大ユークリッド距離に対応するビットが、ステップST1で検出された候補信号点3407で表されるビット列(1, 1, 1, 1)の中で最も信頼性の高いビットであるとして、これを部分ビットとして採用する。

10

【0194】

つまり、ステップST2からステップST6では、ステップST1で検出した候補信号点により表されるビット列の中で最も信頼性の高いビットを決定する。そしてステップST7で処理を終了する。

20

【0195】

かくして本実施の形態によれば、変調信号の受信点とのユークリッド距離が最小となる候補信号点を検出し、検出した候補信号点に対応するビット列に含まれるビットを1つずつ反転し、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索し、各反転ビット毎に、受信点と前記探索した複数の候補信号点との最小ユークリッド距離を検出し、前記各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大のユークリッド距離を検出し、検出した最大ユークリッド距離に対応するビットを部分ビットとして決定するようにしたことにより、誤っている確率が非常に低い1ビットを決定することができる。

30

【0196】

ここで、このような1ビット判定アルゴリズムを、部分ビット判定部509、512で実行するようにすれば、誤っている確率の非常に低い部分ビット(1ビット)を決定できるので、最終的に得られる受信ディジタル信号の誤り率特性も向上させることができるようになる。但し、本実施の形態の1ビット判定アルゴリズムは、上述した実施の形態で説明した構成の受信装置に用いる場合に限らず、信号点で示されるビット列の中で最も誤っている確率の小さいビットを選択したい場合に広く適用できる。

【0197】

なお本実施の形態では、16QAMを例に説明したが、他の変調方式のときも同様にして1ビットを決定することができる。またユークリッド距離の代わりにユークリッド距離の2乗を求めて同様に実施することができる。

40

【0198】

(実施の形態9)

上述した実施の形態3においては、64QAMの部分ビット判定方法を説明したが、本実施の形態では実施の形態3で説明したのとは異なる2ビットの部分ビット判定方法および4ビットの部分ビット判定方法を説明する。以下に説明する部分ビットの判定は、例えば図4を参照すると、分離部507によって分離された変調信号A、Bの推定ベースバンド信号508、511を受信点として、部分ビット判定部509、512によって行われる。

【0199】

(i) 2ビットの部分ビット判定

50

図36は、64QAMの同相I直交Q平面における信号点（候補信号点）と各信号点で送信する6ビットとの関係、および、受信信号点の存在位置による決定する2ビットの部分ビットの関係を示している。具体的には、図36において、各信号点の下に示した6ビットが各信号点に対応する6ビットであり、3601、3602が受信点を示す。

【0200】

本実施の形態においては、点線で示すようにIQ平面を9つの領域に分ける。この領域分割の仕方が本実施の形態の特徴である。図36に示す領域分割では、各領域内で必ず判定ビットが同じになるビットが2ビット存在する。つまり、64QAMの6ビットを左から順に、（1番目のビット、2番目のビット、3番目のビット、4番目のビット、5番目のビット、6番目のビット）と名前を付けると、受信点3601が存在する分割領域では、いずれの信号点（候補信号点）も3番目のビット「0」と6番目のビット「1」が全て同じとなる。また受信点3602が存在する分割領域では、いずれの信号点（候補信号点）も3番目のビット「1」と4番目のビット「1」が全て同じとなる。

10

【0201】

本実施の形態では、このような領域分割を行いつつ、受信点が分割された領域のどの領域に存在するかに応じて、1シンボルを構成する6ビットのうちの何番目のビットを部分ビットとして復調するかを変更する。換言すれば、IQ平面上を複数の領域に分けたときに、領域内で判定値が同じとなるビットのみを部分ビットとして復調する。これにより、部分ビットの誤り率特性を向上させることができる。

【0202】

20

具体的には、受信点が符号3601に示す位置に存在した場合、（ $\times \times 0 \times \times 1$ ）と判定する。つまり、3番目のビット「0」と6番目のビット「1」のみを部分ビットとして判定（復調）する。なお \times は不定（つまり、値を決定しないビット）を示す。

【0203】

また、受信点が符号3602に示す位置に存在した場合は、（ $\times \times 1 1 \times \times$ ）と判定する。つまり、3番目のビット「1」と4番目のビット「1」のみを部分ビットとして判定（復調）する。因みに、受信点が領域の境界上に存在した場合には、どちらの領域に振り分けてもよい。

【0204】

そして、判定された2ビットの部分ビットに基づいて候補信号点の削減を行い、不定となっている4ビットを尤度検波により求める。

30

【0205】

(ii) 4ビットの部分ビット判定

次に、4ビットの部分ビット判定方法を、図37を用いて説明する。

【0206】

図37は、64QAMの同相I直交Q平面における信号点（候補信号点）と各信号点で送信する6ビットとの関係、および、受信信号点の存在位置による決定する4ビットの部分ビットの関係を示している。具体的には、図37において、各信号点の下に示した6ビットが各信号点に対応する6ビットであり、3701、3702が受信点を示す。

【0207】

40

本実施の形態では、点線で示すようにIQ平面を49の領域に分ける。図36に示す領域分割では、各領域内で必ず判定ビットが同じになるビットが4ビット存在する。つまり、64QAMの6ビットを左から順に、（1番目のビット、2番目のビット、3番目のビット、4番目のビット、5番目のビット、6番目のビット）と名前を付けると、受信点3701が存在する分割領域では、いずれの信号点（候補信号点）も2番目のビット「1」と3番目のビット「0」と5番目のビット「1」と6番目のビット「0」が全て同じとなる。また受信点3702が存在する分割領域では、いずれの信号点（候補信号点）も2番目のビット「1」と3番目のビット「1」と4番目のビット「1」と6番目のビット「0」が全て同じとなる。

【0208】

50

ここで、例えば、受信点が符号 3701 に示す位置に存在した場合、(×10×10) と判定する。つまり、2番目のビット「1」と3番目のビット「0」と5番目のビット「1」と6番目のビット「0」のみを部分ビットとして判定(復調)する。

【0209】

また、受信点が符号 3702 に示す位置に存在した場合は、(×111×0) と判定する。つまり、2番目のビット「1」と3番目のビット「1」と4番目のビット「1」と6番目のビット「0」のみを部分ビットとして判定(復調)する。

【0210】

そして、判定された4ビットの部分ビットに基づいて候補信号点の削減を行い、不定となっている2ビットを尤度検波により求める。

10

【0211】

かくして本実施の形態によれば、64QAM変調された変調信号の一部のビットを復調するにあたって、当該受信信号点がIQ平面上でのどの領域に存在するかに応じて、1シンボルを構成する6ビットのビット列うちの何番目のビットを部分ビットとして復調するかを変更するようにしたことにより、部分ビット判定部 509、512 で判定する部分ビットの誤り特性が向上するので、尤度検波部 518 で用いる削減された候補信号点の信頼性が向上する。この結果、最終的な受信デジタル信号 322、323 の誤り率特性を向上させることができるようになる。

【0212】

つまり、本実施の形態で説明したような2ビット、または、4ビット判定アルゴリズムを、部分ビット判定部 509、512 で実行するようにすれば、誤っている確率の非常に低い部分ビット(2ビット、または4ビット)を決定できるので、最終的に得られる受信デジタル信号 322、323 の誤り率特性も向上させることができるようになる。但し、本実施の形態の 16QAM の 2ビット、または、4ビット判定アルゴリズムは、上述した実施の形態で説明した構成の受信装置に用いる場合に限らず、信号点で示されるビット列の中で最も誤っている確率の小さいビットを選択したい場合に広く適用できる。

20

【0213】

なお、本実施の形態では、部分ビットして、2ビットを判定する方法と4ビットを判定する方法について説明したが、受信信号の受信電界強度に基づいて、どちらかの方法を選択することも好適である。例えば、変調信号 A の受信電界強度が所定のしきい値以上の場合には部分ビットとして4ビットを判定し、しきい値未満の場合には2ビットを判定するようにする。このようにすれば、誤り率特性を低下させずに演算量を削減することができるようになる。

30

【0214】

(実施の形態 10)

実施の形態 7 においては、各変調信号の受信電界強度に応じて、部分ビットの決定数を制御する方法について説明したが、本実施の形態においては、逆行列演算やMMSE演算後の各変調方式の信号対雑音電力比を求め、これを用いて、部分ビット判定数を決定する受信装置の構成について詳しく説明する。

【0215】

40

(2)式における($R \times 1(t)$, $R \times 2(t)$, $R \times 3(t)$) T のベクトルを $r \times$ とし、(2)式における行列を H とし、($T \times a(t)$, $T \times b(t)$, $T \times c(t)$) T のベクトルを $t \times$ とする。また、付加されるノイズベクトルを n とすると、(2)式は、次式のように表すことができる。

【数3】

$$r \times = H t \times + n \quad \dots \dots \quad (3)$$

【0216】

逆行列演算を行う場合には、 H の逆行列を H^{-1} で表すと、(3)式から次式が得られる。

【数4】

$$t x' = t x + H^{-1} n \quad \dots \dots \dots (4)$$

ただし、 $t x'$ は $t x$ についての受信装置における推定値である。

【0217】

ここで、 $t x$ の信号パワーと $H^{-1} n$ から求まるノイズパワーとの比を求めてることで、逆行列演算後の信号対雑音電力比を求めることができる。これについては、例えば、文献 "A SDM-CO-OFDM scheme employing a simple feed-forward inter-channel interference canceller for MIMO based broadband wireless LANs" IEICE Transaction on Communications, vol.E86-B, no.1, pp.283-290, January 2003にも記載されている公知の技術なので詳しい説明は省略する。

10

【0218】

具体的には、例えば図33の信号処理部3117に当てはめて説明すると、制御部3301が、変調信号Aのチャネル変動信号308、318、3112、変調信号Bのチャネル変動信号310、320、3114、変調信号Cのチャネル変動信号3102、3104、3116を入力し、(4)式の H^{-1} を求め、変調信号Aの逆行列演算後の信号対雑音電力比、変調信号Bの逆行列演算後の信号対雑音電力比、変調信号Cの逆行列演算後の信号対雑音電力比を求める。

【0219】

制御部3301は、変調信号A、B、Cの変調方式が64QAMで、例えば、「変調信号Aの逆行列演算後の信号対雑音電力比 > 変調信号Bの逆行列演算後の信号対雑音電力比 > 変調信号Cの逆行列演算後の信号対雑音電力比」の関係が成立していた場合、変調信号Aの部分ビット判定部509で決定するビット数を m_a ビット、変調信号Bの部分ビット判定部512で決定するビット数を m_b ビット、変調信号Cの部分ビット判定部3208で決定するビット数を m_c ビットとすると、 $m_a > m_b > m_c$ の関係が成立するように決定するビット数を制御する。すなわち、逆行列演算後の信号対雑音電力比の大きな変調信号ほど、より大きな数の部分ビット判定を行うようとする。

20

【0220】

このように、各変調信号の逆行列演算後の信号対雑音電力比に基づいて、制御部3301によって、信号点削減部514、516、3210での信号点削減に、各変調信号の部分ビットを何ビット用いるかを制御することで、一段と誤り率特性の良い受信ディジタル信号322、323、3213を得ることができるようになる。

30

【0221】

変調方式が64QAMのときには、部分ビット判定部で決定するビット数 m_a 、 m_b 、 m_c としては、実施の形態8や実施の形態9の部分ビット判定方法を用いると、1ビット、2ビット、4ビットが考えられる。しかし、本実施の形態は、これに限定されず、変調信号の逆行列演算後の信号対雑音電力比が非常に大きい場合には、全ビット(すなわち6ビット)を部分ビットとして決定するようにしてもよい。

【0222】

以上では、逆行列演算後の信号対雑音電力比に基づいて、部分ビットとして何ビット判定するかを決定する場合を説明した。次に、逆行列演算と同様に線形変換であるMMS-E演算後の信号対雑音電力比に基づいて、部分ビットとして何ビット判定するかを決定する場合について説明する。

40

【0223】

(3)式における行列 H に基づき、次式の行列 G を算出する。

【数5】

$$G = H^H (H H^H + \sigma^2 I)^{-1} \quad \dots \dots \dots (5)$$

ただし、 H^H は H の複素共役転置、 I は単位行列である。

【0224】

(3)式に(5)式の行列を乗算することで、各変調信号の推定信号を得ることができる。そして、(3)式に(5)式の行列 G を乗算することで得た推定信号の信号対雑音電

50

力比を計算する。このような信号対雑音電力比については、文献 "Performance improvement of ordered successive detection with imperfect channel estimates for MIMO systems" IEICE Transaction on Communications, vol.E86-B, no.11, pp.3200-3208, November 2003にも記載されている公知の技術なので詳しい説明は省略する。

【0225】

具体的には、例えば図33の信号処理部3117に当てはめて説明すると、制御部3301が、変調信号Aのチャネル変動信号308、318、3112、変調信号Bのチャネル変動信号310、320、3114、変調信号Cのチャネル変動信号3102、3104、3116を入力し、(5)式の行列Gを求め、(3)式に(5)式の行列Gを乗算し、変調信号AのMMS E演算後の信号対雑音電力比、変調信号BのMMS E演算後の信号対雑音電力比、変調信号CのMMS E演算後の信号対雑音電力比を求める。

【0226】

制御部3301は、変調信号A、B、Cの変調方式が64QAMで、例えば、「変調信号AのMMS E演算後の信号対雑音電力比>変調信号BのMMS E演算後の信号対雑音電力比>変調信号Cの逆MMS E演算後の信号対雑音電力比」の関係が成立していた場合、変調信号Aの部分ビット判定部509で決定するビット数をmaビット、変調信号Bの部分ビット判定部512で決定するビット数をmbビット、変調信号Cの部分ビット判定部3208で決定するビット数をmcビットとすると、ma>mb>mcの関係が成立するように決定するビット数を制御する。すなわち、MMS E演算後の信号対雑音電力比の大きな変調信号ほど、より大きな数の部分ビット判定を行うようとする。

【0227】

このように、各変調信号のMMS E演算後の信号対雑音電力比に基づいて、制御部3301によって、信号点削減部514、516、3210での信号点削減に、各変調信号の部分ビットを何ビット用いるかを制御することで、一段と誤り率特性の良い受信デジタル信号322、323、3213を得ることができるようになる。

【0228】

また本実施の形態では、送信アンテナ数3、受信アンテナ数3、送信変調信号数3のときを例に説明したが、送信アンテナ数n、受信アンテナ数n、送信信号数n、(n>2)の場合に広く適用することができる。例えば、送信アンテナ数2、受信アンテナ数2、送信変調信号数2の場合には、逆行列演算又はMMS E演算後の変調方式Aの信号対雑音電力比>逆行列演算又はMMS E演算後の変調方式Bの信号対雑音電力比のとき、例えば変調信号Aに対しては4ビットの部分ビットを判定し、変調信号Bに対しては2ビットあるいは1ビットの部分判定を行い、その後、尤度判定を行うことで残りのビットを含め判定するようにしてもよい。

【0229】

シミュレーションを行った結果、本実施の形態で説明した、逆行列演算又はMMS E演算後の変調信号の信号対雑音電力比に応じて、信号点削減部での候補信号点削減に用いる部分ビットを制御する方法は、特に分離部3201(図33)でMMS Eを行うようになると、非常に優れた誤り率特性の受信デジタル信号322、323、3213を得ることができることが分かった。

【0230】

(実施の形態11)

一般に尤度検波部518(3212)では、候補信号点と受信点とのユークリッド距離の2乗を求める必要があるが、アンテナ数の増加および変調多値数の増加により、回路規模(特に乗算器の数)が増大する。本発明は、誤り率特性の劣化を抑制しつつこの回路規模を小さくするものであるが、本実施の形態では、上述した実施の形態に加えて、一段と尤度検波部518(3212)の回路規模を削減する方法を提示する。

【0231】

本実施の形態では、尤度検波部518(3212)で行うユークリッド距離の2乗の計算をマンハッタン距離により近似する計算に置き換える。これにより、尤度検波部518

10

20

30

40

50

(3212) で乗算器を用いずに尤度検波を行う。

【0232】

図38を用いて、その計算方法を説明する。同相I 直交Q平面において候補信号点と受信信号点のユークリッド距離の $2\sqrt{x^2 + y^2}$ が実際に求めたい値である。しかし、これを $|x| + |y|$ で近似する方法がマンハッタン距離である。以下では、 $|x| < |y|$ を例に説明を進めていくが、 $|x| > |y|$ のときは、xとyを入れ替えて考えれば $|x| < |y|$ のときと同様に考えることができる。

【0233】

受信信号点が<1>の位置にある場合、ユークリッド距離は $1.414x$ であるのに対し、マンハッタン距離は $2x$ である。また、受信信号点が<2>の位置にある場合、ユークリッド距離は x であるのに対し、マンハッタン距離も x となり、ユークリッド距離とマンハッタン距離が等しくなる。以上から明らかのように、 $|x|$ が大きくなるにつれ、(ただし、 $|x| < |y|$) マンハッタン距離によるユークリッド距離からの近似誤差が大きくなることがわかる。

【0234】

本実施の形態では、この問題を解決する方法を提案する。その際、本実施の形態では、乗算器の導入をさけ、ビットシフト、加算器、比較器により構成することで、回路規模の増大を防ぐ。

【0235】

図39に、 $|x|$ と $|y|$ の大きさの関係と、本実施の形態の尤度検波にて求めるユークリッド距離の近似値とを示す。具体的には、IQ平面上における候補信号点と受信信号点との、I方向の距離 x とQ方向の距離 y の大きさが、 $0 < |x| < |y| \times \frac{1}{4} + \frac{1}{8}$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y|$ とし、 $|y| \times \frac{1}{4} + \frac{1}{8} < |x| < |y| \times \frac{1}{2} + \frac{1}{8}$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times \frac{1}{2} + \frac{1}{8}$ とし、 $|y| \times \frac{1}{2} + \frac{1}{8} < |x| < |y| \times \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8}$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8}$ とし、 $|y| \times \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} < |x| < |y| \times \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{8}$ の関係にある場合にはユークリッド距離の近似値を $|y| \times \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{8}$ として、尤度検波を行う。ただし、 $|x| < |y|$ とする。

【0236】

このとき、乗算係数は、1、 $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ のいずれかの加算によって得られた係数となっているので、すべての計算がビットシフトおよび加算によって構成することができる。したがって、乗算器を使用しないで済むため、回路規模の増加を抑えることができる。なお、 $|x| > |y|$ のときは、図39のxとyを入れ替えて考えればよい。

【0237】

図40に、図39に示すようなマンハッタン距離による近似方法を実現するための回路構成例を示す。 $|x|$ 、 $|y|$ 算出部4003は、候補信号点の情報4001、および、受信信号点の情報4002を入力とし、図38のように、同相I 直交Q平面における $|x|$ 、 $|y|$ を求め、これらを4004、4005として出力する。ただし、 $|x| < |y|$ とする。つまり、求まった2つの絶対値のうち、大きい方を $|y|$ とし、小さい方を $|x|$ とする。

【0238】

計算部4006は、 $|x|$ 、 $|y|$ を入力とし、図39の左側のような大小関係を比較演算により求め、その比較結果に応じてユークリッド距離の近似値として図39の右側の4つの計算式のうちのどの計算式を用いるかを決定し、決定した計算式を用いてユークリッド距離の近似値4007を求める。計算部4006は、例えば、図39の左側の比較演算を行う比較演算部と、図39の右側の各計算式を行う4つの演算部とを設け、比較演算部により得られた比較結果に基づき、4つの演算部のうち比較結果に対応した演算部を選択してユークリッド距離の近似値4007を求めるようにすればよい。この場合、比較演算部、演算部共に全ての演算をビットシフトおよび加算のみによって行うことができるの

10

20

30

40

50

で、小さな回路規模で図39のような計算を実現できる。

【0239】

以上のような近似を行うことで、ユークリッド距離の近似値を精度良く、かつ、小さな回路規模で実現することができる。

【0240】

また、本実施の形態では、図39のような大小関係とユークリッドの近似値との対応表に基づいてユークリッド距離の近似値を求める場合について説明したが、これに限ったものではなく、要は、ビットシフト、加算器、比較器により構成された回路によりユークリッド距離の近似値を求めるようすれば、ユークリッド距離の近似値を精度良く、かつ、小さな回路規模で実現することができるようになる。

10

【0241】

(実施の形態12)

これまでに、16QAMの部分ビット判定方法として、1ビット、2ビットの部分ビット判定方法について説明したが、本実施の形態では、これまでに扱わなかった16QAMの3ビットの部分ビット判定方法について詳しく説明する。

【0242】

図34に、16QAMの信号点配置と受信信号の信号点の一例を示す。図中、3401から3416は16QAMの信号点(候補信号点)を示しており、3417は受信信号の信号点(受信点)を示している。また図34では、信号点3401から3416の4ビットの関係(S0, S1, S2, S3)も同時に示している。

20

【0243】

本実施の形態の3ビットの部分ビット判定方法では、はじめに、受信信号の信号点3417と16QAMの信号点3401から3416とのユークリッド距離を求め、最小のユークリッド距離となる16QAMの信号点を求め、その信号点で示される4ビットを求める。図34の例では、受信点3417との最小ユークリッド距離の信号点として信号点3407が検出され、その信号点3407で示される4ビットのビット列として(S0, S1, S2, S3) = (1, 1, 1, 1)が求まる。

【0244】

次に、4ビット(S0, S1, S2, S3)のそれぞれに対し、以下のようなユークリッド距離を求める。

30

【0245】

ビットS0として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS0の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3401、3402、3405、3406、3409、3410、3413、3414が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離D_{min, S0}の値を求める。

【0246】

同様に、S1として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS1の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3401、3404、3405、3408、3409、3412、3413、3416が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離D_{min, S1}の値を求める。

40

【0247】

同様に、S2として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS2の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3409、3410、3411、3412、3413、3414、3415、3416が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離D_{min, S2}の値を求める。

【0248】

同様に、S3として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS3

50

3の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3401、3402、3403、3404、3413、3414、3415、3416が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 D_{min, S_3} の値を求める。

【0249】

つまり、決定されたビット S_x の否定の値をとる信号点を探索し、それらの信号点と受信点3407とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 D_{min, S_x} の値を求める。

【0250】

そして、 D_{min, S_0} 、 D_{min, S_1} 、 D_{min, S_2} 、 D_{min, S_3} の中で、最小値をとるものを探査する。例えば、最小値をとるもののが D_{min, S_0} であった場合、 S_0 を除く残りの3ビット、つまり、 S_1 、 S_2 、 S_3 を決定する。つまり、最小値をとるもののが D_{min, S_y} であった場合、 S_y 以外のビットを決定する。これにより、ビット列(S_0, S_1, S_2, S_3)の中で、確からしい3ビットを選ぶことができるようになる。

【0251】

以上の処理をまとめると、図41のようになる。

【0252】

先ず、ステップST0で処理を開始すると、ステップST1で受信点3417とのユークリッド距離が最小の候補信号点3407を検出する。

【0253】

ステップST2では、候補信号点3407に対応するビット列(1, 1, 1, 1)に含まれるビットを1ビットずつ反転させる。ステップST3では、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探査する。ステップST4では、各反転ビット毎に、受信点とステップST3で探査した複数の候補信号点間での最小ユークリッド距離を検出する。ステップST5では、ステップST4で検出した各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最小のユークリッド距離を検出する。ステップST6では、ステップST5で検出した最小ユークリッド距離に対応するビットが、ステップST1で検出された候補信号点3407で表されるビット列(1, 1, 1, 1)の中で最も信頼性の低いビットであるとし、このビットを除くビットの値を決定する。

【0254】

つまり、ステップST2からステップST6では、ステップST1で検出した候補信号点により表されるビット列の中で最も信頼性の低いビット以外を決定する。そしてステップST7で処理を終了する。

【0255】

かくして本実施の形態によれば、変調信号の受信点とのユークリッド距離が最小となる候補信号点を検出し、検出した候補信号点に対応するビット列に含まれるビットを1つずつ反転し、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探査し、各反転ビット毎に、受信点と前記探査した複数の候補信号点との最小ユークリッド距離を検出し、前記各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最小のユークリッド距離を検出し、検出した最小ユークリッド距離に対応するビット以外のビットを部分ビットとして決定するようにしたことにより、誤っている確率が非常に低い3ビットを決定することができる。

【0256】

ここで、このような3ビット判定アルゴリズムを、部分ビット判定部509、512で実行するようにすれば、誤っている確率の非常に低い部分ビット(3ビット)を決定できるので、最終的に得られる受信デジタル信号の誤り率特性も向上させることができるようになる。但し、本実施の形態の3ビット判定アルゴリズムは、上述した実施の形態で説明した構成の受信装置に用いる場合に限らず、信号点で示されるビット列の中で誤っている確率の小さいビットを選択したい場合に広く適用できる。

【0257】

10

20

30

40

50

なお本実施の形態では、16QAMを例に説明したが、他の変調方式のときも同様のアルゴリズムにより1ビットを除くビットを決定することができる。またユークリッド距離の代わりにユークリッド距離の2乗を求めて同様に実施することができる。

【0258】

(実施の形態13)

これまでに、複数のアンテナから送信された複数の変調信号を、比較的小さな回路規模で誤り率特性良く復調するために、いくつかの部分ビット判定方法について説明した。本実施の形態では、上述したような部分ビット判定方法を、例えば文献“Likelihood function for QR-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance for OFDM MIMO multiplexing in multipath fading channels,” IEICE Transaction on Communications vol.E88-B, no.1, pp.47-57, 2005に示されているような、QR分解を用いたMLDに適用することを提案する。

【0259】

図42に、本実施の形態の構成例を示す。本実施の形態では、送信アンテナ数3、受信アンテナ数3、変調方式16QAMの場合を例に説明する。図42の信号処理部4200は、図31の信号処理部3117として用いられる。

【0260】

送信装置から3つの変調信号が送信され、受信装置が3つのアンテナで受信した場合、前述のように(2)式の関係が成立する。ここで、(2)式での行列をHとあらわすものとする。

【0261】

QR分解部4201は、ユニタリ行列Qを用いてQR分解を行うことで、次式で表される上三角行列Rを得る。

【数6】

$$\mathbf{R} = \mathbf{QH} \\ = \begin{pmatrix} \mathbf{r}_{11} & \mathbf{r}_{12} & \mathbf{r}_{13} \\ 0 & \mathbf{r}_{22} & \mathbf{r}_{23} \\ 0 & 0 & \mathbf{r}_{33} \end{pmatrix} \quad \dots \quad (6)$$

【0262】

そして、QR分解部4201は、行列Qの複素共役転置行列 \mathbf{Q}^H を(2)式の受信信号に乗算することで、以下の関係式を得る。

【数7】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}^H \mathbf{Rx} = \mathbf{R} \begin{pmatrix} Tx_a \\ Tx_b \\ Tx_c \end{pmatrix} \quad \dots \quad (7)$$

【0263】

そして、QR分解部4201は、(7)式により得た信号 Z_1 (4202)を候補信号点演算部4214に、信号 Z_2 (4203)を候補信号点演算部4210に、信号 Z_3 (4204)を部分ビット判定部4208に出力すると共に、(6)式により得た行列Rの1行(4205)を候補信号点演算部4214に、行列Rの2行(4206)を候補信号点演算部4210に、行列Rの3行(4207)を部分ビット判定部4208に出力する。

【0264】

部分ビット判定部4208は、信号 Z_3 (4204)行列と行列Rの3行(4207)とを入力とする。ここで、信号 Z_3 は変調信号の $T \times c$ の成分しか含まれない。したがって、チャネル変動の補正を行うことで、これまでに述べてきた16QAMの部分ビット判定方法を利用することができる。そこで、部分ビット判定部4208は、上述した実施の形態と同様の部分ビット判定を行うことで、変調信号 $T \times c$ の尤度の高い部分ビット4209を出力する。

10

20

30

40

50

【0265】

候補信号点演算部4210は、信号 Z_2 （4203）と、行列Rの2行（4206）と、変調信号 $T \times c$ の尤度の高い部分ビット4209とを入力する。候補信号点演算部4210は、これらを用いて信号点削減を行い、候補信号点信号4211を出力する。具体的に説明する。信号 Z_2 は、変調信号 $T \times b$ 、変調信号 $T \times c$ の成分のみで構成されている。このため、例えば各変調信号が16QAM信号の場合には、 $16 \times 16 = 256$ 点の候補信号点が存在することになるが、候補信号点演算部4210では、変調信号 c については部分ビット判定部4208で尤度が高いと判定された2ビットのみを用いて候補信号点信号4211を演算により求める。つまり、候補信号点演算部4210が演算する候補信号点の数は、 $16 \times 4 = 64$ 点である。このようにして、候補信号点演算部4210は演算すべき候補信号点の数を削減する。実際に、候補信号点演算部4210は、このようにして削減した候補信号点についてプランチメトリックを求め、その演算結果を候補信号点信号4211として候補信号点選択部4212に出力する。10

【0266】

これにより、候補信号点演算部4210では、部分ビット判定部4208により判定された尤度の高いビットについてのみプランチメトリック演算を行うので、演算量が少なくなる。例えば、各変調信号が16QAMの場合、従来のQR分解を用いたMLDでは候補信号点演算部4210において、 $16 \times 16 = 256$ 点についてのプランチメトリックを演算する必要がある。これに対して、本実施の形態においては、部分ビット判定部4208で尤度の高い部分ビット4209として2ビットが判定された場合、候補信号点演算部4210において、 $16 \times 4 = 64$ 点についてのプランチメトリックを演算すればよい。20

【0267】

この結果、演算規模を削減することができる。加えて、部分ビット判定部4208において上述した実施の形態のように的確に尤度の高いビット4208を判定し、これに基づいて候補信号点を削減しているので、判定誤りが少なくなる。これにより、演算規模の削減と受信品質の向上を両立させることができる。

【0268】

候補信号点選択部4212は、候補信号点信号4211（例えば64点分の候補信号点のプランチメトリック）を入力とし、この中からあらかじめ決定されている数分の尤度の高い信号点（例えば16点）を候補信号点とし選択し、選択した候補信号点を示す候補信号点信号4213を出力する。つまり、候補信号点選択部4212は、候補信号点演算部4210からの例えば64点分の候補信号点のプランチメトリックに基づいて、その中から尤度の高い16点を選択し、その16点を示す候補信号点信号4213を出力する。30

【0269】

候補信号点演算部4214は、信号 Z_1 （4202）と、行列Rの1行（4205）と、選択された候補信号点信号4213とを入力とする。候補信号点演算部4214は、これらを用いて、信号点削減を行い、候補信号点信号4215を出力する。具体的に説明する。信号 Z_1 は、変調信号 $T \times a$ 、 $T \times b$ 、変調信号 $T \times c$ の成分で構成されている。このため、例えば各変調信号が16QAM信号の場合には、 $16 \times 16 = 256$ 点の候補信号点が存在することになるが、候補信号点演算部4214では、変調信号 b 、変調信号 c については候補信号点選択部4212で選択された4ビットのみを用いて候補信号点信号4215を演算により求める。つまり、候補信号点演算部4214が演算する候補信号点の数は、 $16 \times 16 = 256$ 点である。このようにして、候補信号点演算部4214は演算すべき候補信号点の数を削減する。実際に、候補信号点演算部4214は、このようにして削減した候補信号点についてプランチメトリックを求め、その演算結果を候補信号点信号4215として候補信号点決定部4216に出力する。40

【0270】

候補信号点決定部 4216 は、候補信号点信号 4215（例えば 256 点分の候補信号点のプランチメトリック）から最も確からしい候補信号点を求め、最も確からしい信号点を示す候補信号 4217 を出力する。なお、この候補信号 4217 は、例えば図 32 の変調信号 A のデジタル信号 322、変調信号 B のデジタル信号 323 及び変調信号 C のデジタル信号 3118 に相当するものである。

【0271】

このように本実施の形態によれば、QR 分解を用いたMLD を行うにあたって、QR 分解後に単一の変調信号成分のみを含むQR 分解信号（信号 Z_1 ）について部分ビット判定を行って尤度の高い信号を判定し、この判定結果を後段の処理に引き継ぐようにしたことにより、QR 分解を用いたMLD を行う場合において、誤り率特性を低下させることなく、演算規模を削減できる。

【0272】

なお、本実施の形態においては、各変調信号の変調方式が 16QAM の場合について説明したが、これに限らず、各変調信号の変調方式が 16QAM 以外の場合にも上述した実施の形態と同様の効果を得ることができる。また、送信アンテナ数 3、受信アンテナ数 3 の場合で説明したがこれに限ったものではない。

【0273】

（実施の形態 14）

本実施の形態では、実施の形態 13 よりも一段と簡易な構成で、QR 分解を用いたMLD を行うことができる構成及び方法を提案する。

【0274】

本実施の形態では、実施の形態 13 と同様に、送信装置が 3 本のアンテナからそれぞれ異なる変調信号 A、B、C を送信し、受信装置が 3 本のアンテナでこれを受信する場合を例にとって説明する。

【0275】

図 43 に、本実施の形態の構成例を示す。図 43 の信号処理部 4300 は、図 31 の信号処理部 3117 として用いられる。また、図 43 における信号 4301 は、図 31 における信号 308、310、3102、306、318、320、3104、316、3112、3114、3116、3110 に相当する信号群を示している。

【0276】

QR 分解部 4302、4304、4306 は、信号群 4301 を入力とし、それぞれ異なる QR 分解を行う。

【0277】

具体的には、QR 分解部 4302 は (8) 式の変換を行い、QR 分解部 4304 は (9) 式の変換を行い、QR 分解部 4306 は (10) 式の変換を行う。

【数 8】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_x^H \mathbf{R} \mathbf{x}_x = \mathbf{R}_x \begin{pmatrix} T x_c \\ T x_a \\ T x_b \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (8)$$

【数 9】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_y^H \mathbf{R} \mathbf{x}_y = \mathbf{R}_y \begin{pmatrix} T x_a \\ T x_b \\ T x_c \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (9)$$

【数 10】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_z^H \mathbf{R} \mathbf{x}_z = \mathbf{R}_z \begin{pmatrix} T x_b \\ T x_c \\ T x_a \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (10)$$

【0278】

ただし、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_x = (T x_c, T x_a, T x_b)^T$ 、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_y = (T x_a, T x_b, T x_c)^T$ 、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_z = (T x_b, T x_c, T x_a)^T$ とする。

10

20

30

40

50

【0279】

そして、QR分解部4302は、(8)式の信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、行列Rの1行、行列Rの2行、行列Rの3行を信号4303として出力する。QR分解部4304は、(9)式の信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、行列Rの1行、行列Rの2行、行列Rの3行を信号4305として出力する。QR分解部4306は、(10)式の信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、行列Rの1行、行列Rの2行、行列Rの3行を信号4307として出力する。

【0280】

ビット単位プランチメトリック演算部4308は、各QR分解部4302、4304、4306からの信号4303、4305、4307を入力し、各信号4303、4305、4307について、行列Rのうち最上位である1行を除く2行と3行に対してビット単位でプランチメトリックを求めることで、MLDを行うようになっている。

10

【0281】

具体的には、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、信号4303を用いて、(8)式の2行と3行を基にビット単位でプランチメトリックを求めることで、 T_{X_a} と T_{X_b} についてMLDを行う。例えば、各変調信号A、Bの変調方式をQPSKとする。このとき、プランチメトリックを $B_1 [a_0] [a_1] [b_0] [b_1] [c_0] [c_1]$ で表すものとする。 a_0 、 a_1 は変調信号Aの送信2ビットを意味し、 a_0 、 $a_1 = 0$ または1である。同様に、 b_0 、 b_1 は変調信号Bの送信2ビットを意味し、 b_0 、 $b_1 = 0$ または1であり、 c_0 、 c_1 は変調信号Cの送信2ビットを意味し、 c_0 、 $c_1 = 0$ または1である。ビット単位プランチメトリック演算部4308が、信号4303を用いて、(8)式で示される行列Rの2行と3行を基にビット単位でプランチメトリックを求めるということは、プランチメトリック $B_1 [a_0] [a_1] [b_0] [b_1] [X] [X]$ を求めるに相当する。ここで、Xは不定を意味する。これは、(8)式の2行、3行では、変調信号Cの成分を含まないからである。従って、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、信号4303を用いて、変調信号A、Bについて計16個のプランチメトリックを求める。

20

【0282】

同様に、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、信号4305を用いて、(9)式の2行と3行を基にビット単位でプランチメトリックを求めることで、 T_{X_b} と T_{X_c} についてMLDを行う。ビット単位プランチメトリック演算部4308が、信号4305を用いて、(9)式で示される行列Rの2行と3行を基にビット単位でプランチメトリックを求めるということは、プランチメトリック $B_2 [X] [X] [b_0] [b_1] [c_0] [c_1]$ を求めるに相当する。このようにして、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、信号4305を用いて、変調信号B、Cについて計16個のプランチメトリックを求める。

30

【0283】

同様に、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、信号4306を用いて、(10)式の2行と3行を基にビット単位でプランチメトリックを求めることで、 T_{X_c} と T_{X_a} についてMLDを行う。ビット単位プランチメトリック演算部4308が、信号4307を用いて、(10)式で示される行列Rの2行と3行を基にビット単位でプランチメトリックを求めるということは、プランチメトリック $B_3 [a_0] [a_1] [X] [X] [c_0] [c_1]$ を求めるに相当する。このようにして、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、信号4307を用いて、変調信号C、Aについて計16個のプランチメトリックを求める。

40

【0284】

次に、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、上述のようにして求められたプランチメトリックをビット単位ごとに加算する。変調信号Aのビット a_0 が“0”的きプランチメトリックを $B_{a_0,0}$ とすると、例えば、プランチメトリック $B_{a_0,0}$ を次のように求める。

50

【数11】

B a 0, 0=B1 [0] [0] [0] [0] [X] [X] +B1 [0] [0] [0] [1] [X] [X]
 +B1 [0] [0] [1] [0] [X] [X] +B1 [0] [0] [1] [1] [X] [X]
 +B1 [0] [1] [0] [0] [X] [X] +B1 [0] [1] [0] [1] [X] [X]
 +B1 [0] [1] [1] [0] [X] [X] +B1 [0] [1] [1] [1] [X] [X]
 +B3 [0] [0] [X] [X] [0] [0] +B3 [0] [0] [X] [X] [0] [1]
 +B3 [0] [0] [X] [X] [1] [0] +B3 [0] [0] [X] [X] [1] [1]
 +B3 [0] [1] [X] [X] [0] [0] +B3 [0] [1] [X] [X] [0] [1]
 +B3 [0] [1] [X] [X] [1] [0] +B3 [0] [1] [X] [X] [1] [1]
 (11)

【0285】

ビット単位プランチメトリック演算部4308は、変調信号Aのビットa0が“1”的ときのプランチメトリックをB a 0, 1とすると、プランチメトリックB a 0, 1を次のように求める。

【数12】

B a 0, 1=B1 [1] [0] [0] [0] [X] [X] +B1 [1] [0] [0] [1] [X] [X]
 +B1 [1] [0] [1] [0] [X] [X] +B1 [1] [0] [1] [1] [X] [X]
 +B1 [1] [1] [0] [0] [X] [X] +B1 [1] [1] [0] [1] [X] [X]
 +B1 [1] [1] [1] [0] [X] [X] +B1 [1] [1] [1] [1] [X] [X]
 +B3 [1] [0] [X] [X] [0] [0] +B3 [1] [0] [X] [X] [0] [1]
 +B3 [1] [0] [X] [X] [1] [0] +B3 [1] [0] [X] [X] [1] [1]
 +B3 [1] [1] [X] [X] [0] [0] +B3 [0] [1] [X] [X] [0] [1]
 +B3 [1] [1] [X] [X] [1] [0] +B3 [1] [1] [X] [X] [1] [1]
 (12)

【0286】

ビット単位プランチメトリック演算部4308は、変調信号Aのビットa1が“0”的とき、“1”的ときのプランチメトリックB a 1, 0、B a 1, 1を同様にして求める。

【0287】

また、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、変調信号Bのビットb0が“0”的ときのプランチメトリックをB b 0, 0とすると、プランチメトリックB b 0, 0を次のように求める。

【数13】

B b 0, 0=B1 [0] [0] [0] [0] [X] [X] +B1 [0] [1] [0] [0] [X] [X]
 +B1 [1] [0] [0] [0] [X] [X] +B1 [1] [1] [0] [0] [X] [X]
 +B1 [0] [0] [0] [1] [X] [X] +B1 [0] [1] [0] [0] [X] [X]
 +B1 [1] [0] [0] [1] [X] [X] +B1 [1] [1] [0] [0] [X] [X]
 +B2 [X] [X] [0] [0] [0] [0] +B2 [X] [X] [0] [0] [0] [1]
 +B2 [X] [X] [0] [0] [1] [0] +B2 [X] [X] [0] [0] [1] [1]
 +B2 [X] [X] [0] [1] [0] [0] +B2 [X] [X] [0] [1] [0] [1]
 +B2 [X] [X] [0] [1] [1] [0] +B2 [X] [X] [0] [1] [1] [1]
 (13)

【0288】

ビット単位プランチメトリック演算部4308は、変調信号Bのビットb0が“1”的ときのプランチメトリックをB b 0, 1とすると、プランチメトリックB b 0, 1を次のように求める。

10

20

30

40

【数14】

$$\begin{aligned}
 B_{b0}, 1 = & B_1 [0] [0] [1] [0] [X] [X] + B_1 [0] [1] [1] [0] [X] [X] \\
 & + B_1 [1] [0] [1] [0] [X] [X] + B_1 [1] [1] [1] [0] [X] [X] \\
 & + B_1 [0] [0] [1] [1] [X] [X] + B_1 [0] [1] [1] [1] [X] [X] \\
 & + B_1 [1] [0] [1] [1] [X] [X] + B_1 [1] [1] [1] [1] [X] [X] \\
 & + B_2 [X] [X] [1] [0] [0] + B_2 [X] [X] [1] [0] [0] \\
 & + B_2 [X] [X] [1] [0] [1] [0] + B_2 [X] [X] [1] [0] [1] \\
 & + B_2 [X] [X] [1] [1] [0] [0] + B_2 [X] [X] [1] [1] [0] \\
 & + B_2 [X] [X] [1] [1] [1] [0] + B_2 [X] [X] [1] [1] [1] \\
 & \dots\dots\dots (14)
 \end{aligned}$$

【0289】

10

ビット単位プランチメトリック演算部4308は、変調信号Bのビット b_1 が“0”的とき、“1”的ときのプランチメトリック $B_{b1}, 0$ 、 $B_{b1}, 1$ を同様にして求める。

【0290】

また、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、変調信号Cのビット c_0 が“0”的ときプランチメトリックを $B_{c0}, 0$ とすると、プランチメトリック $B_{c0}, 0$ を次のように求める。

【数15】

$$\begin{aligned}
 B_{c0}, 0 = & B_2 [X] [X] [0] [0] [0] [0] + B_2 [X] [X] [0] [1] [0] [0] \\
 & + B_2 [X] [X] [1] [0] [0] [0] + B_2 [X] [X] [1] [1] [0] [0] \\
 & + B_2 [X] [X] [0] [0] [0] [1] + B_2 [X] [X] [0] [1] [0] [1] \\
 & + B_2 [X] [X] [1] [0] [0] [1] + B_2 [X] [X] [1] [1] [0] [1] \\
 & + B_3 [0] [0] [X] [X] [0] [0] + B_3 [0] [1] [X] [X] [0] [0] \\
 & + B_3 [1] [0] [X] [X] [0] [0] + B_3 [1] [1] [X] [X] [0] [0] \\
 & + B_3 [0] [0] [X] [X] [0] [1] + B_3 [0] [1] [X] [X] [0] [1] \\
 & + B_3 [1] [0] [X] [X] [0] [1] + B_3 [1] [1] [X] [X] [0] [1] \\
 & \dots\dots\dots (15)
 \end{aligned}$$

20

【0291】

ビット単位プランチメトリック演算部4308は、変調信号Cのビット c_0 が“1”的ときのプランチメトリックを $B_{c0}, 1$ とすると、プランチメトリック $B_{c0}, 1$ を次のように求める。

【数16】

30

$$\begin{aligned}
 B_{c0}, 1 = & B_2 [X] [X] [0] [1] [0] [0] + B_2 [X] [X] [0] [1] [0] [0] \\
 & + B_2 [X] [X] [1] [0] [1] [0] + B_2 [X] [X] [1] [1] [1] [0] \\
 & + B_2 [X] [X] [0] [0] [1] [1] + B_2 [X] [X] [0] [1] [1] [1] \\
 & + B_2 [X] [X] [1] [0] [1] [1] + B_2 [X] [X] [1] [1] [1] [1] \\
 & + B_3 [0] [0] [X] [X] [1] [0] + B_3 [0] [1] [X] [X] [1] [0] \\
 & + B_3 [1] [0] [X] [X] [1] [0] + B_3 [1] [1] [X] [X] [1] [0] \\
 & + B_3 [0] [0] [X] [X] [1] [1] + B_3 [0] [1] [X] [X] [1] [1] \\
 & + B_3 [1] [0] [X] [X] [1] [1] + B_3 [1] [1] [X] [X] [1] [1] \\
 & \dots\dots\dots (16)
 \end{aligned}$$

【0292】

40

ビット単位プランチメトリック演算部4308は、変調信号Cのビット c_1 が“0”的とき、“1”的ときのプランチメトリック $B_{c1}, 0$ 、 $B_{c1}, 1$ を同様にして求める。

【0293】

そして、ビット単位プランチメトリック演算部4308は、上述のようにして求めた値を変調信号Aのビット単位のプランチメトリック群信号4309、変調信号Bのビット単位のプランチメトリック群信号4310、変調信号Cのビット単位のプランチメトリック群信号4311として出力する。

【0294】

判定部4312は、変調信号Aのビット単位のプランチメトリック群信号4309、変調信号Bのビット単位のプランチメトリック群信号4310、変調信号Cのビット単位のプランチメトリック群信号4311に基づいて変調信号A、B、Cについて最も確からし

50

い信号点を判定し、判定結果を受信データ4313として出力する。なお、この受信データ4313は、例えば図32の変調信号Aのディジタル信号322、変調信号Bのディジタル信号323及び変調信号Cのディジタル信号3118に相当するものである。

【0295】

このように本実施の形態によれば、それぞれ異なるQR分解を行う複数のQR分解部4302、4304、4306と、QR分解部4302、4304、4306によって得られた信号4303、4305、4307それぞれについて、最上位の行を除いた行（本実施の形態の例では、行列Rの1行を除いた2行と3行）を基にプランチメトリックを求めるピット単位プランチメトリック演算部4308と、そのプランチメトリックに基づいて尤度判定を行う判定部4312とを設けたことにより、QR分解を用いたMLDを行う場合において、誤り率特性を低下させることなく、演算規模を削減できる。

【0296】

例えば図42に示したような、段階的に候補信号点を絞り込んでいく構成と比較して、候補信号点を引き継ぐ構成が不要となるため回路規模の簡略化を図ることができると共に、演算による遅延時間を軽減することができるため高速動作が可能となる。

【0297】

ここで、本実施の形態におけるQR分解の最上位の行を除いたMLDと、従来のQR-MLDとの設計思想の違いについて言及しておく。例えば、送信アンテナ数3、受信アンテナ数3のシステムにおいて、従来のQR-MLDは、受信アンテナ数3のダイバーシティゲインを得るためのMLDの近似アルゴリズムである。一方で、本実施の形態は、受信アンテナ数2のダイバーシティを得ることためのMLDの近似アルゴリズムと言うことができる。つまり、一般的には、送信アンテナ数M、受信アンテナ数Mのシステムにおいて、従来のQR-MLDは、受信アンテナ数Mのダイバーシティゲインを得るためのMLDの近似アルゴリズムである。一方で、本実施の形態は、受信アンテナ数M-Pのダイバーシティを得ることためのMLDの近似アルゴリズムである。ただし、M>Pである。

【0298】

ここで、本実施の形態の特徴としては、上述したように、従来のQR-MLDより演算規模を削減することができる点が挙げられる。また、上記Mが大きい場合、Pを小さく設定すれば、従来のQR-MLDの受信品質と大きな受信品質の差が発生しないことも特徴として挙げられる。

【0299】

因みに、QR分解を用いたMLDの方法としては、MMS-Eの拡張を行っても同様に実施することができる。これについては、例えば、文献“シングルユーザ／マルチユーザMIMO伝送方式におけるMMS-E拡張を行うQR-MLDの検討”電子情報通信学会、信学技報(IEICE Technical Report) RCS2005-190、2006年3月、pp.73-78等に記載された既知の技術なので、その説明は省略する。

【0300】

なお、本実施の形態において、実施の形態13と同様に部分ピット判定を最下位の行に対し施す構成を追加すれば、一段と演算規模を削減することができる。

【0301】

また、本実施の形態では変調信号数が3の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、4以上のときも同様に実施することができる。例えば、送信装置が4本のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する場合にも適用できる。この場合、上述した実施の形態ではQR分解後の2行と3行に対しMLDを行ったが、QR分解後の3行と4行に対しMLDを施してもよいし、QR分解後の2行、3行、4行に対しMLDを施すようにしてもよい。つまり、QR分解後の最上位の行を除いた行を基にMLDを行うようにすればよい。

【0302】

また、本実施の形態では各変調信号の変調方式がQPSKの場合について説明したが、

10

20

30

40

50

これに限ったものではない。

【 0 3 0 3 】

さらに、ブランチメトリックの求め方は、上記のように加算する方法に限つたものではない。例えば、変調信号Aのビットa₀が“0”的ブランチメトリックB_{a₀}、a₀は、B₁[0][0][0][0][0][X][X]、B₁[0][0][0][0][1][X][X]、B₁[0][0][0][1][0][X][X]、B₁[0][0][1][0][0][X][X]、B₁[0][0][1][0][1][X][X]、B₁[0][1][0][0][0][X][X]、B₁[0][1][0][0][1][X][X]、B₁[0][1][0][1][0][X][X]、B₁[0][1][0][1][1][X][X]、B₁[1][0][0][0][0][X][X]、B₁[1][0][0][0][1][X][X]、B₁[1][0][0][1][0][X][X]、B₁[1][0][0][1][1][X][X]、B₁[1][1][0][0][0][X][X]、B₁[1][1][0][0][1][X][X]、B₁[1][1][0][1][0][X][X]、B₁[1][1][0][1][1][X][X]、B₃[0][0][0][X][X][0][0]、B₃[0][0][0][X][X][0][1]、B₃[0][0][0][X][X][1][0]、B₃[0][0][0][X][X][1][1]、B₃[0][1][0][X][X][0][0]、B₃[0][1][0][X][X][0][1]、B₃[0][1][0][X][X][1][0]、B₃[0][1][0][X][X][1][1]、B₃[1][0][0][X][X][0][0]、B₃[1][0][0][X][X][0][1]、B₃[1][0][0][X][X][1][0]、B₃[1][0][0][X][X][1][1]、B₃[1][1][0][X][X][0][0]、B₃[1][1][0][X][X][0][1]、B₃[1][1][0][X][X][1][0]、B₃[1][1][0][X][X][1][1]、B₃[1][1][1][X][X][0][0]、B₃[1][1][1][X][X][0][1]、B₃[1][1][1][X][X][1][0]、B₃[1][1][1][X][X][1][1]の中の最小値としてもよい。

(0 3 0 4)

ところで、本実施の形態で求めているプランチメトリックは、復号する際の事後確率に相当することになる。さらに事前確率を利用すれば、一段と受信品質を向上させることができる。本実施の形態において、事前確率を利用するためには、例えば(8)式、(9)式、(10)式それぞれにおいて、2行と3行で形成される行列の逆行列を求め、その逆行列から分離後のS N R(上記(3)式、(4)式関連参照)を求めて、これを用いればよい。

[0 3 0 5]

(実施の形態 15)

本実施の形態では、基本的には、実施の形態14と同様にそれぞれ異なるQR分解を行う複数のQR分解部を設けることにより、QR分解を用いたMLDを行う場合において、誤り率特性を低下させることなく、演算規模を削減できる構成及び方法について提案する。本実施の形態は、複数のQR分解の仕方が実施の形態14とは異なる。

[0 3 0 6]

本実施の形態では、実施の形態 1 4 と同様に、送信装置が 3 本のアンテナからそれぞれ異なる変調信号 A、B、C を送信し、受信装置が 3 本のアンテナでこれを受信する場合を例にとって説明する。

〔 0 3 0 7 〕

図44に、本実施の形態の構成例を示す。図44の信号処理部4400は、図31の信号処理部3117として用いられる。また、図44における信号4301は、図31における信号308、310、3102、306、318、320、3104、316、3112、3114、3116、3110に相当する信号群を示している。

(0 3 0 8)

QR分解部 4302、4304、4306 は、信号群 4301 を入力とし、それぞれ異なる QR 分解を行う。

(0 3 0 9)

具体的には、QR分解部4401Aは(17)式の変換を行い、QR分解部4402Aは(18)式の変換を行い、QR分解部4401Bは(19)式の変換を行い、QR分解部4402Bは(20)式の変換を行い、QR分解部4401Cは(21)式の変換を行い、QR分解部4402Cは(22)式の変換を行う。

【数17】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{ai}^H \mathbf{R} \mathbf{X}_{ai} = \mathbf{R}_{ai} \begin{pmatrix} T x_c \\ T x_b \\ T x_a \end{pmatrix} \quad \dots \dots \quad (17)$$

【数18】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{a2}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{a2} = \mathbf{R}_{a2} \begin{pmatrix} Tx_b \\ Tx_c \\ Tx_a \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (18)$$

【数19】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{b1}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{b1} = \mathbf{R}_{b1} \begin{pmatrix} Tx_c \\ Tx_a \\ Tx_b \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (19)$$

【数20】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{b2}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{b2} = \mathbf{R}_{b2} \begin{pmatrix} Tx_a \\ Tx_c \\ Tx_b \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (20)$$

【数21】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{c1}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{c1} = \mathbf{R}_{c1} \begin{pmatrix} Tx_b \\ Tx_a \\ Tx_c \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (21)$$

【数22】

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = \mathbf{Q}_{c2}^H \mathbf{R} \mathbf{x}_{c2} = \mathbf{R}_{c2} \begin{pmatrix} Tx_a \\ Tx_b \\ Tx_c \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (22)$$

【0310】

ただし、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_{a1} = (Tx_c, Tx_b, Tx_a)^T$ 、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_{a2} = (Tx_b, Tx_c, Tx_a)^T$ 、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_{b1} = (Tx_c, Tx_a, Tx_b)^T$ 、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_{b2} = (Tx_a, Tx_c, Tx_b)^T$ 、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_{c1} = (Tx_a, Tx_b, Tx_c)^T$ 、 $\mathbf{R} \mathbf{x}_{c2} = (Tx_a, Tx_b, Tx_c)^T$ とする。

【0311】

そして、QR分解部4401Aは、(17)式の信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、行列 \mathbf{R} の1行、行列 \mathbf{R} の2行、行列 \mathbf{R} の3行を信号4403Aとして出力する。QR分解部4402Aは、(18)式の信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、行列 \mathbf{R} の1行、行列 \mathbf{R} の2行、行列 \mathbf{R} の3行を信号4404Aとして出力する。QR分解部4401Bは、(19)式の信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、行列 \mathbf{R} の1行、行列 \mathbf{R} の2行、行列 \mathbf{R} の3行を信号4403Bとして出力する。QR分解部4402Bは、(20)式の信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、行列 \mathbf{R} の1行、行列 \mathbf{R} の2行、行列 \mathbf{R} の3行を信号4404Bとして出力する。QR分解部4401Cは、(21)式の信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、行列 \mathbf{R} の1行、行列 \mathbf{R} の2行、行列 \mathbf{R} の3行を信号4403Cとして出力する。QR分解部4402Cは、(22)式の信号 Z_1 、信号 Z_2 、信号 Z_3 、行列 \mathbf{R} の1行、行列 \mathbf{R} の2行、行列 \mathbf{R} の3行を信号4404Cとして出力する。

【0312】

ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、各QR分解部4401A、4402Aからの信号4403A、4404Aを入力し、各信号4403A、4404Aについて、行列 \mathbf{R} のうち最上位である1行を除く2行と3行に対してビット単位でブランチメトリックを求ることで、MLDを行うようになっている。

【0313】

具体的には、ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、信号4403Aを用いて、(17)式の2行と3行を基にビット単位でブランチメトリックを求ることで、 Tx_a と Tx_b についてMLDを行う。また、ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、信号4404Aを用いて、(18)式の2行と3行を基にビット単位でブランチメトリックを求ることで、 Tx_a と Tx_c についてMLDを行う。例えば、各変調信号の変調方式をQPSKの場合、ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、信

10

20

30

40

50

号4403Aを用いて、(17)式で示される行列Rの2行と3行を基にビット単位のブランチメトリックB1 [a0] [a1] [b0] [b1] [X] [X]を求める。つまり、ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、信号4403Aを用いて、変調信号A、Bについて計16個のブランチメトリックを求める。また、ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、信号4404Aを用いて、(18)式で示される行列Rの2行と3行を基にビット単位のブランチメトリックB2 [a0] [a1] [X] [X] [c0] [c1]を求める。つまり、ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、信号4404Aを用いて、変調信号A、Cについて計16個のブランチメトリックを求める。

【0314】

10

次に、ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、このようにして求めたブランチメトリックをビット単位ごとに加算する。変調信号Aのビットa0が“0”的ときブランチメトリックをBa0,0とすると、例えば、ブランチメトリックBa0,0を次のように求める。

【数23】

$$\begin{aligned}
 Ba0,0 = & B1[0][0][0][0][X][X] + B1[0][0][1][X][X] \\
 & + B1[0][0][1][0][X][X] + B1[0][0][1][1][X][X] \\
 & + B1[0][1][0][0][X][X] + B1[0][1][0][1][X][X] \\
 & + B1[0][1][1][0][X][X] + B1[0][1][1][1][X][X] \\
 & + B2[0][0][X][X][0] + B2[0][0][X][X][1] \\
 & + B2[0][0][X][X][1][0] + B2[0][0][X][X][1][1] \\
 & + B2[0][1][X][X][0] + B2[0][1][X][X][1] \\
 & + B2[0][1][X][X][1][0] + B2[0][1][X][X][1][1]
 \end{aligned}
 \quad \dots \quad (23)$$

20

【0315】

ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、変調信号Aのビットa0が“1”的ときのブランチメトリックをBa0,1とすると、ブランチメトリックBa0,1を次のように求める。

【数24】

$$\begin{aligned}
 Ba0,1 = & B1[1][0][0][0][X][X] + B1[1][0][0][1][X][X] \\
 & + B1[1][0][1][0][X][X] + B1[1][0][1][1][X][X] \\
 & + B1[1][1][0][0][X][X] + B1[1][1][0][1][X][X] \\
 & + B1[1][1][1][0][X][X] + B1[1][1][1][1][X][X] \\
 & + B2[1][0][X][X][0] + B2[1][0][X][X][1] \\
 & + B2[1][0][X][X][1][0] + B2[1][0][X][X][1][1] \\
 & + B2[1][1][X][X][0] + B2[1][1][X][X][1] \\
 & + B2[1][1][X][X][1][0] + B2[1][1][X][X][1][1]
 \end{aligned}
 \quad \dots \quad (24)$$

30

【0316】

ビット単位ブランチメトリック演算部4405Aは、変調信号Aのビットa1が“0”的とき、“1”的ときのブランチメトリックBa1,0、Ba1,1を同様にして求める。そして、このようにして求めた値を変調信号Aのビット単位のブランチメトリック群信号4406Aとして出力する。

40

【0317】

ビット単位ブランチメトリック演算部4405Bは、各QR分解部4401B、4402Bからの信号4403B、4404Bを入力し、各信号4403B、4404Bについて、行列Rのうち最上位である1行を除く2行と3行に対してビット単位でブランチメトリックを求めてることで、MLDを行うようになっている。

【0318】

具体的には、ビット単位ブランチメトリック演算部4405Bは、信号4403Bを用いて、(19)式の2行と3行を基にビット単位でブランチメトリックを求めてことで、 T_{X_b} と T_{X_a} についてMLDを行う。また、ビット単位ブランチメトリック演算部44

50

05B は、信号 4404B を用いて、(20) 式の 2 行と 3 行を基にビット単位でプランチメトリックを求ることで、 $T \times_b$ と $T \times_c$ について MLD を行う。例えば、各変調信号の変調方式を QPSK の場合、ビット単位プランチメトリック演算部 4405B は、信号 4403B を用いて、(19) 式で示される行列 R の 2 行と 3 行を基にビット単位のプランチメトリック $B_3 [a_0] [a_1] [b_0] [b_1] [X] [X]$ を求める。つまり、ビット単位プランチメトリック演算部 4405B は、信号 4403B を用いて、変調信号 B、A について計 16 個のプランチメトリックを求める。また、ビット単位プランチメトリック演算部 4405B は、信号 4404B を用いて、(20) 式で示される行列 R の 2 行と 3 行を基にビット単位のプランチメトリック $B_4 [X] [X] [b_0] [b_1] [c_0] [c_1]$ を求める。つまり、ビット単位プランチメトリック演算部 4405B は、信号 4404B を用いて、変調信号 B、C について計 16 個のプランチメトリックを求める。10

【0319】

次に、ビット単位プランチメトリック演算部 4405B は、このようにして求めたプランチメトリックをビット単位ごとに加算する。変調信号 B のビット b_0 が “0” のときプランチメトリックを $B_{b0}, 0$ とすると、例えば、プランチメトリック $B_{b0}, 0$ を次のように求める。

【数 25】

$$\begin{aligned}
 B_{b0}, 0 = & B_3 [0] [0] [0] [0] [X] [X] + B_3 [0] [1] [0] [0] [X] [X] \\
 & + B_3 [1] [0] [0] [0] [X] [X] + B_3 [1] [1] [0] [0] [X] [X] \\
 & + B_3 [0] [0] [0] [1] [X] [X] + B_3 [0] [1] [0] [1] [X] [X] \\
 & + B_3 [1] [0] [0] [1] [X] [X] + B_3 [1] [1] [0] [1] [X] [X] \\
 & + B_4 [X] [X] [0] [0] [0] [0] + B_4 [X] [X] [0] [0] [0] [1] \\
 & + B_4 [X] [X] [0] [0] [1] [0] + B_4 [X] [X] [0] [0] [1] [1] \\
 & + B_4 [X] [X] [0] [1] [0] [0] + B_4 [X] [X] [0] [1] [0] [1] \\
 & + B_4 [X] [X] [0] [1] [1] [0] + B_4 [X] [X] [0] [1] [1] [1] \\
 & \dots \dots \dots \quad (25)
 \end{aligned}$$

20

【0320】

ビット単位プランチメトリック演算部 4405B は、変調信号 B のビット b_0 が “1” のときのプランチメトリックを $B_{b0}, 1$ とすると、プランチメトリック $B_{b0}, 1$ を次のように求める。30

【数 26】

$$\begin{aligned}
 B_{b0}, 1 = & B_3 [0] [0] [1] [0] [X] [X] + B_3 [0] [1] [1] [0] [X] [X] \\
 & + B_3 [1] [0] [1] [0] [X] [X] + B_3 [1] [1] [1] [0] [X] [X] \\
 & + B_3 [0] [0] [1] [1] [X] [X] + B_3 [0] [1] [1] [1] [X] [X] \\
 & + B_3 [1] [0] [1] [1] [X] [X] + B_3 [1] [1] [1] [1] [X] [X] \\
 & + B_4 [X] [X] [1] [0] [0] [0] + B_4 [X] [X] [1] [0] [0] [1] \\
 & + B_4 [X] [X] [1] [0] [1] [0] + B_4 [X] [X] [1] [0] [1] [1] \\
 & + B_4 [X] [X] [1] [1] [0] [0] + B_4 [X] [X] [1] [1] [0] [1] \\
 & + B_4 [X] [X] [1] [1] [1] [0] + B_4 [X] [X] [1] [1] [1] [1] \\
 & \dots \dots \dots \quad (26)
 \end{aligned}$$

30

【0321】

ビット単位プランチメトリック演算部 4405B は、変調信号 B のビット b_1 が “0” のとき、“1” のときのプランチメトリック $B_{b1}, 0$ 、 $B_{b1}, 1$ を同様にして求める。そして、このようにして求めた値を変調信号 B のビット単位のプランチメトリック群信号 4406B として出力する。40

【0322】

ビット単位プランチメトリック演算部 4405C は、各 QR 分解部 4401C、4402C からの信号 4403C、4404C を入力し、各信号 4403C、4404C について、行列 R のうち最上位である 1 行を除く 2 行と 3 行に対してビット単位でプランチメトリックを求ることで、MLD を行うようになっている。

【0323】

50

具体的には、ビット単位プランチメトリック演算部4405Cは、信号4403Cを用いて、(21)式の2行と3行を基にビット単位でプランチメトリックを求ることで、 Tx_c と Tx_a についてMLDを行う。また、ビット単位プランチメトリック演算部4405Cは、信号4404Cを用いて、(22)式の2行と3行を基にビット単位でプランチメトリックを求ることで、 Tx_c と Tx_b についてMLDを行う。例えば、各変調信号の変調方式をQPSKの場合、ビット単位プランチメトリック演算部4405Cは、信号4403Cを用いて、(21)式で示される行列Rの2行と3行を基にビット単位のプランチメトリックB3 $[a_0][a_1][X][X][c_0][c_1]$ を求める。つまり、ビット単位プランチメトリック演算部4405Cは、信号4403Cを用いて、変調信号C、Aについて計16個のプランチメトリックを求める。また、ビット単位プランチメトリック演算部4405Cは、信号4404Cを用いて、(22)式で示される行列Rの2行と3行を基にビット単位のプランチメトリックB6 $[X][X][b_0][b_1][c_0][c_1]$ を求める。つまり、ビット単位プランチメトリック演算部4405Cは、信号4404Cを用いて、変調信号C、Bについて計16個のプランチメトリックを求める。

【 0 3 2 4 】

次に、ビット単位ブランチメトリック演算部 4405C は、このようにして求めたブランチメトリックをビット単位ごとに加算する。変調信号 C のビット c_0 が “0” のときブランチメトリックを $B_{c_0, 0}$ とすると、例えば、ブランチメトリック $B_{c_0, 0}$ を次のように求める。

【数27】

B c 0, 0=B6 [X] [X] [0] [0] [0] [0] +B6 [X] [X] [0] [1] [0] [0]
+ B6 [X] [X] [1] [0] [0] [0] + B6 [X] [X] [1] [1] [0] [0]
+ B6 [X] [X] [0] [0] [0] [1] + B6 [X] [X] [0] [1] [0] [1]
+ B6 [X] [X] [1] [0] [0] [1] + B6 [X] [X] [1] [1] [0] [1]
+ B5 [0] [0] [X] [X] [0] [0] + B5 [0] [1] [X] [X] [0] [0]
+ B5 [1] [0] [X] [X] [0] [0] + B5 [1] [1] [X] [X] [0] [0]
+ B5 [0] [0] [X] [X] [0] [1] + B5 [0] [1] [X] [X] [0] [1]
+ B5 [1] [0] [X] [X] [0] [1] + B5 [1] [1] [X] [X] [0] [1]

..... (2.7)

〔 0 3 2 5 〕

ビット単位プランチメトリック演算部4405Cは、変調信号Cのビットc0が“1”的ときのプランチメトリックをBc1とすると、プランチメトリックBc0,1を次のように求める。

【数28】

B c 0, 1 = B 6 [X] [X] [0] [0] [1] [0] + B 6 [X] [X] [0] [1] [0] [0]
+ B 6 [X] [X] [1] [0] [1] [0] + B 6 [X] [X] [1] [1] [1] [0]
+ B 6 [X] [X] [0] [0] [1] [1] + B 6 [X] [X] [0] [1] [1] [1]
+ B 6 [X] [X] [1] [0] [1] [1] + B 6 [X] [X] [1] [1] [1] [1]
+ B 5 [0] [0] [X] [X] [1] [0] + B 5 [0] [1] [X] [X] [1] [0]
+ B 5 [1] [0] [X] [X] [1] [0] + B 5 [1] [1] [X] [X] [1] [0]
+ B 5 [0] [0] [X] [X] [1] [1] + B 5 [0] [1] [X] [X] [1] [1]
+ B 5 [1] [0] [X] [X] [1] [1] + B 5 [1] [1] [X] [X] [1] [1]

〔 0 3 2 6 〕

ビット単位プランチメトリック演算部4405Cは、変調信号Cのビットc1が“0”的とき、“1”的ときのプランチメトリックBc1,0、Bc1,1を同様にして求める。そして、このようにして求めた値を変調信号Cのビット単位のプランチメトリック群信号4406Cとして出力する。

〔 0 3 2 7 〕

判定部4407は、変調信号Aのビット単位のプランチメトリック群信号4406A、変調信号Bのビット単位のプランチメトリック群信号4406B、変調信号Cのビット単

位のプランチメトリック群信号 4 4 0 6 C に基づいて変調信号 A、B、C について最も確からしい信号点を判定し、判定結果を受信データ 4 4 0 8 として出力する。なお、この受信データ 4 4 0 8 は、例えば図 3 2 の変調信号 A のデジタル信号 3 2 2、変調信号 B のデジタル信号 3 2 3 及び変調信号 C のデジタル信号 3 1 1 8 に相当するものである。

【0328】

ここで、実施の形態 1 4 の構成と、本実施の形態の構成とを比較すると、実施の形態 1 4 では、QR 分解部 4 3 0 2、4 3 0 4、4 3 0 6 間で全ての行を入れ替えて QR 分解を行うようにしている。これに対して、本実施の形態では、QR 分解部 4 4 0 1 A と 4 4 0 2 A との間、4 4 0 1 B と 4 4 0 2 B との間、4 4 0 1 C と 4 4 0 2 C との間で、最下位行(3 行)を固定とし、それ以外の行を入れ替えて QR 分解を行うようにした。

10

【0329】

このように本実施の形態によれば、それぞれ異なる QR 分解を行う複数の QR 分解部 4 4 0 1 A、4 4 0 2 A、4 4 0 1 B、4 4 0 2 B、4 4 0 1 C、4 4 0 2 C と、QR 分解部 4 4 0 1 A、4 4 0 2 A、4 4 0 1 B、4 4 0 2 B、4 4 0 1 C、4 4 0 2 C によって得られた信号 4 4 0 3 A、4 4 0 4 A、4 4 0 3 B、4 4 0 4 B、4 4 0 3 C、4 4 0 4 C それぞれについて、最上位の行を除いた行(本実施の形態の例では、行列 R の 1 行を除いた 2 行と 3 行)を基にプランチメトリックを求めるビット単位プランチメトリック演算部 4 4 0 5 A、4 4 0 5 B、4 4 0 5 C と、そのプランチメトリックに基づいて尤度判定を行う判定部 4 4 0 7 とを設けたことにより、QR 分解を用いた MLD を行う場合において、誤り率特性を低下させることなく、演算規模を削減できる。

20

【0330】

例えば図 4 2 に示したような、段階的に候補信号点を絞り込んでいく構成と比較して、候補信号点を引き継ぐ構成が不要となるため回路規模の簡略化を図ることができると共に、演算による遅延時間を軽減することができるため高速動作が可能となる。

【0331】

なお、本実施の形態では変調信号数が 3 の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、4 以上のときも同様に実施することができる。変調信号数 3 の場合は、QR 分解後の 2 行と 3 行に対し MLD を行い、かつ、最下位行である 3 行に、求めたい変調信号が属するように QR 分解を行ったが、例えば、送信装置が 4 本のアンテナ数からそれぞれ異なる変調信号を送信する場合は、QR 分解後の 3 行と 4 行に対し MLD を施し、かつ、最下位行である 4 行に、求めたい変調信号が属するように QR 分解を行うようにすればよい。この場合、例えば、QR 分解後の 2 行、3 行、4 行に対し MLD を施し、かつ、最下位行である 4 行に、求めたい変調信号が属するように QR 分解を行うようにすればよい。

30

【0332】

また、本実施の形態では各変調信号の変調方式が QPSK の場合について説明したが、これに限ったものではない。

【0333】

さらに、プランチメトリックの求め方は、上記のように加算する方法に限ったものではない。例えば、変調信号 A のビット a 0 が“0”的プランチメトリック B a 0, 0 は、B 1 [0] [0] [0] [0] [X] [X]、B 1 [0] [0] [0] [1] [X] [X]、B 1 [0] [0] [1] [0] [X] [X]、B 1 [0] [1] [0] [0] [X] [X]、B 1 [0] [1] [0] [1] [X] [X]、B 1 [0] [1] [1] [0] [X] [X]、B 1 [0] [1] [1] [1] [X] [X]、B 2 [0] [0] [X] [X] [0] [0]、B 2 [0] [0] [X] [X] [0] [1]、B 2 [0] [0] [X] [X] [1] [0]、B 2 [0] [0] [X] [X] [1] [1]、B 2 [0] [1] [X] [X] [0] [0]、B 2 [0] [1] [X] [X] [0] [1]、B 2 [0] [1] [X] [X] [1] [0]、B 2 [0] [1] [X] [X] [1] [1] の中の最小値としてもよい。

40

【0334】

ところで、本実施の形態で求めているプランチメトリックは、復号する際の事後確率に

50

相当することになる。さらに事前確率を利用すれば、一段と受信品質を向上させることができる。本実施の形態において、事前確率を利用するためには、例えば(17)式、(18)式、(19)式、(20)式、(21)式、(22)式それぞれにおいて、2行と3行で形成される行列の逆行列を求め、その逆行列から分離後のS N R(上記(3)式、(4)式関連参照)を求めて、これを用いればよい。

【0335】

また、本実施の形態においては、各変調信号を最下位行に固定し、それ以外の行を入れ替えた全ての組み合わせについてQ R分解を行い、プランチメトリックを求める場合について説明したが、必ずしも各変調信号が最下位行となる全ての組み合わせについてQ R分解及びプランチメトリック演算を行う必要はない。例えば、本実施の形態では、変調信号Aに着目した場合、変調信号Aが最下位行となる全ての場合、つまり、(17)式、(18)式に対しQ R分解を行っている。しかし、(17)式のみだけで、変調信号Aのプランチメトリックを求めてよい。これにより、演算規模を削減することができる。特に、送信変調信号数が増加した場合、Q R分解を行う回数は、演算規模の急激な増大を招くことになるので、適宜Q R分解の処理数を設定すると、演算規模の削減の点で有効となる。このQ R分解の処理数は、例えば重要な変調信号ほど処理数を多くし、逆に重要でない変調信号ほど処理数を少なくすれば、有効に演算規模を削減することができるようになる。

10

【0336】

(他の実施の形態)

なお上述した実施の形態では、主に、本発明を、スペクトル拡散通信方式及びO F D M方式に適用する場合を例に説明したが、これに限ったものではなく、シングルキャリア方式や、O F D M方式以外のマルチキャリア方式、さらにはマルチキャリア方式とスペクトル拡散通信方式を併用した方式に対しM I M O伝送を用いた場合にも同様の効果を得ることができる。

20

【0337】

また変調方式として主に16値の多値変調を用いた場合について説明したが、16値以外の多値変調を用いた場合にも同様の効果を得ることができる。すなわち、上述した実施の形態では、16値の多値変調信号を受信したときに、図8B、図10B、図14Bに示したようにして部分ビットを求めたが、これに限らない。例えば、1シンボルでmビットを送信する変調方式の場合、部分ビット判定により求めたk (k < m)ビットに基づいてmビットをm - kビットに絞り込み(すなわち候補信号点数を削減し)、削減した候補信号点に対して尤度検波を行えば、上述した実施の形態と同様の効果を得ることができる。また部分ビットを求める場合の領域の分け方は、図8B、図10B、図14B、図16、図17、図18に限らず、別の領域分けを適用することもできる。

30

【0338】

また上述した実施の形態では、主に、部分ビットを判定するにあたって逆行列演算を行う場合について述べたが、部分ビットの判定方法はこれに限らず、要は、尤度検波とは異なる検波方法でかつ尤度復号よりも演算量の少ない検波方法によって部分ビットを求めるようすれば、全てのビットを尤度検波により求める場合と比較して演算量を削減できるので、上述した実施の形態と同様の効果を得ることができる。

40

【0339】

さらに上述した実施の形態では、主に、送信アンテナ数2、受信アンテナ数2、送信信号数2の場合を例に説明したが、本発明はこれに限らず、送信アンテナ数n、受信アンテナ数n、送信信号数n (n > 3)の装置にも適用できる。また送信アンテナ数、送信信号数よりも受信アンテナ数を多くし、分離、信号点削減を行う際に、合成又は選択ダイバーシチを行うことで、分離精度や受信品質の向上を狙った装置にも適用することができる。

【0340】

本発明は、上述した実施の形態に限定されずに、種々変更して実施することができる。

【0341】

本発明の受信装置の一つの態様においては、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信

50

号を送信する送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であって、各変調信号のチャネル推定値を求めるチャネル変動推定部と、尤度検波とは異なる検波方法を用いて変調信号の一部のビットのみを復調する部分ビット復調部と、復調された部分ビット及びチャネル推定値を用いて候補信号点を削減する信号点削減部と、削減された候補信号点と受信ベースバンド信号とを用いて尤度検波を行う尤度検波部とを具備する構成を採る。

【0342】

この構成によれば、部分ビット復調部では尤度検波とは異なる検波方法を用いて一部のビットのみを復調するので、少ない演算量で部分ビットを得ることができる。また尤度検波部では、削減された候補信号点を用いて尤度検波を行うので、少ない演算量で残りのビットを精度良く求めることができる。このように、尤度検波を部分的に行うようにしているので、ユークリッド距離を求める演算回数を削減しつつ、誤り率特性の良い受信ディジタル信号を得ることができるようになる。

10

【0343】

本発明の受信装置の一つの態様においては、各変調信号の受信品質に基づいて、信号点削減部での候補信号点削減に、どの変調信号の部分ビットを用いるかを制御する制御部をさらに具備する構成を採る。

【0344】

この構成によれば、単純に全ての変調信号の部分ビットを用いて信号点削減を行う場合と比較して、誤っている確率が高い部分ビットを信号点削減処理に用いないようにすることができる、より的確な信号点削減処理を行うことができ、一段と誤り率特性の良い受信ディジタル信号を得ることができるようになる。

20

【0345】

本発明の受信装置の一つの態様においては、各変調信号の受信品質に基づいて、信号点削減部での信号点削減に、各変調信号の部分ビットを何ビット用いるかを制御する制御部をさらに具備する構成を採る。

【0346】

この構成によれば、単純に全ての変調信号につき同じ数だけ部分ビットを用いて信号点削減を行う場合と比較して、誤っている確率が高い部分ビットを信号点削減処理に用いないようにすることができる、より的確な信号点削減処理を行うことができ、一段と誤り率特性の良い受信ディジタル信号を得ることができるようになる。

30

【0347】

本発明の受信装置の一つの態様においては、部分ビット復調部は、受信信号を各変調信号に分離する分離部と、分離された変調信号の受信点とのユークリッド距離が最小となる候補信号点を求め、求めた候補信号点に対応するビット列に含まれるビットを1つずつ反転し、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索し、各反転ビット毎に、受信点と前記複数の候補信号点との最小ユークリッド距離を検出し、前記各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大のユークリッド距離を検出し、検出した最大ユークリッド距離に対応する1ビットを復調部分ビットとする部分ビット判定部とを具備する構成を採る。

【0348】

40

この構成によれば、部分ビット判定部によって、誤っている確率の非常に低い1ビットを得ることができるので、より的確な信号点削減処理を行うことができ、一段と誤り率特性の良い受信ディジタル信号を得ることができるようになる。

【0349】

本発明の受信装置の一つの態様においては、部分ビット復調部は、チャネル推定値を用いたチャネル推定行列の逆行列演算によって各変調信号を分離する分離部と、分離された変調信号の部分ビットを判定する部分ビット判定部とを具備する構成を採る。

【0350】

本発明の受信装置の一つの態様においては、部分ビット判定部は、M M S E (Minimum Mean Square Error) 演算を行うことにより各変調信号を分離する分離部と、分離された

50

変調信号の部分ビットを判定する部分ビット判定部とを具備する構成を採る。

【0351】

これらの構成によれば、尤度検波の場合と比較して、少ない演算量で部分ビットを決定することができる。

【0352】

本発明の部分ビット判定方法の一つの態様においては、変調信号の受信点とのユークリッド距離が最小となる候補信号点を検出する最小距離候補点検出ステップと、検出した候補信号点に対応するビット列に含まれるビットを1つずつ反転するビット反転ステップと、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索するステップと、各反転ビット毎に、受信点と前記探索した複数の候補信号点との最小ユークリッド距離を検出するステップと、各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大のユークリッド距離を検出するステップと、検出した最大ユークリッド距離に対応するビットを部分ビットとして決定するステップとを含むようする。

10

【0353】

この方法によれば、最小距離候補点検出ステップで検出した候補信号点により表されるビット列の中で最も信頼性の高いビットを決定できるので、誤っている確率の非常に低い1ビットを決定することができる。

【0354】

本発明の送信装置の一つの態様においては、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する送信装置であって、IQ平面上で、複数の信号点セットに分割され、かつ信号点セット内の最小信号点間距離が信号点セット間の最小信号点距離よりも小さくされている信号点配置を用いて、送信ビットを信号点マッピングすることにより変調信号を得る変調部と、変調部により得られた変調信号を送信するアンテナとを具備する構成を採る。

20

【0355】

この構成によれば、受信側で、信号セット内の信号点に共通のビットを容易かつ的確に判定できるようになる。よって、変調信号の一部のビット（部分ビット）のみを復調することが求められる受信装置にとって、非常に都合の良い送信信号を形成できる。

【0356】

本発明の送信装置の一つの態様においては、同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットをまとめて符号化する符号化部をさらに具備する構成を採る。

30

【0357】

この構成によれば、受信側で、信号点セット内で共通の部分ビット単位で誤り訂正処理を行うことができるようになるので、受信側で、一段と簡易な構成で一段と誤っている可能性の低い部分ビットを得ることができるようになる。

【0358】

本発明の送信装置の一つの態様においては、符号化部は、同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットについては、他の送信ビットよりも誤り訂正能力の高い符号化を施す構成を採る。

【0359】

この構成によれば、受信側で、一段と誤っている可能性の低い部分ビットを得ることができるようになる。

40

【0360】

本発明の受信装置の一つの態様においては、部分ビット復調部は、64QAM変調された変調信号の一部のビットを復調するにあたって、当該受信信号点がIQ平面上でのどの領域に存在するかに応じて、1シンボルを構成する6ビットのビット列のうちの何番目のビットを部分ビットとして復調するかを変更する構成を採る。

【0361】

この構成によれば、部分ビット復調部で復調する部分ビットの誤り特性が向上するので、尤度検波部で用いる削減された候補信号点の信頼性が向上する。この結果、最終的な復調ビットの誤り率特性を向上させることができるようになる。

50

【0362】

本発明の受信装置の一つの態様においては、それぞれ異なるQ R 分解を行う複数のQ R 分解部と、Q R 分解部によって得られた信号それぞれについて、最上位の行を除いた行を基にプランチメトリックを求めるビット単位プランチメトリック演算部と、そのプランチメトリックに基づいて尤度判定を行う判定部とを具備する構成を採る。

【0363】

この構成によれば、Q R 分解を用いたM L Dを行う場合において、誤り率特性を低下させることなく、演算規模を削減できるようになる。

【産業上の利用可能性】

【0364】

本発明の受信装置は、例えばM I M O (Multiple-Input Multiple-Output) 方式やO F D M - M I M O 方式のように、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する無線通信システムに広く適用できる。

【図面の簡単な説明】

【0365】

【図1】本発明の実施の形態1に係る送信装置の構成を示すブロック図

【図2】実施の形態1のフレーム構成を示す図

【図3】本発明の実施の形態1に係る受信装置の構成を示すブロック図

【図4】受信装置の信号処理部の構成を示すブロック図

【図5】実施の形態における送受信アンテナの関係を示す図

【図6A】変調信号Aに適用する16QAMのビット配置を示す図

【図6B】変調信号Bに適用する16QAMのビット配置を示す図

【図7】16QAMの変調信号Aと16QAMの変調信号Bを受信したときの推定信号点(候補信号点)の信号点配置例を示す図

【図8A】16QAMのビット配置を示す図

【図8B】実施の形態1における、16QAMの部分ビット判定のための領域分割の仕方を示す図

【図9】実施の形態1における信号点削減後の信号点状態を示す図

【図10A】16QAMのビット配置を示す図

【図10B】16QAMの2ビットを部分ビット判定するための領域分割の仕方を示す図

【図11】実施の形態1の送信装置の構成を示すブロック図

【図12A】図11の送信装置から送信される変調信号Aのフレーム構成を示す図

【図12B】図11の送信装置から送信される変調信号Bのフレーム構成を示す図

【図13】図11の送信装置からの信号を受信する受信装置の構成を示すブロック図

【図14A】実施の形態2の送信装置による信号点配置を示す図

【図14B】実施の形態2の受信装置による部分ビット判定時の領域分割の仕方を示す図

【図15】実施の形態2の信号処理部の別の構成例を示すブロック図

【図16】64QAMの信号点配置を示す図

【図17】実施の形態3の送信装置による信号点配置、及び受信装置による部分ビット判定のための領域分割の仕方を示す図

【図18】実施の形態3の送信装置による信号点配置、及び受信装置による部分ビット判定のための領域分割の仕方を示す図

【図19】実施の形態4の送信装置の構成を示すブロック図

【図20】実施の形態4の受信装置の信号処理部の構成を示すブロック図

【図21】図20の軟判定値計算部による演算処理の説明に供する図

【図22】実施の形態4の信号処理部の別の構成例を示すブロック図

【図23】実施の形態5の符号化部の構成を示すブロック図

【図24A】実施の形態5における変調信号Aの部分ビットを判定する部分ビット判定部の構成を示す図

【図24B】実施の形態5における変調信号Bの部分ビットを判定する部分ビット判定部

10

20

30

40

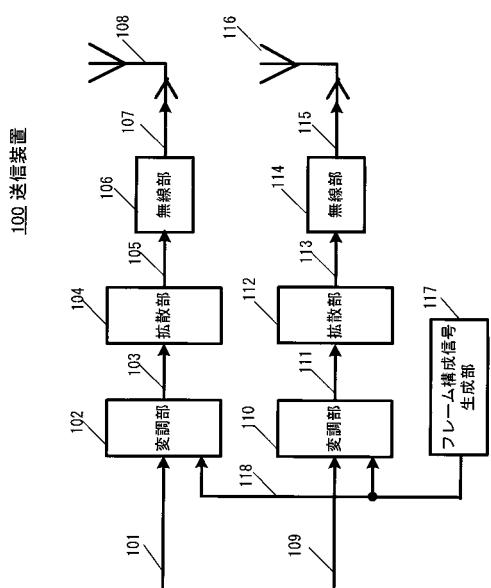
50

の構成を示す図

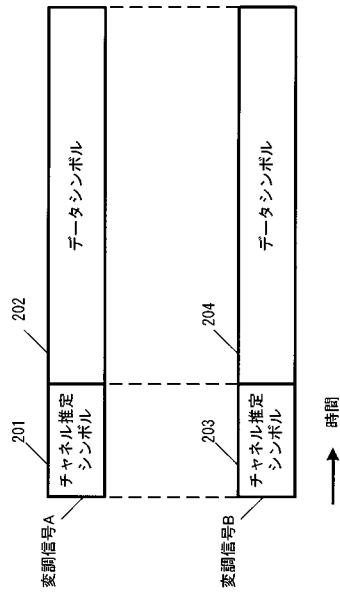
【図 2 4 C】実施の形態 5 の尤度検波部の構成を示す図	
【図 2 5】実施の形態 5 の符号化部の別の構成例を示すブロック図	
【図 2 6】実施の形態 5 における受信装置の信号処理部の別の構成例を示すブロック図	
【図 2 7】実施の形態 6 においてトレリス符号化変調を行うための変調部の構成を示すブロック図	
【図 2 8】QPSK 信号を部分ビット判定するための領域分割の仕方を示す図	10
【図 2 9】実施の形態 7 の送信装置の構成を示すブロック図	
【図 3 0】実施の形態 7 のフレーム構成を示す図	
【図 3 1】実施の形態 7 の受信装置の構成を示すブロック図	
【図 3 2】実施の形態 7 における受信装置の信号処理部の構成を示すブロック図	
【図 3 3】実施の形態 7 における受信装置の信号処理部の別の構成を示すブロック図	
【図 3 4】実施の形態 8 の 1 ビット判定処理の説明に供する図	
【図 3 5】実施の形態 8 の 1 ビット判定処理手順を示すフローチャート	
【図 3 6】実施の形態 9 の領域分割の説明に供する図	
【図 3 7】実施の形態 9 の領域分割の説明に供する図	
【図 3 8】実施の形態 11 におけるマンハッタン距離とユークリッド距離の説明に供する図	
【図 3 9】実施の形態 11 におけるマンハッタン距離を用いたユークリッド距離の近似の説明に供する図	20
【図 4 0】実施の形態 11 の尤度検波のための回路構成例を示すブロック図	
【図 4 1】実施の形態 12 の部分ビット判定処理手順を示すフローチャート	
【図 4 2】実施の形態 13 における受信装置の信号処理部の構成を示すブロック図	
【図 4 3】実施の形態 14 における受信装置の信号処理部の構成を示すブロック図	
【図 4 4】実施の形態 15 における受信装置の信号処理部の構成を示すブロック図	
【図 4 5】従来のマルチアンテナ送信装置及び受信装置の概略構成を示すブロック図	
【符号の説明】	
【0 3 6 6】	
1 0 0、1 1 0 0、1 9 0 0、2 9 0 0 送信装置	
1 0 2、1 1 0、1 1 0 2、1 1 1 2、2 9 0 2 变调部	30
1 0 8、1 1 6、3 0 1、3 1 1、1 1 1 0、1 1 2 0、1 3 0 1、1 3 1 1、2 9 0	
8、3 1 0 5 アンテナ	
3 0 0、1 3 0 0、3 1 0 0 受信装置	
3 0 7、3 0 9、3 1 7、3 1 9、1 3 0 7、1 3 0 9、1 3 1 7、1 3 1 9、3 1 0	
1、3 1 0 3、3 1 1 1、3 1 1 3、3 1 1 5 チャネル変動推定部	
3 0 8、3 1 0、3 1 8、3 2 0、1 3 0 8、1 3 1 0、1 3 1 8、1 3 2 0、3 1 0	
2、3 1 0 4、3 1 1 2、3 1 1 4、3 1 1 6 チャネル変動信号	
3 2 1、1 3 2 1、2 0 0 0、2 2 0 0、2 6 0 0、3 1 1 7、4 2 0 0、4 3 0 0、4 4 0 0 信号処理部	
3 2 2、3 2 3、1 3 2 2、1 3 2 3、2 0 0 4、3 1 1 8、3 2 1 3 受信デジタル信号	40
5 0 7、3 2 0 1 分離部	
5 0 8 变调信号 A の推定ベースバンド信号	
5 0 9、5 1 2、3 2 0 8、4 2 0 8 部分ビット判定部	
5 1 0、5 1 3、3 2 0 9 部分ビット情報	
5 1 1 变调信号 B の推定ベースバンド信号	
5 1 4、5 1 6、3 2 1 0 信号点削減部	
5 1 5、5 1 7 削減後の信号点情報	
5 1 8、3 2 1 2 尤度検波部	
5 5 0、2 6 1 0、3 2 3 0 部分ビット復調部	50

1902、2300、2500 符号化部
 3207 变调信号Cの推定ベースバンド信号
 3301 制御部
 4201、4302、4304、4306、4401A、4402A、4401B、4
 402B、4401C、4402C Q R分解部

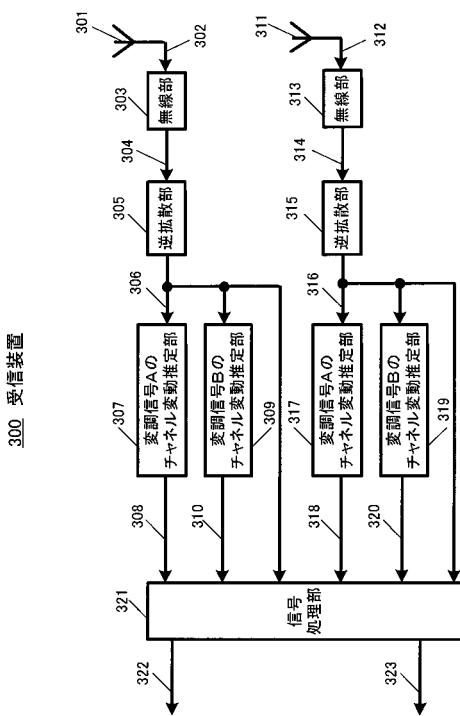
【図1】



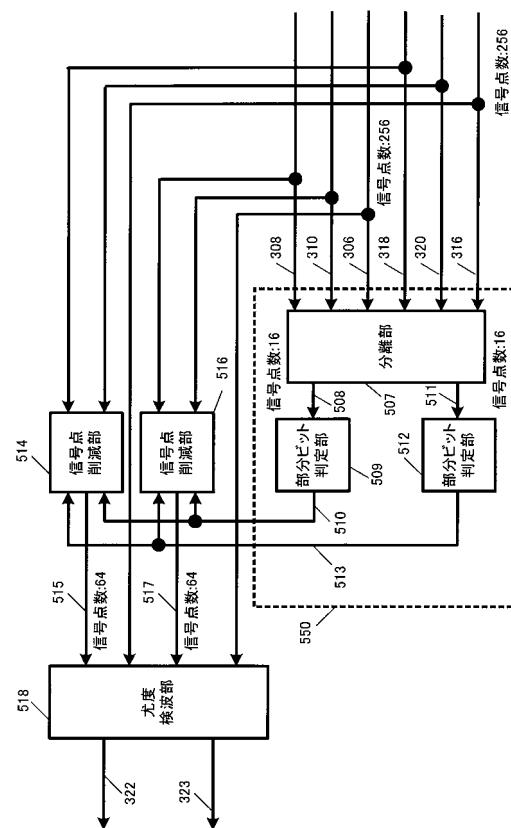
【図2】



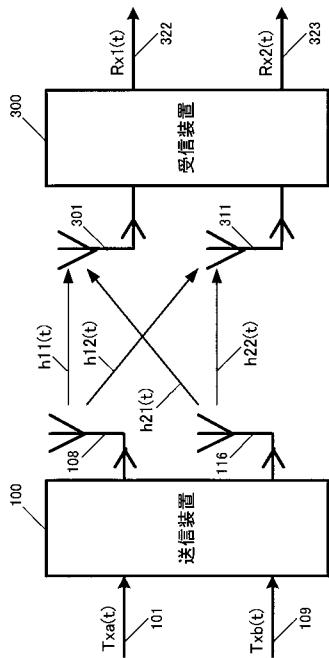
【図3】



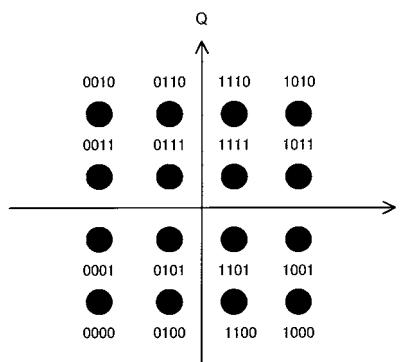
【図4】



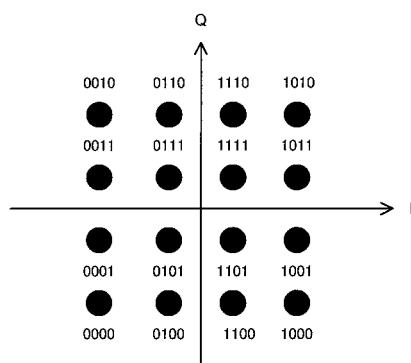
【図5】



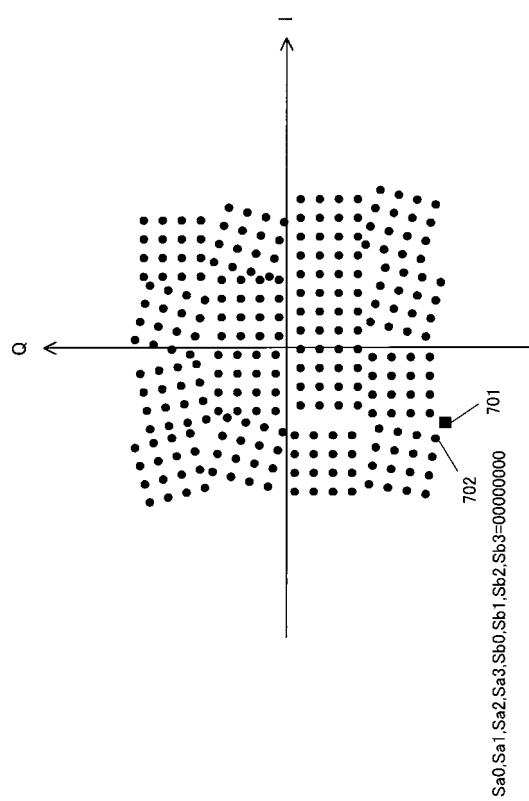
【図6 A】



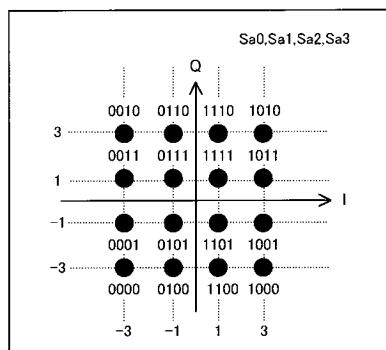
【図 6 B】



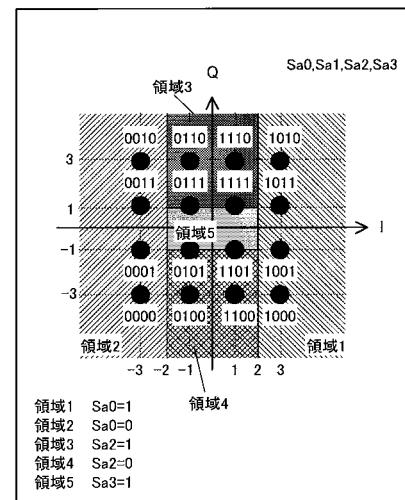
【図 7】



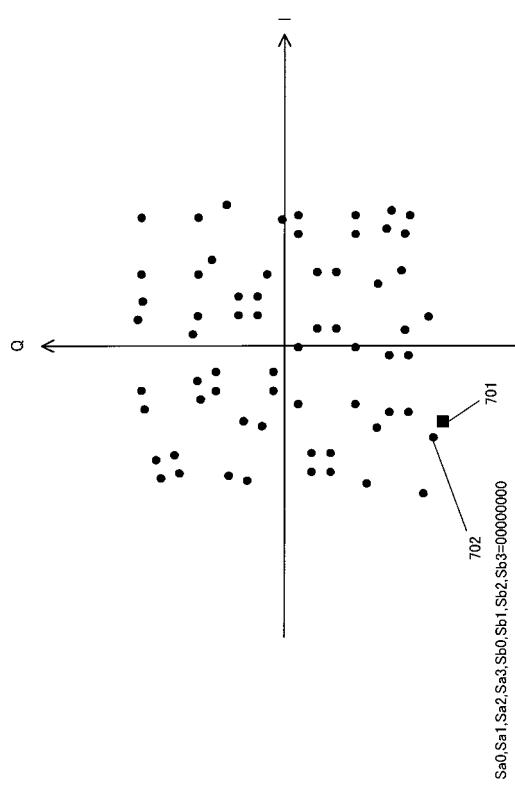
【図 8 A】



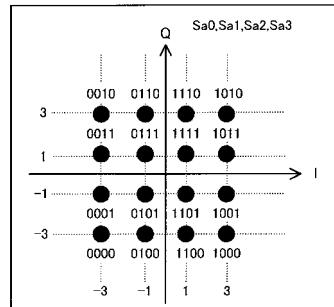
【図 8 B】



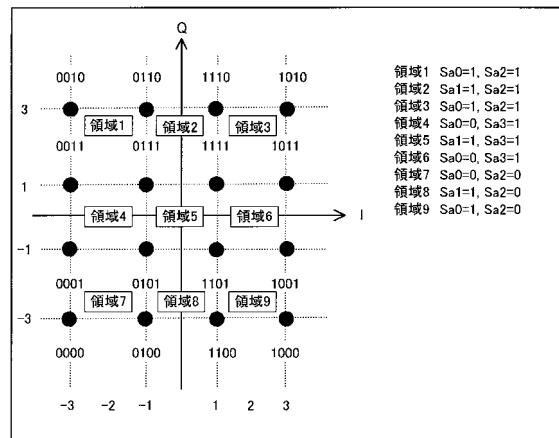
【図 9】



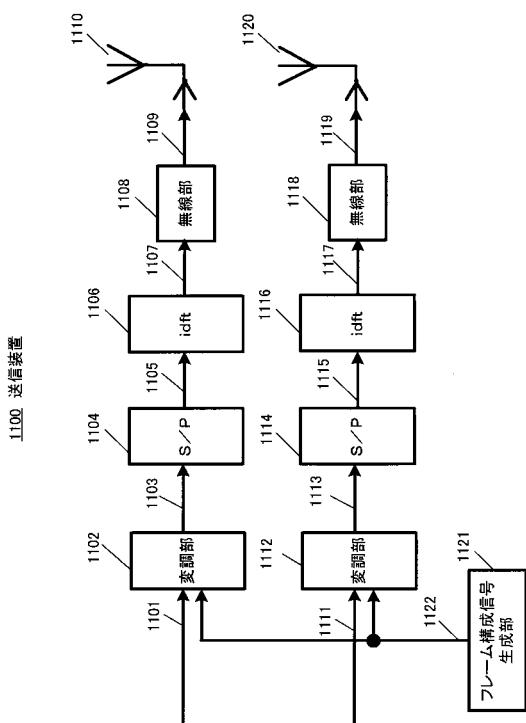
【図 10 A】



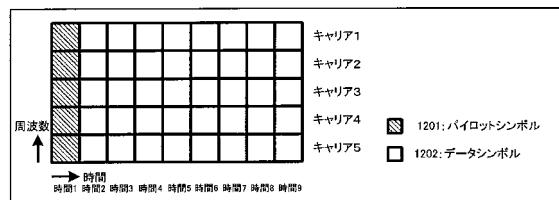
【図 10 B】



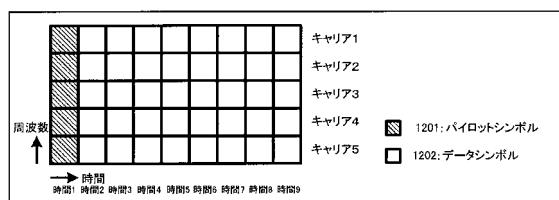
【図 11】



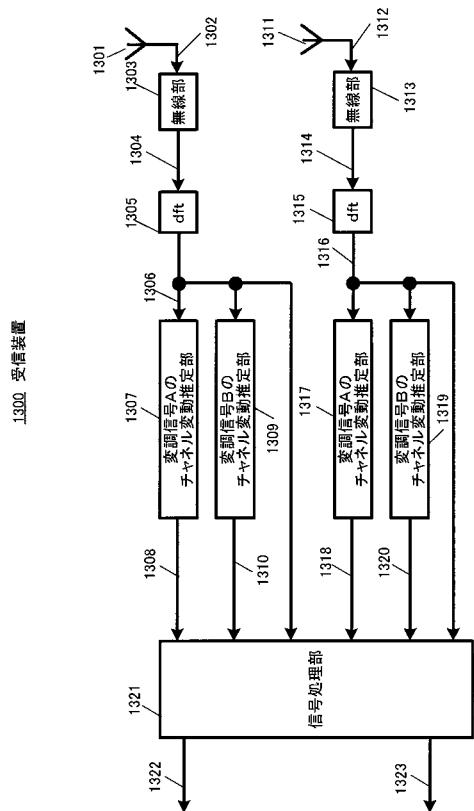
【図 12 A】



【図 12 B】

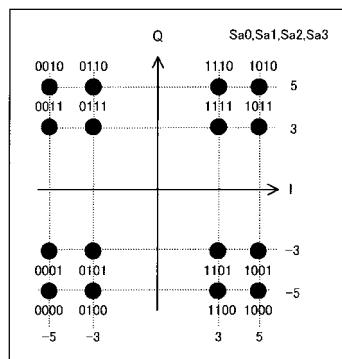


【図13】

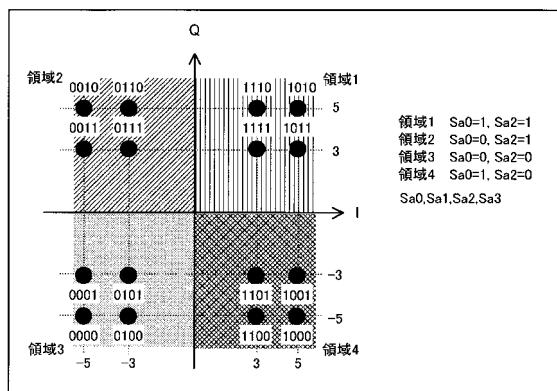


【図15】

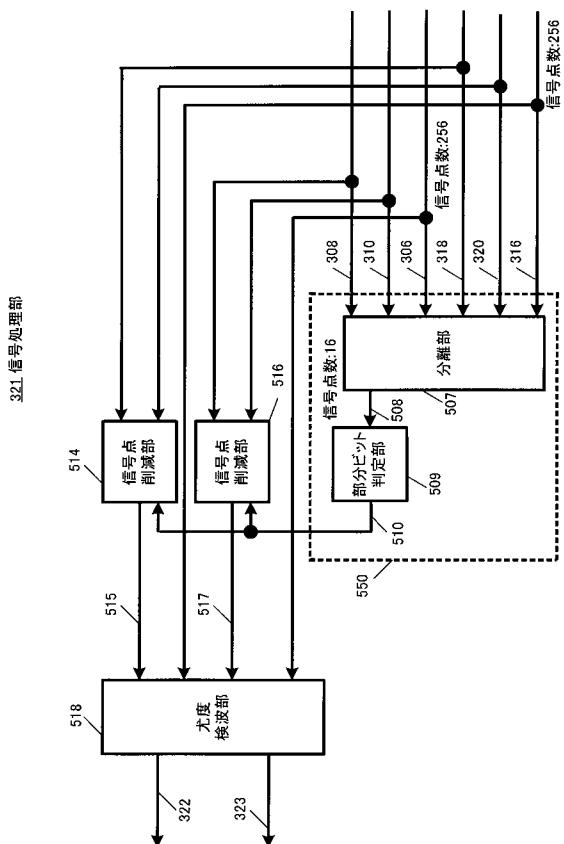
【図 14A】



【図14B】

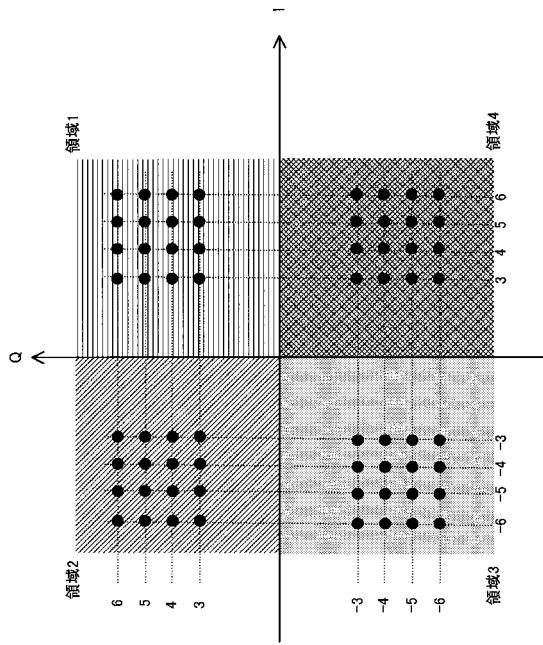


【図16】

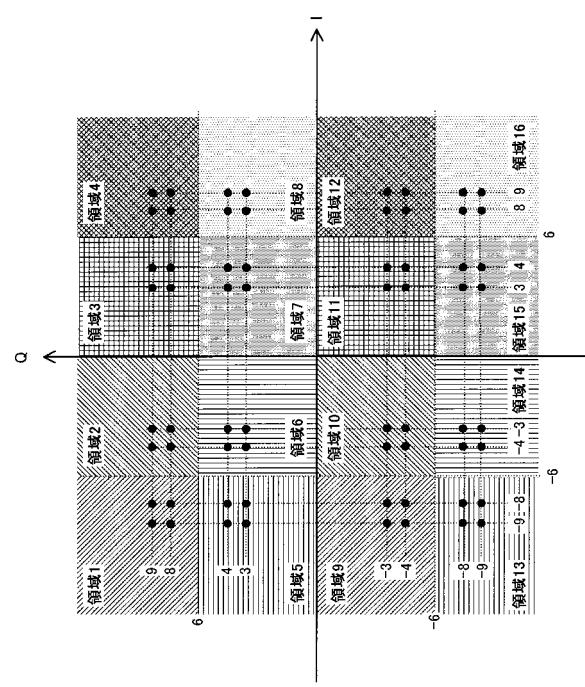


A 10x10 Go board diagram. The board is marked with a vertical axis labeled Q and a horizontal axis labeled I . The board is filled with black circular stones. A pattern of stones is present where the sum of the row index i and column index j is odd. This results in a checkerboard-like pattern of stones, with stones at positions such as (1,2), (2,1), (3,4), (4,3), (5,6), (6,5), (7,8), (8,7), (9,10), and (10,9). The board is bounded by dotted lines at $I = \pm 10$ and $Q = \pm 10$.

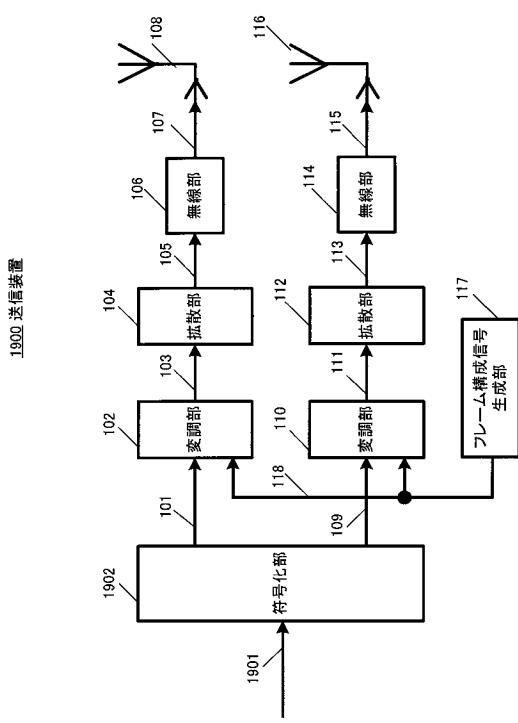
【図17】



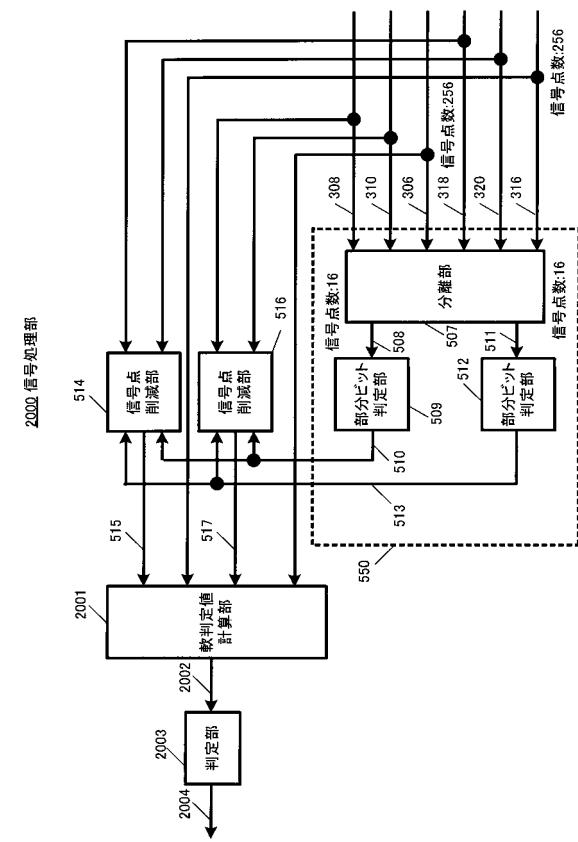
【図18】



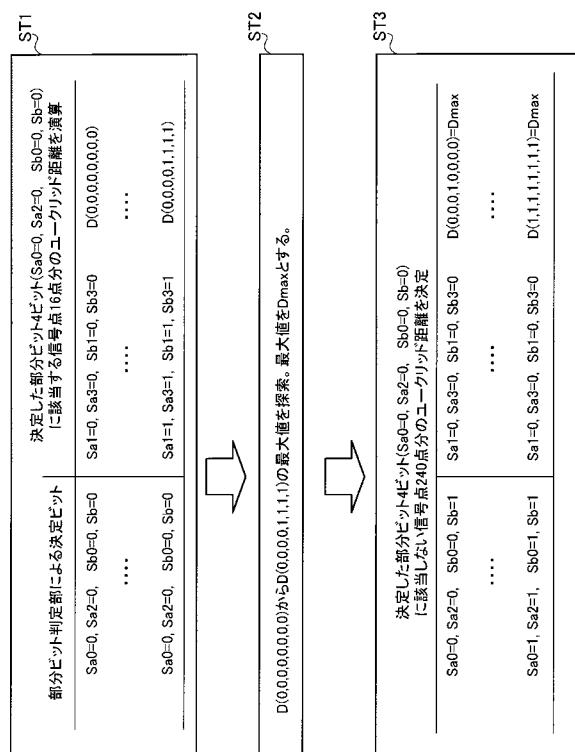
【図19】



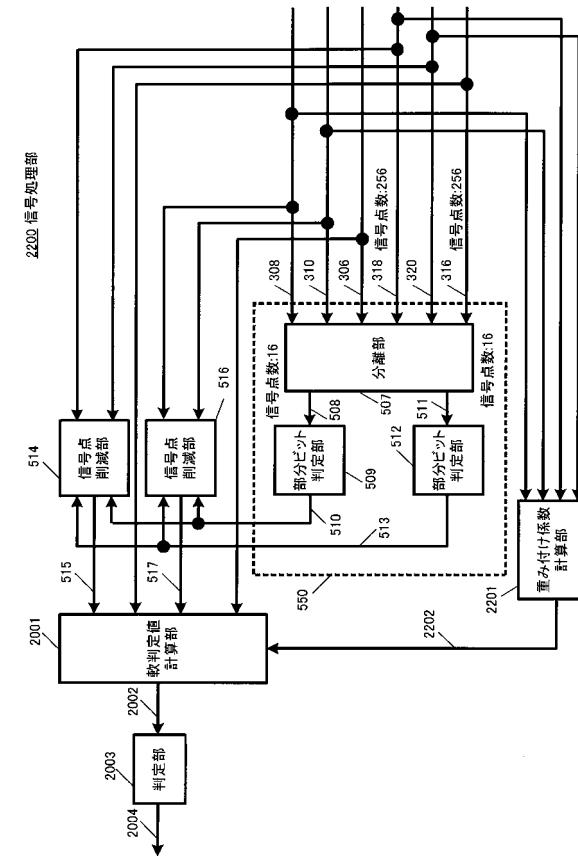
【図20】



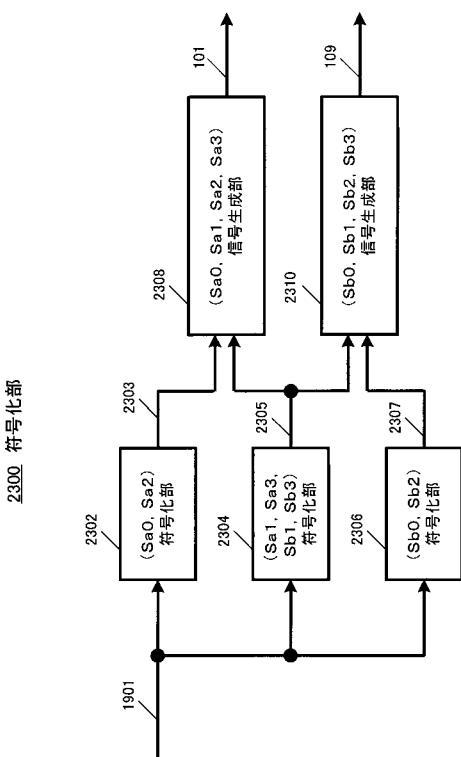
【図21】



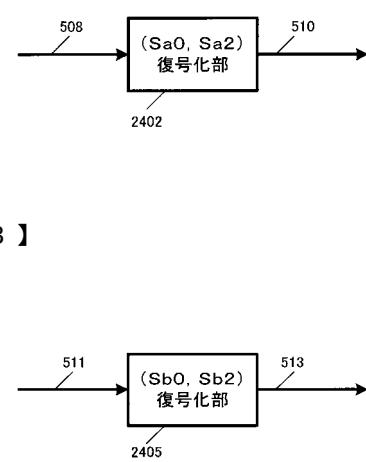
【 図 2 2 】



【 図 2 3 】

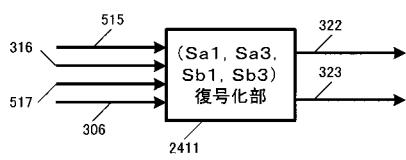


【図24A】

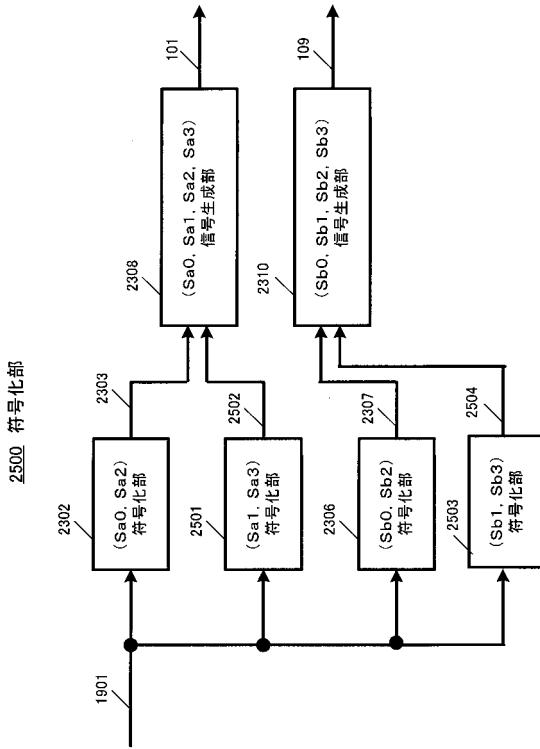


【図24B】

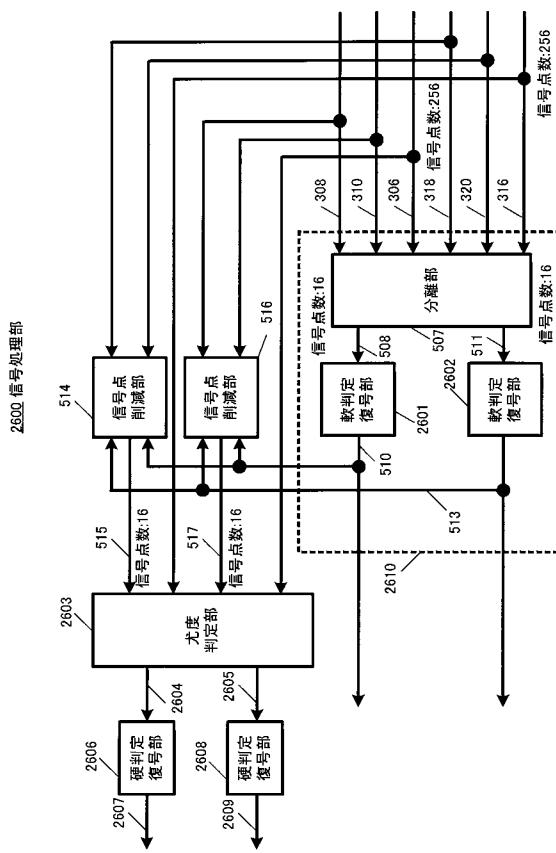
【図 2 4 C】



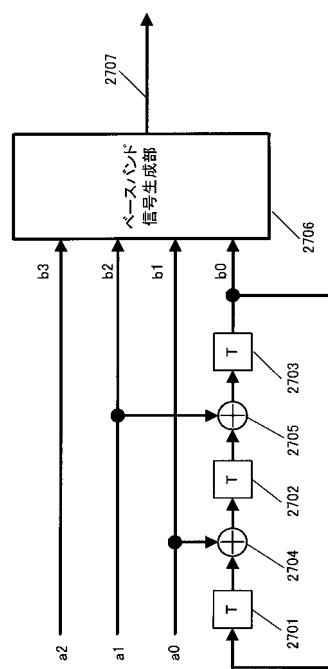
【図 2 5】



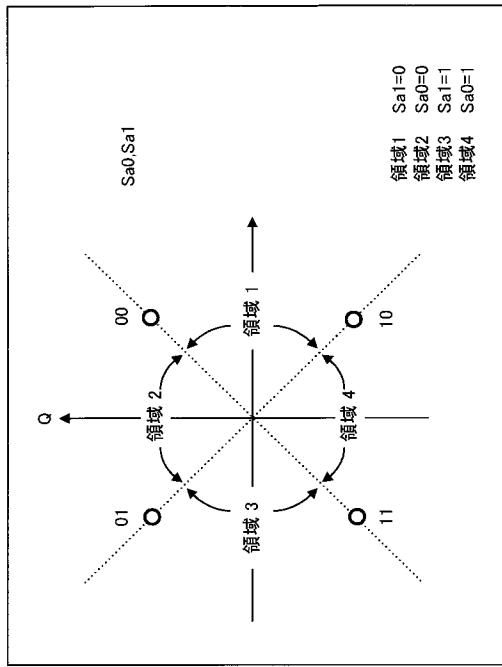
【図 2 6】



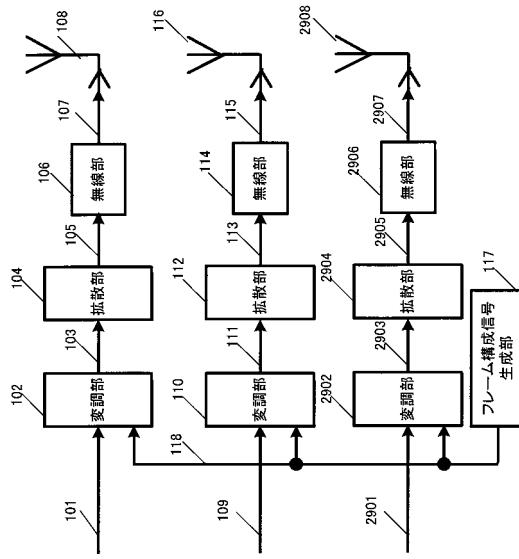
【図 2 7】



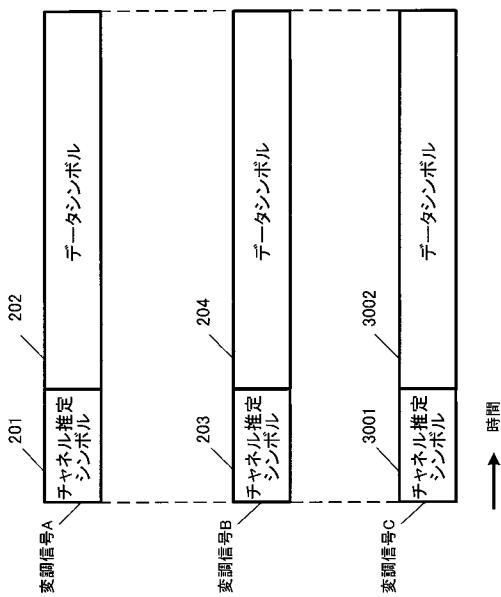
【図 2 8】



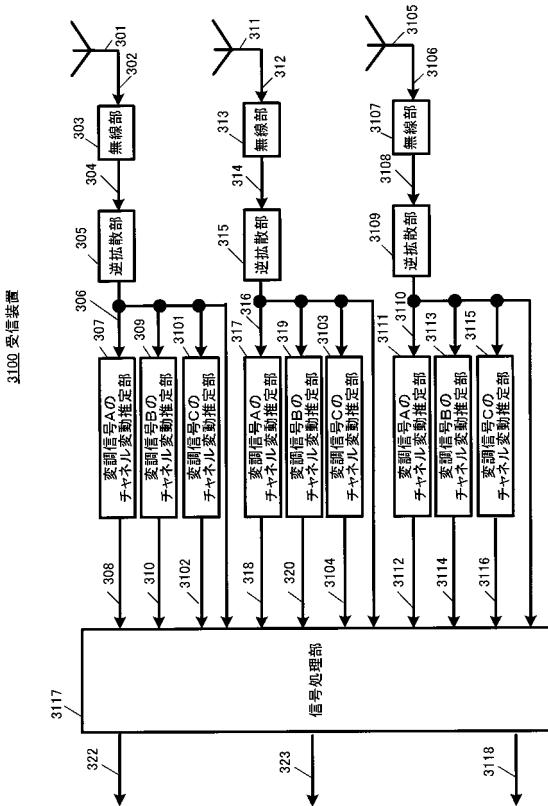
【図 2 9】



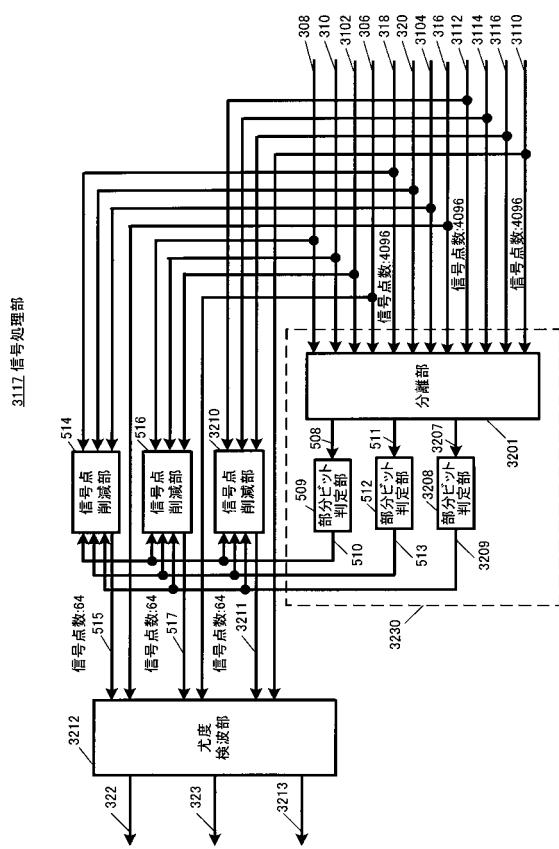
【図 3 0】



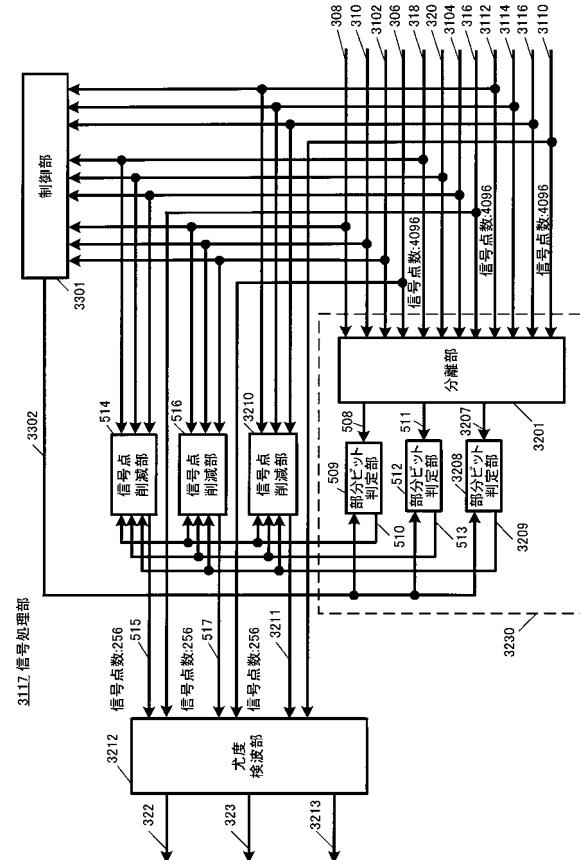
【図 3 1】



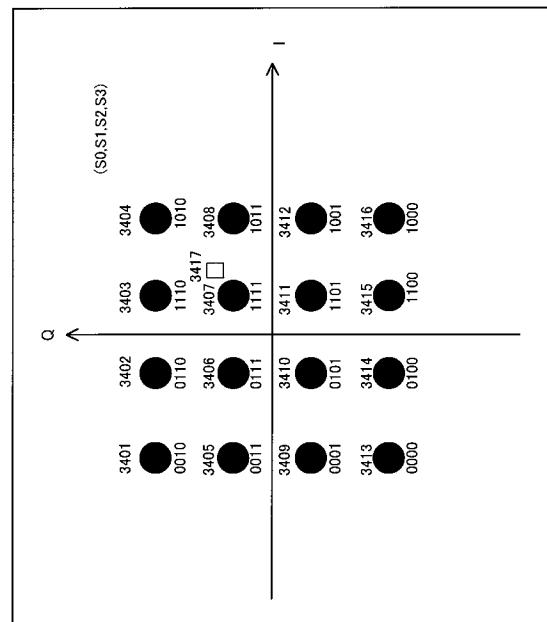
【図32】



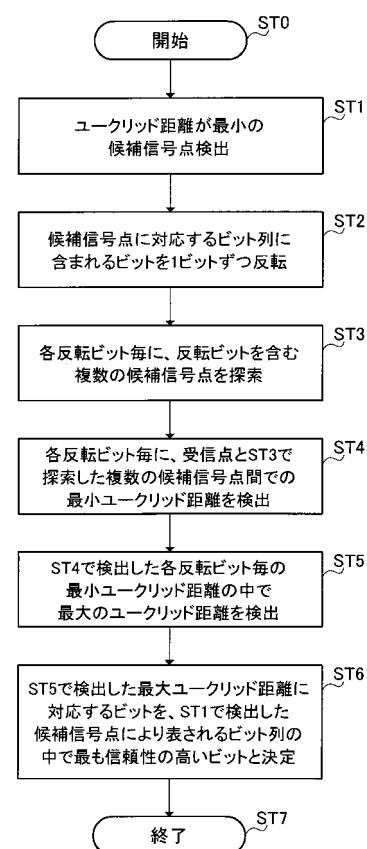
【図33】



【図34】

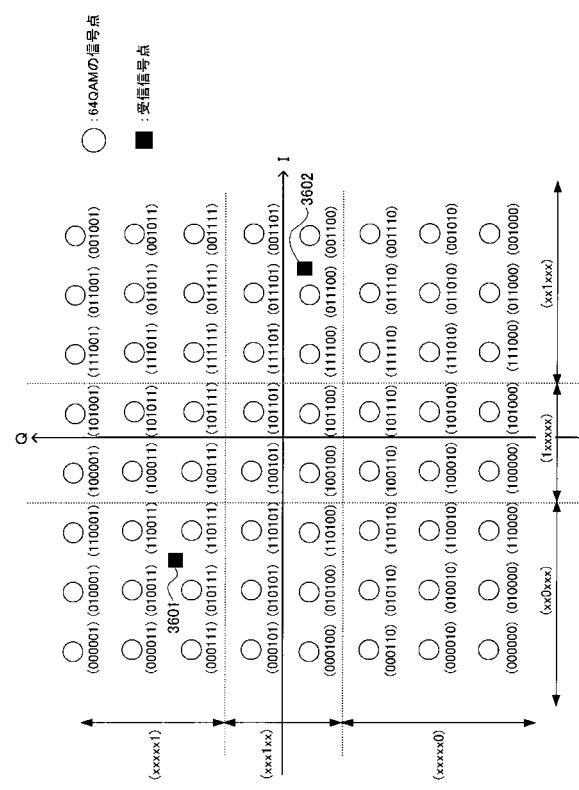


【図35】



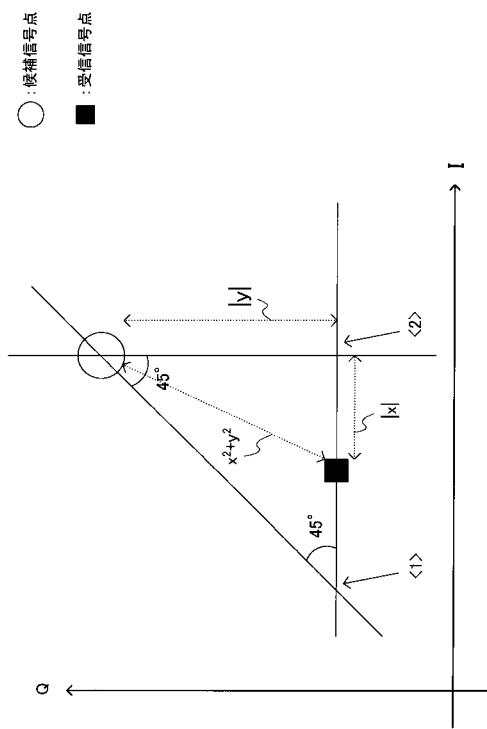
【図36】

【 図 37 】



【図38】

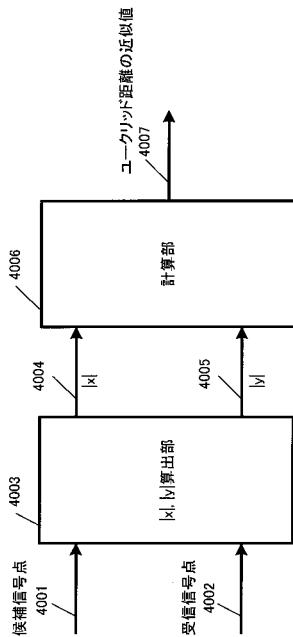
【図39】



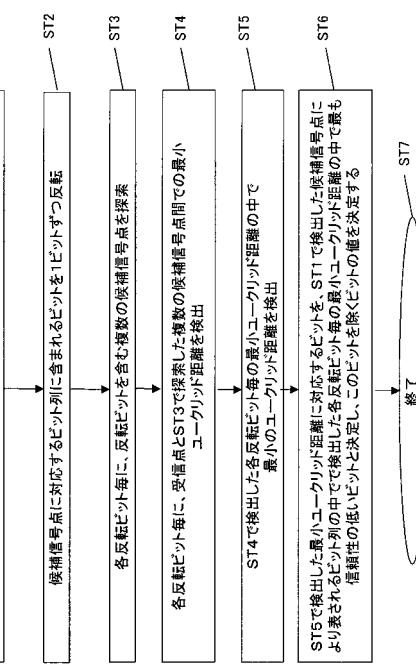
【図39】

大小関係	ユーリッド距離の近似値
$0 < x < y (1/4+1/8)$	$ y $
$ y (1/4+1/8) < x < y (1/2+1/8)$	$ y (1+1/8)$
$ y (1/2+1/8) < x < y (1/2+1/4+1/8)$	$ y (1+1/4)$
$ y (1/2+1/4+1/8) \leq x $	$ y (1+1/4+1/8)$

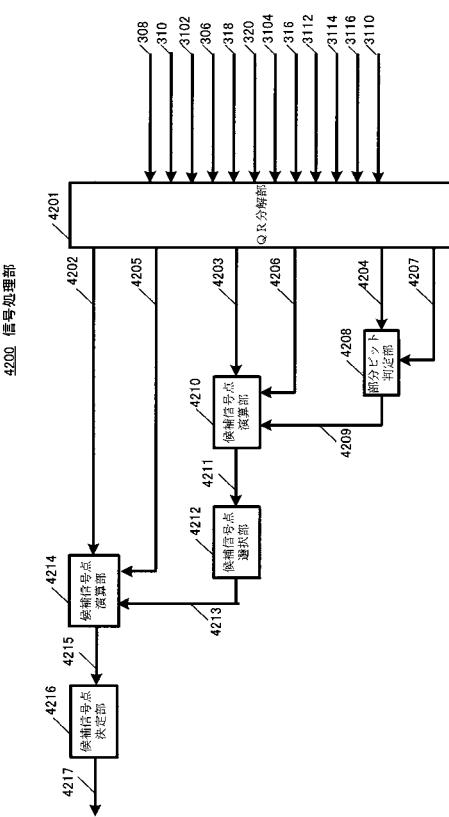
【図40】



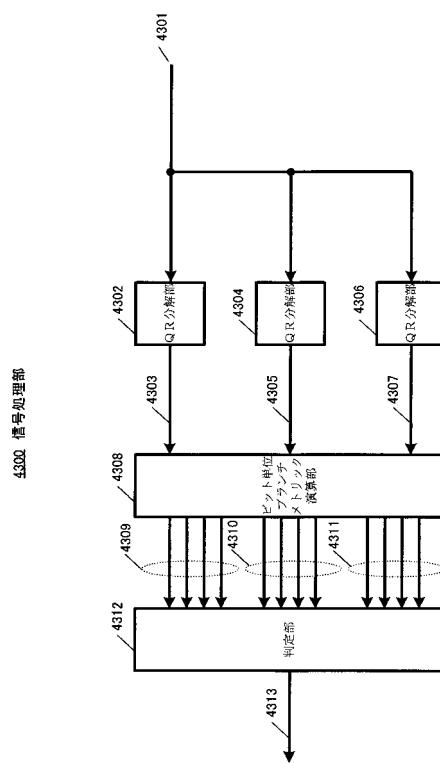
【図41】



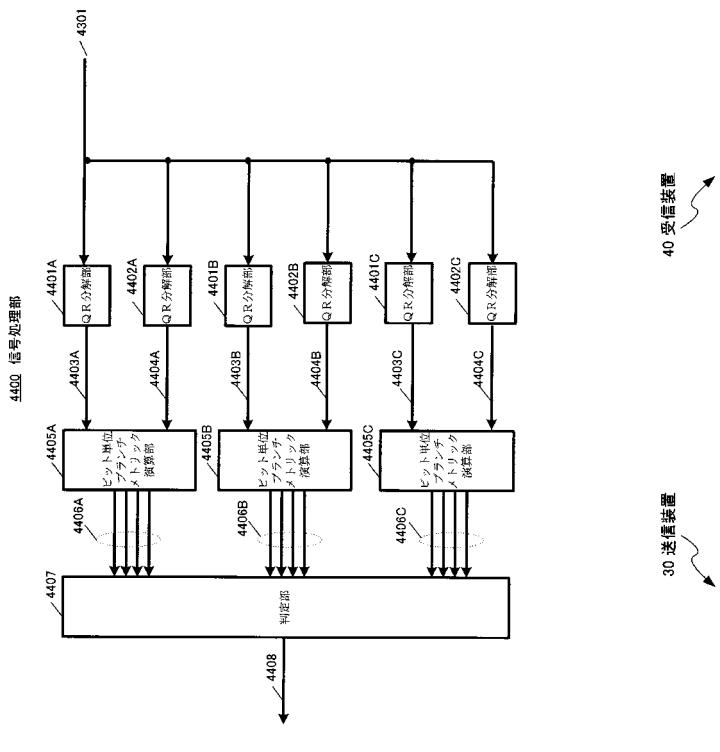
【図42】



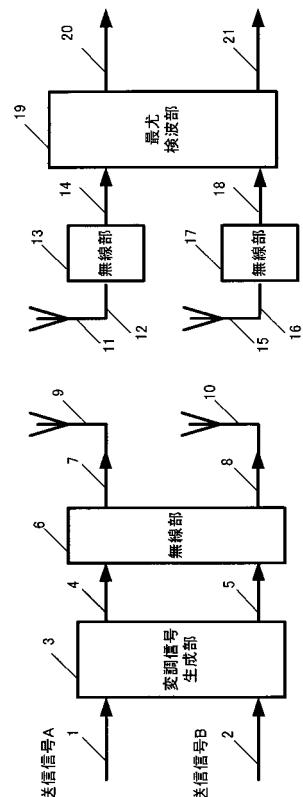
【図43】



【図44】



【図45】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.	F I
H 0 4 B 7/08 (2006.01)	H 0 4 B 7/08
H 0 4 J 99/00 (2009.01)	H 0 4 J 15/00

(72)発明者 松岡 昭彦
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
(72)発明者 岡村 周太
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

審査官 岡 裕之

(56)参考文献 特開2001-024560 (JP, A)
特開2000-078057 (JP, A)
特開2005-184779 (JP, A)
村上 豊 外3名, MIMOシステムにおいて部分ビット判定を利用した尤度判定方法を用いた際の
16QAMの信号点配置に関する検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 2005年 2月23日, V
ol.104 No.681, pp.1-6, R C S 2004-324
Filip A.E., A Baker's Dozen Magnitude Approximations and Their Detection Statistics, A
erospace and Electronic Systems IEEE Transactions on, IEEE, 1976年, Vol. AES-12 No
.1, pp.86-89
守倉 正博 外3名, O F D M用チャネル推定回路の一検討, 1999年電子情報通信学会総合
大会講演論文集, 1999年 3月 8日, 通信1, p.570, B - 5 - 219

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 0 4 L 2 7 / 3 8
H 0 3 M 1 3 / 4 7
H 0 4 J 1 3 / 0 0 - 1 3 / 0 6
H 0 4 B 1 / 6 9 - 1 / 7 1 3
H 0 4 B 7 / 0 4
H 0 4 B 7 / 0 8
H 0 4 J 1 1 / 0 0
H 0 4 J 9 9 / 0 0
I E E E X p l o r e
C i N i i