

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6277525号  
(P6277525)

(45) 発行日 平成30年2月14日(2018.2.14)

(24) 登録日 平成30年1月26日(2018.1.26)

(51) Int.Cl.

F I

H O 3 M 13/19 (2006.01)

H O 3 M 13/19

H O 4 L 27/00 (2006.01)

H O 4 L 27/00

B

H O 4 L 27/34 (2006.01)

H O 4 L 27/34

H O 4 B 7/0413 (2017.01)

H O 4 B 7/0413

H O 3 M 13/25 (2006.01)

H O 3 M 13/25

請求項の数 9 (全 392 頁)

(21) 出願番号 特願2014-538947 (P2014-538947)  
 (86) (22) 出願日 平成25年12月27日(2013.12.27)  
 (86) 国際出願番号 PCT/JP2013/007687  
 (87) 国際公開番号 W02014/108982  
 (87) 国際公開日 平成26年7月17日(2014.7.17)  
 審査請求日 平成28年11月10日(2016.11.10)  
 (31) 優先権主張番号 特願2013-3905 (P2013-3905)  
 (32) 優先日 平成25年1月11日(2013.1.11)  
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)  
 (31) 優先権主張番号 特願2013-33353 (P2013-33353)  
 (32) 優先日 平成25年2月22日(2013.2.22)  
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)  
 (31) 優先権主張番号 特願2013-195166 (P2013-195166)  
 (32) 優先日 平成25年9月20日(2013.9.20)  
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

(73) 特許権者 316002062  
 サン パテント トラスト  
 アメリカ合衆国 10017 ニューヨー  
 ク州 ニューヨーク レキシントン アベ  
 ニュー 450 38階  
 (74) 代理人 110001900  
 特許業務法人 ナカジマ知的財産総合事務  
 所  
 (72) 発明者 村上 豊  
 大阪府門真市大字門真1006番地 パナ  
 ソニック株式会社内  
 (72) 発明者 木村 知弘  
 大阪府門真市大字門真1006番地 パナ  
 ソニック株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 データ処理方法、プリコーディング方法、通信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

Kビットの情報ビット列からNビットの符号語である第1ビット列を出力する符号化ステップと、

入力された第2ビット列のうち、第1の複素信号s1を生成するための第1のビット数Xと第2の複素信号s2を生成するための第2のビット数Yのから得られるビット数(X+Y)のビット列を用い、第1の複素信号s1と第2の複素信号s2を生成するマッピングステップと、

前記符号化ステップの後、前記マッピングステップの前に、前記第2ビット列の長さが前記ビット数(X+Y)の倍数になるよう第1ビット列を調整して出力するビット長調整ステップと、

を含むデータ処理方法。

【請求項2】

前記符号化ステップは、

符号として組織符号を用いたLDPC符号を用い、符号処理を実行して生成されたN-Kビットのパリティ部分のビット列にアキュムレート処理を実行するものであり、

前記ビット長調整ステップは、前記アキュムレート処理により得られたビット列のうち、所定の部分のビットに対応するビットのビット値を1以上繰り返して調整ビット列を生成し、前記調整ビット列により前記調整を行う、

請求項1記載のデータ処理方法。

## 【請求項 3】

前記所定の部分は前記アキュムレート処理の最終出力ビットに対応するビットである

、  
請求項 2 記載のデータ処理方法。

## 【請求項 4】

前記符号化ステップは、前記 N ビットの第 1 ビット列のビットインタリーブ処理を含み

、  
前記ビット長調整ステップは、前記ビットインタリーブ処理の後に実行される、  
請求項 1 記載のデータ処理方法。

## 【請求項 5】

前記ビットインタリーブ処理は、インタリーブ対象のビット列を、前記第 1 ビット列のビット数の約数である  $N_r$  と  $N_c$  のサイズのメモリに格納し、メモリへの書き込み順と読み出し順とを変更することにより行うものであり、

前記ビット長調整ステップは、前記ビットインタリーブ処理の結果に、所定数のビット値を追加して第 2 ビット列として出力する、  
請求項 4 記載のデータ処理方法。

## 【請求項 6】

更に、前記符号化ステップより前に、

前記符号化ステップが処理を行う前記 K ビットのビット列を与える前段処理ステップを含み、

前記前段処理ステップは、

一時的に調整ビット列を挿入するフィールドを事前に確保し、

前記フィールドに調整ビット列を挿入し前記 K ビットのビット列を生成するものであり

、  
前記ビット長調整ステップは、

前記フィールドに対応するビットの値を削除するものである、

請求項 1 記載のデータ処理方法。

## 【請求項 7】

一時的に挿入される前記調整ビット列の値は、全て 0 である、請求項 6 記載のデータ処理方法。

## 【請求項 8】

第 1 の複素信号  $s_1$  と第 2 の複素信号  $s_2$  から第 1 の複素信号  $s_1$  を生成するための第 1 のビット数  $X$  と第 2 の複素信号  $s_2$  を生成するための第 2 のビット数  $Y$  から得られるビット数  $(X + Y)$  のビットに対応するデータを生成し、 $X + Y$  の整数倍の長さである第 2 のビット列に対応するデータ列を出力するデマッピングステップと、

長さ N ビットの第 1 のビット列に対応するデータについて、前記 N の約数の数連続したアドレスに個々のビットに対応するデータを保持するメモリを用いたデインタリーブを行うデインタリーブステップと、

前記 N ビットに対応するデータ列を K ビットの情報ビット列に誤り訂正復号するステップと、

前記デインタリーブステップの前に、前記第 2 のビット列に対応するデータから調整ビット列に対応するデータを抽出し、前記 N ビットの長さに対応するデータに調整して前記第 1 のビット列に対応するデータ列を出力するビット長調整ステップと、

を含む、ビット列復号方法。

## 【請求項 9】

第 1 の複素信号  $s_1$  と第 2 の複素信号  $s_2$  から第 1 の複素信号  $s_1$  を生成するための第 1 のビット数  $X$  と第 2 の複素信号  $s_2$  を生成するための第 2 のビット数  $Y$  から得られるビット数  $(X + Y)$  のビットに対応するデータを生成し、 $X + Y$  の整数倍の長さである第 2 のビット列に対応するデータ列を出力するデマッピングステップと、

前記第 2 のビット列に対応するデータ列から、前記 N ビットのうち所定の部分のビット

10

20

30

40

50

値に対応する部分データを抽出し、抽出した部分データに統計処理を行いNビットのビット列に対応するデータ列を出力する調整ステップと、

前記統計処理された前記Nビットのビット列に対応するデータ列を誤り訂正復号しビットの情報ビットを出力する復号ステップと、

を含む、ビット列復号方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

(関連出願に関する言及) 2013年1月11日に出願された日本国特許出願2013-003905号、2013年2月22日に出願された日本国特許出願2013-033353号、および、2013年9月20日に出願された日本国特許出願2013-195166号、に含まれる、特許請求の範囲、明細書、図面及び要約書の開示内容はすべて本願に援用される。

本発明は、データ処理方法、プリコーディング方法、通信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、マルチアンテナを用いた通信方法として例えばMIMO (Multiple-Input Multiple-Output) と呼ばれる通信方法がある。

MIMOに代表されるマルチアンテナ通信では、1以上の系列の送信データを変調し、各変調信号を異なるアンテナから同一周波数(共通の周波数)を用い、同時に送信することで、データの受信品質を高めたり、および/または、(単位時間あたりの)データの通信速度を高めたりすることができる。

【0003】

図72は、空間多重MIMO方式の概要を説明する図である。図のMIMO方式は、送信アンテナ数2(TX1、TX2)、受信アンテナ数2(RX1、RX2)、送信変調信号(送信ストリーム)数2のときの送受信装置の構成の一例を示している。

送信装置は、信号生成部、及び、無線処理部を有している。

信号生成部は、データを通信路符号化し、MIMOプリコーディング処理を行い、同一周波数(共通の周波数)を用い、同時に送信することの可能な2つの送信信号 $z_1(t)$ 及び $z_2(t)$ を生成する。無線処理部は、必要に応じて個々の送信信号を周波数方向に多重化し、つまり、マルチキャリア化(例えばOFDM方式)し、また、受信装置が伝送路歪みや、周波数オフセット、位相ひずみ等の推定を行うためのパイロット信号を挿入する。(ただし、パイロット信号は、他のひずみ等を推定してもよいし、また、パイロット信号を、受信装置は、信号検出のために用いてもよい。なお、パイロット信号の受信装置での使用形態はこれに限ったものではない。)送信アンテナは、2つのアンテナ(TX1及びTX2)を用いて $z_1(t)$ 及び $z_2(t)$ を送信する。

受信装置は、受信アンテナ(RX1及びRX2)、無線処理部、チャネル変動推定部、及び信号処理部を含む。受信アンテナ(RX1)は、送信装置の2つの送信アンテナ(TX1及びTX2)から送信された信号を受信する。チャネル変動推定部は、パイロット信号を用いチャネル変動値を推定し、チャネル変動の推定値を信号処理部に供給する。信号処理部は、2本の受信アンテナで受信した信号と推定されたチャネル値に基づいて、 $z_1(t)$ 及び $z_2(t)$ に含まれるデータを復元し、これを1つの受信データとして得る。ただし、受信データは「0」「1」の硬判定値であってもよいし、対数尤度または対数尤度比等の軟判定値であってもよい。

また、符号化方法として、ターボ符号や、LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号等の種々の符号化方法が利用されている(非特許文献1、非特許文献2)。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0004】

10

20

30

40

50

【非特許文献1】R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes," IRE Trans. Inform. Theory, IT-8, pp-21-28, 1962.

【非特許文献2】"Performance analysis and design optimization of LDPC-coded MIMO OFDM systems" IEEE Trans. Signal Processing., vol. 52, no. 2, pp. 348-361, Feb. 2004.

【非特許文献3】C. Douillard, and C. Berrou, "Turbo codes with rate- $m/(m+1)$  constituent convolutional codes," IEEE Trans. Commun., vol.53,no.10, pp.1630-1638, Oct. 2005.

10

【非特許文献4】C. Berrou, "The ten-year-old turbo codes are entering into service," IEEE Communication Magazine, vol.41, no.8,pp.110-116, Aug. 2003.

【非特許文献5】DVB Document A122, Framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2), June 2008.

【非特許文献6】D. J. C. Mackay, "Good error-correcting codes based on very sparse matrices," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.45,no.2, pp399-431, March 1999.

【非特許文献7】S.M.Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1451-1458, Oct 1998.

20

【非特許文献8】V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R.Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," IEEE J. Select. Area Commun., vol.17, no.3, no.3, pp.451-460, March 1999.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

本発明は、MIMO方式を用いた際、LDPC符号等の符号化方法を適用した上での実装上の課題を解決する。

30

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明に係るデータ処理方法は、Kビットの情報ビット列からNビットの符号語である第1ビット列(503)を出力する符号化ステップと、入力された第2ビット列のうち、第1の複素信号s1を生成するための第1のビット数Xと第2の複素信号s2を生成するための第2のビット数Yのから得られるビット数(X+Y)のビット列を用い、第1の複素信号s1と第2の複素信号s2を生成するマッピングステップと、前記符号化ステップの後、前記マッピングステップの前に、前記第2ビット列の長さが前記ビット数(X+Y)の倍数になるよう第1ビット列を調整して出力するビット長調整ステップと、を含む。

【発明の効果】

40

【0007】

本発明に係るデータ処理方法によれば、MIMO方式を用いた際、LDPC符号等の符号化方法を適用した上での実装上の課題に貢献することができる。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】I-Q平面におけるQPSKの信号点配置の例

【図2】I-Q平面における16QAMの信号点配置の例

【図3】I-Q平面における64QAMの信号点配置の例

【図4】I-Q平面における256QAMの信号点配置の例

【図5】送信装置の構成の例

50



|                                  |    |
|----------------------------------|----|
| 【図 6】送信装置の構成の例                   |    |
| 【図 7】送信装置の構成の例                   |    |
| 【図 8】信号処理部の構成の例                  |    |
| 【図 9】フレーム構成の例                    |    |
| 【図 10】I-Q 平面における 16 QAM の信号点配置の例 |    |
| 【図 11】I-Q 平面における 64 QAM の信号点配置の例 |    |
| 【図 12】I-Q 平面における信号点配置の例          |    |
| 【図 13】I-Q 平面における信号点配置の例          |    |
| 【図 14】I-Q 平面における信号点配置の例          |    |
| 【図 15】I-Q 平面における信号点配置の例          | 10 |
| 【図 16】I-Q 平面における信号点配置の例          |    |
| 【図 17】I-Q 平面における信号点配置の例          |    |
| 【図 18】I-Q 平面における信号点配置の例          |    |
| 【図 19】I-Q 平面における信号点配置の例          |    |
| 【図 20】I-Q 平面における信号点配置の例          |    |
| 【図 21】I-Q 平面の第一象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 22】I-Q 平面の第二象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 23】I-Q 平面の第三象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 24】I-Q 平面の第四象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 25】I-Q 平面の第一象限における信号点配置の例     | 20 |
| 【図 26】I-Q 平面の第二象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 27】I-Q 平面の第三象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 28】I-Q 平面の第四象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 29】I-Q 平面の第一象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 30】I-Q 平面の第二象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 31】I-Q 平面の第三象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 32】I-Q 平面の第四象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 33】I-Q 平面の第一象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 34】I-Q 平面の第二象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 35】I-Q 平面の第三象限における信号点配置の例     | 30 |
| 【図 36】I-Q 平面の第四象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 37】I-Q 平面の第一象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 38】I-Q 平面の第二象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 39】I-Q 平面の第三象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 40】I-Q 平面の第四象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 41】I-Q 平面の第一象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 42】I-Q 平面の第二象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 43】I-Q 平面の第三象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 44】I-Q 平面の第四象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 45】I-Q 平面の第一象限における信号点配置の例     | 40 |
| 【図 46】I-Q 平面の第二象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 47】I-Q 平面の第三象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 48】I-Q 平面の第四象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 49】I-Q 平面の第一象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 50】I-Q 平面の第二象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 51】I-Q 平面の第三象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 52】I-Q 平面の第四象限における信号点配置の例     |    |
| 【図 53】送信アンテナと受信アンテナの関係を示す図       |    |
| 【図 54】受信装置の構成の例                  |    |
| 【図 55】I-Q 平面における信号点配置の例          | 50 |

|           |                                                                   |    |
|-----------|-------------------------------------------------------------------|----|
| 【図 5 6】   | I - Q 平面における信号点配置の例                                               |    |
| 【図 5 7】   | 実施の形態 1 の送信装置の変調信号を生成する部分の構成図                                     |    |
| 【図 5 8】   | 変調信号を生成する方法のフロー図                                                  |    |
| 【図 5 9】   | 実施の形態 1 のビット長調整処理のフロー図                                            |    |
| 【図 6 0】   | 実施の形態 2 の変調部の構成                                                   |    |
| 【図 6 1】   | パリティ検査行列の例                                                        |    |
| 【図 6 2】   | 部分行列の構成例                                                          |    |
| 【図 6 3】   | 符号化部 5 0 2 L A で実行される L D P C 符号化処理のフロー図                          |    |
| 【図 6 4】   | 上記アキュムレート処理を実現する構成の例の図                                            |    |
| 【図 6 5】   | 実施の形態 2 のビット長調整処理のフロー図                                            | 10 |
| 【図 6 6】   | 調整用のビット列の生成方法の例                                                   |    |
| 【図 6 7】   | 調整用のビット列の生成方法の例                                                   |    |
| 【図 6 8】   | 調整用のビット列の生成方法の例                                                   |    |
| 【図 6 9】   | ビット長調整部の生成する調整ビット列の変形例                                            |    |
| 【図 7 0】   | ビット長調整部の生成する調整ビット列の変形例                                            |    |
| 【図 7 1】   | 実施の形態 2 に係る発明の着眼の 1 つを説明する図                                       |    |
| 【図 7 2】   | M I M O システムの概要図                                                  |    |
| 【図 7 3】   | 実施の形態 3 の変調部の構成図                                                  |    |
| 【図 7 4】   | ビットインタリーブ 5 0 2 B I の動作を出力されるビット列で説明する図                           |    |
| 【図 7 5】   | ビットインタリーブ 5 0 2 の実装例                                              | 20 |
| 【図 7 6】   | ビット長調整処理の例                                                        |    |
| 【図 7 7】   | 付加するビット列の例を示す図                                                    |    |
| 【図 7 8】   | ビット列調整部の挿入の例                                                      |    |
| 【図 7 9】   | 変調部の構成の変形例                                                        |    |
| 【図 8 0】   | 実施の形態 4 の変調部の構成図                                                  |    |
| 【図 8 1】   | 処理を示すフロー図                                                         |    |
| 【図 8 2】   | B B F R A M E の長さ K ビットと確保される T m p P a d N u m の長さの関係を示す図        |    |
| 【図 8 3】   | 図 8 0 とは異なる変調部の構成図                                                |    |
| 【図 8 4】   | ビット列 5 0 1 ~ 8 0 0 3 のビット長を説明する図                                  | 30 |
| 【図 8 5】   | 受信装置のビット列復号部の例                                                    |    |
| 【図 8 6】   | ビット列調整部の入出力を説明する図                                                 |    |
| 【図 8 7】   | 受信装置のビット列復号部の例                                                    |    |
| 【図 8 8】   | 受信装置のビット列復号部の例                                                    |    |
| 【図 8 9】   | 実施の形態 6 の処理を概念的に説明する図                                             |    |
| 【図 9 0】   | 送信装置および受信装置の関係を示した図                                               |    |
| 【図 9 1】   | 送信側の変調部の構成の例                                                      |    |
| 【図 9 2】   | 各ビット列のビット長を示す図                                                    |    |
| 【図 9 3】   | 図 9 1 とは異なる送信側の変調部の構成図                                            |    |
| 【図 9 4】   | 各ビット列のビット長を示す図                                                    | 40 |
| 【図 9 5】   | 各ビット列のビット長を示す図                                                    |    |
| 【図 9 6】   | 受信装置のビット列復号部の例                                                    |    |
| 【図 9 7】   | プリコーディング関連の処理を行う部分の図                                              |    |
| 【図 9 8】   | プリコーディング関連の処理を行う部分の図                                              |    |
| 【図 9 9】   | 信号処理部の構成の一例                                                       |    |
| 【図 1 0 0】 | 二つのストリームを送信する場合の時間一周波数におけるフレーム構成の一例                               |    |
| 【図 1 0 1】 | (A) 出力される第 1 ビット列 5 0 3 の様子を示す図、(B) 出力される第 2 ビット列 5 7 0 3 の様子を示す図 |    |
| 【図 1 0 2】 | (A) 出力される第 1 ビット列 5 0 3 の様子を示す図、(B) 出力される第 2                      | 50 |

ビット列 5 7 0 3 の様子を示す図

【図 1 0 3】 (A) 出力される第 1 ビット列 5 0 3  $\Lambda$  の様子を示す図、 (B) 出力されるビット長調整後のビット列 7 3 0 3 の様子を示す図

【図 1 0 4】 (A) 出力される第 1 ビット列 5 0 3 ' (または、5 0 3  $\Lambda$ ) の様子を示す図、 (B) 出力されるビット長調整後のビット列 8 0 0 3 の様子を示す図

【図 1 0 5】 (A) 出力される N ビットの符号語 5 0 3 の様子を示す図、 (B) 出力される N - P u n N u m ビットのデータ列 9 1 0 2 の様子を示す図

【図 1 0 6】 フレーム構成の概要

【図 1 0 7】 同一時刻に 2 種類以上の信号が存在する例

【図 1 0 8】 送信装置の構成の一例

10

【図 1 0 9】 フレーム構成の例

【図 1 1 0】 受信装置の構成の例

【図 1 1 1】 I - Q 平面における 1 6 Q A M の信号点配置の例

【図 1 1 2】 I - Q 平面における 6 4 Q A M の信号点配置の例

【図 1 1 3】 I - Q 平面における 2 5 6 Q A M の信号点配置の例

【図 1 1 4】 I - Q 平面における 1 6 Q A M の信号点配置の例

【図 1 1 5】 I - Q 平面における 6 4 Q A M の信号点配置の例

【図 1 1 6】 I - Q 平面における 2 5 6 Q A M の信号点配置の例

【図 1 1 7】 送信装置の構成の一例

【図 1 1 8】 受信装置の構成の一例

20

【図 1 1 9】 I - Q 平面における 1 6 Q A M の信号点配置の例

【図 1 2 0】 I - Q 平面における 6 4 Q A M の信号点配置の例

【図 1 2 1】 I - Q 平面における 2 5 6 Q A M の信号点配置の例

【図 1 2 2】 送信装置の構成の一例

【図 1 2 3】 フレーム構成の一例

【図 1 2 4】 受信装置の構成の一例

【図 1 2 5】 送信装置の構成の一例

【図 1 2 6】 フレーム構成の一例

【図 1 2 7】 受信装置の構成の一例

【図 1 2 8】 時空間ブロック符号 (Space-Time Block Codes) を用いた伝送方法を説明する図

30

【図 1 2 9】 送信装置の構成の一例

【図 1 3 0】 送信装置の構成の一例

【図 1 3 1】 送信装置の構成の一例

【図 1 3 2】 送信装置の構成の一例

【図 1 3 3】 時空間ブロック符号 (Space-Time Block Codes) を用いた伝送方法を説明する図

【発明を実施するための形態】

【0 0 0 9】

以下では、本願発明の各実施の形態の説明に先立って、以降の各実施の形態で説明する発明が適用可能な送信方法及び受信方法と、それらを用いる送信装置及び受信装置の構成の一例について説明する。

40

(構成例 R 1)

図 5 は、基地局 (放送局、アクセスポイント等) の送信装置において、伝送方式を切り替えが可能としたときの、変調信号を生成する部分の構成の一例を示している。

【0 0 1 0】

本構成例では、切り替え可能な伝送方式の一つとして、2 つのストリームを送信する (M I M O (Multiple Input Multiple Output) 方式) 伝送方法があるものとする。

基地局 (放送局、アクセスポイント等) の送信装置が、二つのストリームを送信する場合の伝送方法について、図 5 を用いて説明する。

50

図5の符号化部502は、情報501および、制御信号512を入力とし、制御信号512に含まれる符号化率、符号長（ブロック長）の情報に基づき、符号化を行い、符号化後のデータ503を出力する。

#### 【0011】

マッピング部504は、符号化後のデータ503、制御信号512を入力とする。そして、制御信号512が、伝送方式として、二つのストリームを送信することを指定したものとする。加えて、制御信号512が二つのストリームの各変調方式として、変調方式 $\alpha$ と変調方式 $\beta$ を指定したものとする。なお、変調方式 $\alpha$ は $x$ ビットのデータを変調する変調方式、変調方式 $\beta$ は $y$ ビットのデータを変調する変調方式とする。（例えば16QAM（16 Quadrature Amplitude Modulation）の場合、4ビットのデータを変調する変調方式であり、64QAM（64 Quadrature Amplitude Modulation）の場合、6ビットのデータを変調する変調方式である。）

すると、マッピング部504は、 $x+y$ ビットのデータのうちの $x$ ビットのデータに対し、変調方式 $\alpha$ で変調し、ベースバンド信号 $s_1(t)$ （505A）を生成、出力し、また、残りの $y$ ビットのデータのデータに対し、変調方式 $\beta$ で変調し、ベースバンド信号 $s_2(t)$ （505B）を出力する。（なお、図5では、マッピング部を一つとしているが、これとは別の構成として、 $s_1(t)$ を生成するためのマッピング部と $s_2(t)$ を生成するためのマッピング部が別々に存在していてもよい。このとき、符号化後のデータ503は、 $s_1(t)$ を生成するためのマッピング部と $s_2(t)$ を生成するためのマッピング部に振り分けられることになる。）

なお、 $s_1(t)$ および $s_2(t)$ は複素数で表現され（ただし、複素数、実数、いずれであってもよい）、また、 $t$ は時間である。なお、OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）等のマルチキャリアを用いた伝送方式を用いている場合、 $s_1$ および $s_2$ は、 $s_1(f)$ および $s_2(f)$ のように周波数 $f$ の関数、または、 $s_1(t, f)$ および $s_2(t, f)$ のように時間 $t$ 、周波数 $f$ の関数と考えることもできる。

以降では、ベースバンド信号、プリコーディング行列、位相変更等を時間 $t$ の関数として説明しているが、周波数 $f$ の関数、時間 $t$ および周波数 $f$ の関数と考えてもよい。

したがって、ベースバンド信号、プリコーディング行列、位相変更等をシンボル番号 $i$ の関数として説明を進めている場合もあるが、この場合、時間 $t$ の関数、周波数 $f$ の関数、時間 $t$ および周波数 $f$ の関数と考えればよい。つまり、シンボル、ベースバンド信号を、時間軸方向で生成し、配置してもよいし、周波数軸方向で生成し、配置してもよい。また、シンボル、ベースバンド信号を、時間軸方向および周波数軸方向で生成し、配置してもよい。

#### 【0012】

パワー変更部506A（パワー調整部506A）は、ベースバンド信号 $s_1(t)$ （505A）、および、制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、実数 $P_1$ を設定し、 $P_1 \times s_1(t)$ をパワー変更後の信号507Aとして出力する。（なお、 $P_1$ を実数としているが、複素数であってもよい。）

同様に、パワー変更部506B（パワー調整部506B）は、ベースバンド信号 $s_2(t)$ （505B）、および、制御信号512を入力とし、実数 $P_2$ を設定し、 $P_2 \times s_2(t)$ をパワー変更後の信号507Bとして出力する。（なお、 $P_2$ を実数としているが、複素数であってもよい。）

重み付け合成部508は、パワー変更後の信号507A、パワー変更後の信号507B、および、制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、プリコーディング行列 $F$ （または $F(i)$ ）を設定する。スロット番号（シンボル番号）を $i$ とすると、重み付け合成部508は、以下の演算を行う。

#### 【0013】

【数 1】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} u_1(i) \\ u_2(i) \end{pmatrix} &= F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (R1) \\
 &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

10

【0014】

ここで、 $a(i)$ 、 $b(i)$ 、 $c(i)$ 、 $d(i)$ は、複素数で表現でき（実数であってもよい）、 $a(i)$ 、 $b(i)$ 、 $c(i)$ 、 $d(i)$ のうち、3つ以上が0（ゼロ）であってはならない。なお、プリコーディング行列は $i$ の関数であってもよいし、 $i$ の関数でなくてもよい。そして、プリコーディング行列が $i$ の関数のとき、プリコーディング行列がスロット番号（シンボル番号）により切り替わることになる。

【0015】

そして、重み付け合成部508は、式(R1)における $u_1(i)$ を重み付け合成後の信号509Aとして出力し、式(R1)における $u_2(i)$ を重み付け合成後の信号509Bとして出力する。

20

パワー変更部510Aは、重み付け合成後の信号509A( $u_1(i)$ )、および、制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、実数 $Q_1$ を設定し、 $Q_1 \times u_1(t)$ をパワー変更後の信号511A( $z_1(i)$ )として出力する。（なお、 $Q_1$ を実数としているが、複素数であってもよい。）

同様に、パワー変更部510Bは、重み付け合成後の信号509B( $u_2(i)$ )、および、制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、実数 $Q_2$ を設定し、 $Q_2 \times u_2(t)$ をパワー変更後の信号511B( $z_2(i)$ )として出力する。（なお、 $Q_2$ を実数としているが、複素数であってもよい。）

したがって、以下の式が成立する。

30

【0016】

【数 2】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (R2) \\
 &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

40

【0017】

次に、図5とは異なる二つのストリームを送信する場合の伝送方法について、図6を用いて説明する。なお、図6において、図5と同様に動作するものについては、同一符号を付している。

位相変更部501は、式(R1)における $u_2(i)$ を重み付け合成後の信号509Bおよび制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、式(R1)における $u_2(i)$ を重み付け合成後の信号509Bの位相を変更する。したがって、式(R1)におけ

50

る  $u_2(i)$  を重み付け合成後の信号 509B の位相を変更後の信号は、 $e^{j\theta(i)} \times u_2(i)$  とあらわされ、 $e^{j\theta(i)} \times u_2(i)$  が位相変更後の信号 602 として、位相変更部 601 は、出力する ( $j$  は虚数単位)。なお、変更する位相の値は、 $\theta(i)$  のように  $i$  の関数であることが特徴的な部分となる。

【0018】

そして、図 6 のパワー変更部 510A および 510B は、入力信号のパワー変更をそれぞれ行う。したがって、図 6 におけるパワー変更部 510A および 510B のそれぞれの出力  $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$  は、次式のようにあらわされる。

【0019】

10

【数 3】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (R3) \\ &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

20

【0020】

なお、式 (R3) を実現する方法として、図 6 と異なる構成として、図 7 がある。図 6 と図 7 の異なる点は、パワー変更部と位相変更部の順番が入れ替わっている点である。(パワー変更を行う、位相変更を行うという機能自身はかわらない。) このとき、 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$  は、次式のようにあらわされる。

【0021】

【数 4】

30

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (R4) \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

【0022】

40

なお、式 (R3) の  $z_1(i)$  と式 (R4) の  $z_1(i)$  は等しく、また、式 (R3) の  $z_2(i)$  と式 (R4) の  $z_2(i)$  も等しい。

式 (R3) および式 (R4) における変更する位相の値  $\theta(i)$  は、例えば、 $\theta(i+1) - \theta(i)$  が固定値となるように設定すると、直接波が支配的な電波伝搬環境において、受信装置は、良好なデータの受信品質が得られる可能性が高い。ただし、変更する位相の値  $\theta(i)$  の与え方は、この例に限ったものではない。

【0023】

図 8 は、図 5 から図 7 で得られた信号  $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$  に対し、施す信号処理部の構成の一例を示している。

挿入部 804A は、信号  $z_1(i)$  (801A)、パイロットシンボル 802A、制御

50

情報シンボル 803A、制御信号 512 を入力とし、制御信号 512 に含まれるフレーム構成にしたがって、信号（シンボル） $z_1(i)$ （801A）に、パイロットシンボル 802A、制御情報シンボル 803A を挿入し、フレーム構成にしたがった、変調信号 805A を出力する。

【0024】

なお、パイロットシンボル 802A、制御情報シンボル 803A は、BPSK (Binary Phase Shift Keying) や QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 等で変調されたシンボルである（他の変調方式を用いてもよい。）。

無線部 806A は、変調信号 805A および制御信号 512 を入力とし、制御信号 512 に基づき、変調信号 805A に対し、周波数変換、増幅等の処理を施し（OFDM 方式を用いているときは、逆フーリエ変換等の処理を行う。）、送信信号 807A を出力し、送信信号 807A はアンテナ 808A から電波として出力される。

10

【0025】

挿入部 804B は、信号  $z_2(i)$ （801B）、パイロットシンボル 802B、制御情報シンボル 803B、制御信号 512 を入力とし、制御信号 512 に含まれるフレーム構成にしたがって、信号（シンボル） $z_2(i)$ （801B）に、パイロットシンボル 802B、制御情報シンボル 803B を挿入し、フレーム構成にしたがった、変調信号 805B を出力する。

【0026】

なお、パイロットシンボル 802B、制御情報シンボル 803B は、BPSK (Binary Phase Shift Keying) や QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 等で変調されたシンボルである（他の変調方式を用いてもよい。）。

20

無線部 806B は、変調信号 805B および制御信号 512 を入力とし、制御信号 512 に基づき、変調信号 805B に対し、周波数変換、増幅等の処理を施し（OFDM 方式を用いているときは、逆フーリエ変換等の処理を行う。）、送信信号 807B を出力し、送信信号 807B はアンテナ 808B から電波として出力される。

【0027】

ここで、信号  $z_1(i)$ （801A）と信号  $z_2(i)$ （801B）において、 $i$  が同一番号の信号  $z_1(i)$ （801A）と信号  $z_2(i)$ （801B）は、同一（共通）の周波数を同一時間にそれぞれ異なるアンテナから送信されることになる。（つまり、MIMO 方式を用いた伝送方法となる。）

30

また、パイロットシンボル 802A およびパイロットシンボル 802B は、受信装置において、信号検出、周波数オフセットの推定、ゲインコントロール、チャネル推定等を行うためのシンボルであり、ここでは、パイロットシンボルと名付けているが、リファレンスシンボル等、別の呼び方をしてもよい。

【0028】

そして、制御情報シンボル 803A および制御情報シンボル 803B は、送信装置が用いた変調方式の情報、伝送方式の情報、プリコーディング方式の情報、誤り訂正符号方式の情報、誤り訂正符号の符号化率の情報、誤り訂正符号のブロック長（符号長）の情報等を、受信装置に伝送するためのシンボルである。なお、制御情報シンボル 803A および制御情報シンボル 803B の一方のみで、制御情報シンボルを送信してもよい。

40

【0029】

図 9 は、二つのストリームを送信する場合の時間一周波数におけるフレーム構成の一例を示している。図 9 において、横軸周波数、縦軸時間であり、一例として、キャリア 1 からキャリア 38、時間 \$1 から時間 \$11 のシンボルの構成を示している。

図 9 は、図 8 のアンテナ 806A から送信する送信信号のフレーム構成とアンテナ 808B から送信する送信信号のフレームを同時に示している。

【0030】

図 9 において、図 8 のアンテナ 806A から送信する送信信号のフレームの場合、データシンボルは、信号（シンボル） $z_1(i)$  に相当する。そして、パイロットシンボルは

50

、パイロットシンボル 802A に相当する。

図 9 において、図 8 のアンテナ 806B から送信する送信信号のフレームの場合、データシンボルは、信号 (シンボル)  $z_2(i)$  に相当する。そして、パイロットシンボルは、パイロットシンボル 802B に相当する。

#### 【0031】

(したがって、上述でも説明したように、信号  $z_1(i)$  (801A) と信号  $z_2(i)$  (801B) において、 $i$  が同一番号の信号  $z_1(i)$  (801A) と信号  $z_2(i)$  (801B) は、同一 (共通) の周波数を同一時間にそれぞれ異なるアンテナから送信されることになる。また、パイロットシンボルの構成は、図 9 に限ったものではなく、例えば、パイロットシンボルの時間間隔、周波数間隔は、図 9 に限ったものではない。そして、図 9 では、図 8 のアンテナ 806A および図 8 のアンテナ 806B から、同一時刻、同一周波数 (同一 (サブ) キャリア) にパイロットシンボルが送信されるフレーム構成としているが、これに限ったものではなく、例えば、時間 A、周波数 a ((サブ) キャリア a) において、図 8 のアンテナ 806A にパイロットシンボルを配置し、時間 A、周波数 a ((サブ) キャリア a) において、図 8 のアンテナ 806B にはシンボルを配置しないとし、時間 B、周波数 b ((サブ) キャリア b) において、図 8 のアンテナ 806A にシンボルを配置しないとし、時間 B、周波数 b ((サブ) キャリア b) において、図 8 のアンテナ 806B にパイロットシンボルを配置する、とする構成としてもよい。

#### 【0032】

なお、図 9 では、データシンボルとパイロットシンボルしか記述していないが、他のシンボル、例えば、制御情報シンボル等のシンボルがフレームに含まれていてもよい。

図 5 から図 7 において、パワー変更部の一部 (または、すべて) が存在する場合を例に説明したが、パワー変更部の一部がない場合も考えられる。

例えば、図 5 において、パワー変更部 506A (パワー調整部 506A)、パワー変更部 506B (パワー調整部 506B) が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

#### 【0033】

##### 【数 5】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots (R5)$$

#### 【0034】

また、図 5 において、パワー変更部 510A (パワー調整部 510A)、パワー変更部 510B (パワー調整部 510B) が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

#### 【0035】

##### 【数 6】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots (R6)$$

#### 【0036】

また、図 5 において、パワー変更部 506A (パワー調整部 506A)、パワー変更部 506B (パワー調整部 506B)、パワー変更部 510A (パワー調整部 510A)、パワー変更部 510B (パワー調整部 510B) が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。



$z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

【0037】

【数7】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \quad (R7)$$

【0038】

10

また、図6または図7において、パワー変更部506A（パワー調整部506A）、パワー変更部506B（パワー調整部506B）が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

【0039】

【数8】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \quad (R8) \end{aligned}$$

20

【0040】

また、図6または図7において、パワー変更部510A（パワー調整部510A）、パワー変更部510B（パワー調整部510B）が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

【0041】

30

【数9】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \quad (R9)$$

【0042】

また、図6または図7において、パワー変更部506A（パワー調整部506A）、パワー変更部506B（パワー調整部506B）、パワー変更部510A（パワー調整部510A）、パワー変更部510B（パワー調整部510B）が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

40

【0043】

【数10】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \quad (R10)$$

## 【0044】

次に、ベースバンド信号  $s_1(t)$  (505A) ベースバンド信号  $s_2(t)$  (505B) を生成するための変調方式のマッピング方法の例として、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMのマッピング方法について説明する。

QPSKのマッピング方法について説明する。図1は、同相I－直交Q平面におけるQPSKの信号点配置の例を示している。なお、図1において、4つの○がQPSKの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

## 【0045】

10

QPSKの4つの信号点(図1の「○」が信号点である。)の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、 $(w_q, w_q)$ 、 $(-w_q, w_q)$ 、 $(w_q, -w_q)$ 、 $(-w_q, -w_q)$ となる( $w_q$ は0より大きい実数となる。)

ここで、送信するビット(入力ビット)を $b_0$ 、 $b_1$ とする。例えば、送信するビットが $(b_0, b_1) = (0, 0)$ の場合、図1における信号点501にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分をI、直交成分をQとすると、 $(I, Q) = (w_q, w_q)$ となる。

## 【0046】

つまり、送信するビット( $b_0$ 、 $b_1$ )に基づき、(QPSK変調時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qが決定される。なお、 $b_0$   $b_1$ のセット(0 0～1 1)と信号点の座標の関係の一例は図1のとおりである。QPSKの4つの信号点(図1の「○」) $(w_q, w_q)$ 、 $(-w_q, w_q)$ 、 $(w_q, -w_q)$ 、 $(-w_q, -w_q)$ の直下に $b_0$   $b_1$ のセット0 0～1 1の値が示されている。 $b_0$   $b_1$ のセット0 0～1 1の直上の信号点(「○」)の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、QPSK時の $b_0$   $b_1$ のセット(0 0～1 1)と信号点の座標の関係は、図1に限ったものではない。そして、(QPSK変調時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、ベースバンド信号( $s_1(t)$ または $s_2(t)$ )となる。

20

## 【0047】

30

16QAMのマッピング方法について説明する。図2は、同相I－直交Q平面における16QAMの信号点配置の例を示している。なお、図2において、16個の○が16QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

## 【0048】

16QAMの16個の信号点(図2の「○」が信号点である。)の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、 $(3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(3w_{16}, w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(w_{16}, w_{16})$ 、 $(w_{16}, -w_{16})$ 、 $(w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ となる( $w_{16}$ は0より大きい実数となる。)

40

## 【0049】

ここで、送信するビット(入力ビット)を $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ とする。例えば、送信するビットが $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の場合、図2における信号点201にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分をI、直交成分をQとすると、 $(I, Q) = (3w_{16}, 3w_{16})$ となる。

つまり、送信するビット( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ )に基づき、(16QAM時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qが決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$

50

1、b 2、b 3のセット(0 0 0 0～1 1 1 1)と信号点の座標の関係の一例は図2の  
 おりである。1 6 Q A Mの1 6個の信号点(図2の「○」)( $3w_{16}, 3w_{16}$ )、( $3w_{16}, w_{16}$ )、( $3w_{16}, -w_{16}$ )、( $3w_{16}, -3w_{16}$ )、( $w_{16}, 3w_{16}$ )、( $w_{16}, w_{16}$ )、( $w_{16}, -w_{16}$ )、( $w_{16}, -3w_{16}$ )、( $-w_{16}, 3w_{16}$ )、( $-w_{16}, w_{16}$ )、( $-w_{16}, -w_{16}$ )、( $-w_{16}, -3w_{16}$ )、( $-3w_{16}, 3w_{16}$ )、( $-3w_{16}, w_{16}$ )、( $-3w_{16}, -w_{16}$ )、( $-3w_{16}, -3w_{16}$ )の直下にb 0、b 1、b 2、b 3のセット0 0 0 0  
 0～1 1 1 1の値が示されている。b 0、b 1、b 2、b 3のセット0 0 0 0～1 1 1 1  
 の直上の信号点(「○」)の同相Iー直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング  
 後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、1 6 Q A M時のb 0  
 、b 1、b 2、b 3のセット(0 0 0 0～1 1 1 1)と信号点の座標の関係は、図2に限  
 ったものではない。そして、(1 6 Q A M時の)マッピング後のベースバンド信号の同相  
 成分I、直交成分Qを複素表現した値が、ベースバンド信号( $s_1(t)$ または $s_2(t)$   
 ))となる。

10

### 【0 0 5 0】

6 4 Q A Mのマッピング方法について説明する。図3は、同相Iー直交Q平面における  
 6 4 Q A Mの信号点配置の例を示している。なお、図3において、6 4個の○が6 4 Q A  
 Mの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

6 4 Q A Mの6 4個の信号点(図3の「○」が信号点である。)の同相Iー直交Q平面  
 におけるそれぞれの座標は、

20

( $7w_{64}, 7w_{64}$ )、( $7w_{64}, 5w_{64}$ )、( $7w_{64}, 3w_{64}$ )、( $7w_{64}, w_{64}$ )、( $7w_{64}, -w_{64}$ )、( $7w_{64}, -3w_{64}$ )、( $7w_{64}, -5w_{64}$ )、( $7w_{64}, -7w_{64}$ )

( $5w_{64}, 7w_{64}$ )、( $5w_{64}, 5w_{64}$ )、( $5w_{64}, 3w_{64}$ )、( $5w_{64}, w_{64}$ )、( $5w_{64}, -w_{64}$ )、( $5w_{64}, -3w_{64}$ )、( $5w_{64}, -5w_{64}$ )、( $5w_{64}, -7w_{64}$ )

( $3w_{64}, 7w_{64}$ )、( $3w_{64}, 5w_{64}$ )、( $3w_{64}, 3w_{64}$ )、( $3w_{64}, w_{64}$ )、( $3w_{64}, -w_{64}$ )、( $3w_{64}, -3w_{64}$ )、( $3w_{64}, -5w_{64}$ )、( $3w_{64}, -7w_{64}$ )

( $w_{64}, 7w_{64}$ )、( $w_{64}, 5w_{64}$ )、( $w_{64}, 3w_{64}$ )、( $w_{64}, w_{64}$ )、( $w_{64}, -w_{64}$ )、( $w_{64}, -3w_{64}$ )、( $w_{64}, -5w_{64}$ )、( $w_{64}, -7w_{64}$ )

30

( $-w_{64}, 7w_{64}$ )、( $-w_{64}, 5w_{64}$ )、( $-w_{64}, 3w_{64}$ )、( $-w_{64}, w_{64}$ )、( $-w_{64}, -w_{64}$ )、( $-w_{64}, -3w_{64}$ )、( $-w_{64}, -5w_{64}$ )、( $-w_{64}, -7w_{64}$ )

( $-3w_{64}, 7w_{64}$ )、( $-3w_{64}, 5w_{64}$ )、( $-3w_{64}, 3w_{64}$ )、( $-3w_{64}, w_{64}$ )、( $-3w_{64}, -w_{64}$ )、( $-3w_{64}, -3w_{64}$ )、( $-3w_{64}, -5w_{64}$ )、( $-3w_{64}, -7w_{64}$ )

( $-5w_{64}, 7w_{64}$ )、( $-5w_{64}, 5w_{64}$ )、( $-5w_{64}, 3w_{64}$ )、( $-5w_{64}, w_{64}$ )、( $-5w_{64}, -w_{64}$ )、( $-5w_{64}, -3w_{64}$ )、( $-5w_{64}, -5w_{64}$ )、( $-5w_{64}, -7w_{64}$ )

40

( $-7w_{64}, 7w_{64}$ )、( $-7w_{64}, 5w_{64}$ )、( $-7w_{64}, 3w_{64}$ )、( $-7w_{64}, w_{64}$ )、( $-7w_{64}, -w_{64}$ )、( $-7w_{64}, -3w_{64}$ )、( $-7w_{64}, -5w_{64}$ )、( $-7w_{64}, -7w_{64}$ )

となる( $w_{64}$ は0より大きい実数となる。))。

### 【0 0 5 1】

ここで、送信するビット(入力ビット)をb 0、b 1、b 2、b 3、b 4、b 5とする  
 。例えば、送信するビットが(b 0、b 1、b 2、b 3、b 4、b 5)=(0、0、0、  
 0、0、0)の場合、図3における信号点3 0 1にマッピングされ、マッピング後のベー  
 ースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、ベースバンド信号( $s_1(t)$ または $s_2(t)$   
 ))となる。

50

スバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (7w_{64}, 7w_{64})$  となる。

#### 【0052】

つまり、送信するビット ( $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$ ) に基づき、(64QAM時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$  のセット (000000~111111) と信号点の座標の関係の一例は図3のとおりである。64QAMの64個の信号点 (図3の「○」)  $(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$

10

$(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$

$(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$

$(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

20

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$

$(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$

$(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$

$(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$  の直下に  $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$  のセット 000000~111111 の値が示されている。

30

$b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$  のセット 000000~111111 の直上の信号点 (「○」) の同相  $I$  - 直交  $Q$  平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$  および直交成分  $Q$  となる。なお、64QAM時の  $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$  のセット (000000~111111) と信号点の座標の関係は、図3に限ったものではない。そして、(64QAM時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  を複素表現した値が、ベースバンド信号 ( $s_1(t)$  または  $s_2(t)$ ) となる。

40

#### 【0053】

256QAMのマッピング方法について説明する。図4は、同相  $I$  - 直交  $Q$  平面における256QAMの信号点配置の例を示している。なお、図4において、256個の○が256QAMの信号点である。

256QAMの256個の信号点 (図4の「○」が信号点である。) の同相  $I$  - 直交  $Q$  平面におけるそれぞれの座標は、

$(15w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(15w_{256}, w_{256})$ 、

50

$(15w_{256}, -15w_{256}), (15w_{256}, -13w_{256}), (15w_{256}, -11w_{256}), (15w_{256}, -9w_{256}), (15w_{256}, -7w_{256}), (15w_{256}, -5w_{256}), (15w_{256}, -3w_{256}), (15w_{256}, -w_{256}),$

$(13w_{256}, 15w_{256}), (13w_{256}, 13w_{256}), (13w_{256}, 11w_{256}), (13w_{256}, 9w_{256}), (13w_{256}, 7w_{256}), (13w_{256}, 5w_{256}), (13w_{256}, 3w_{256}), (13w_{256}, w_{256}),$

$(13w_{256}, -15w_{256}), (13w_{256}, -13w_{256}), (13w_{256}, -11w_{256}), (13w_{256}, -9w_{256}), (13w_{256}, -7w_{256}), (13w_{256}, -5w_{256}), (13w_{256}, -3w_{256}), (13w_{256}, -w_{256}),$  10

$(11w_{256}, 15w_{256}), (11w_{256}, 13w_{256}), (11w_{256}, 11w_{256}), (11w_{256}, 9w_{256}), (11w_{256}, 7w_{256}), (11w_{256}, 5w_{256}), (11w_{256}, 3w_{256}), (11w_{256}, w_{256}),$

$(11w_{256}, -15w_{256}), (11w_{256}, -13w_{256}), (11w_{256}, -11w_{256}), (11w_{256}, -9w_{256}), (11w_{256}, -7w_{256}), (11w_{256}, -5w_{256}), (11w_{256}, -3w_{256}), (11w_{256}, -w_{256}),$  20

$(9w_{256}, 15w_{256}), (9w_{256}, 13w_{256}), (9w_{256}, 11w_{256}), (9w_{256}, 9w_{256}), (9w_{256}, 7w_{256}), (9w_{256}, 5w_{256}), (9w_{256}, 3w_{256}), (9w_{256}, w_{256}),$

$(9w_{256}, -15w_{256}), (9w_{256}, -13w_{256}), (9w_{256}, -11w_{256}), (9w_{256}, -9w_{256}), (9w_{256}, -7w_{256}), (9w_{256}, -5w_{256}), (9w_{256}, -3w_{256}), (9w_{256}, -w_{256}),$  30

$(7w_{256}, 15w_{256}), (7w_{256}, 13w_{256}), (7w_{256}, 11w_{256}), (7w_{256}, 9w_{256}), (7w_{256}, 7w_{256}), (7w_{256}, 5w_{256}), (7w_{256}, 3w_{256}), (7w_{256}, w_{256}),$

$(7w_{256}, -15w_{256}), (7w_{256}, -13w_{256}), (7w_{256}, -11w_{256}), (7w_{256}, -9w_{256}), (7w_{256}, -7w_{256}), (7w_{256}, -5w_{256}), (7w_{256}, -3w_{256}), (7w_{256}, -w_{256}),$

$(5w_{256}, 15w_{256}), (5w_{256}, 13w_{256}), (5w_{256}, 11w_{256}), (5w_{256}, 9w_{256}), (5w_{256}, 7w_{256}), (5w_{256}, 5w_{256}), (5w_{256}, 3w_{256}), (5w_{256}, w_{256}),$  40

$(5w_{256}, -15w_{256}), (5w_{256}, -13w_{256}), (5w_{256}, -11w_{256}), (5w_{256}, -9w_{256}), (5w_{256}, -7w_{256}), (5w_{256}, -5w_{256}), (5w_{256}, -3w_{256}), (5w_{256}, -w_{256}),$

$(3w_{256}, 15w_{256}), (3w_{256}, 13w_{256}), (3w_{256}, 11w_{256}), (3w_{256}, 9w_{256}), (3w_{256}, 7w_{256}), (3w_{256}, 5w_{256}), (3w_{256}, 3w_{256}), (3w_{256}, w_{256}),$  50

$(3w_{256}, -15w_{256}), (3w_{256}, -13w_{256}), (3w_{256}, -11w_{256}), (3w_{256}, -9w_{256}), (3w_{256}, -7w_{256}), (3w_{256}, -5w_{256}), (3w_{256}, -3w_{256}), (3w_{256}, -w_{256})$ 、

$(w_{256}, 15w_{256}), (w_{256}, 13w_{256}), (w_{256}, 11w_{256}), (w_{256}, 9w_{256}), (w_{256}, 7w_{256}), (w_{256}, 5w_{256}), (w_{256}, 3w_{256}), (w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(w_{256}, -15w_{256}), (w_{256}, -13w_{256}), (w_{256}, -11w_{256}), (w_{256}, -9w_{256}), (w_{256}, -7w_{256}), (w_{256}, -5w_{256}), (w_{256}, -3w_{256}), (w_{256}, -w_{256})$ 、

10

$(-15w_{256}, 15w_{256}), (-15w_{256}, 13w_{256}), (-15w_{256}, 11w_{256}), (-15w_{256}, 9w_{256}), (-15w_{256}, 7w_{256}), (-15w_{256}, 5w_{256}), (-15w_{256}, 3w_{256}), (-15w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-15w_{256}, -15w_{256}), (-15w_{256}, -13w_{256}), (-15w_{256}, -11w_{256}), (-15w_{256}, -9w_{256}), (-15w_{256}, -7w_{256}), (-15w_{256}, -5w_{256}), (-15w_{256}, -3w_{256}), (-15w_{256}, -w_{256})$ 、

20

$(-13w_{256}, 15w_{256}), (-13w_{256}, 13w_{256}), (-13w_{256}, 11w_{256}), (-13w_{256}, 9w_{256}), (-13w_{256}, 7w_{256}), (-13w_{256}, 5w_{256}), (-13w_{256}, 3w_{256}), (-13w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-13w_{256}, -15w_{256}), (-13w_{256}, -13w_{256}), (-13w_{256}, -11w_{256}), (-13w_{256}, -9w_{256}), (-13w_{256}, -7w_{256}), (-13w_{256}, -5w_{256}), (-13w_{256}, -3w_{256}), (-13w_{256}, -w_{256})$ 、

30

$(-11w_{256}, 15w_{256}), (-11w_{256}, 13w_{256}), (-11w_{256}, 11w_{256}), (-11w_{256}, 9w_{256}), (-11w_{256}, 7w_{256}), (-11w_{256}, 5w_{256}), (-11w_{256}, 3w_{256}), (-11w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-11w_{256}, -15w_{256}), (-11w_{256}, -13w_{256}), (-11w_{256}, -11w_{256}), (-11w_{256}, -9w_{256}), (-11w_{256}, -7w_{256}), (-11w_{256}, -5w_{256}), (-11w_{256}, -3w_{256}), (-11w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-9w_{256}, 15w_{256}), (-9w_{256}, 13w_{256}), (-9w_{256}, 11w_{256}), (-9w_{256}, 9w_{256}), (-9w_{256}, 7w_{256}), (-9w_{256}, 5w_{256}), (-9w_{256}, 3w_{256}), (-9w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-9w_{256}, -15w_{256}), (-9w_{256}, -13w_{256}), (-9w_{256}, -11w_{256}), (-9w_{256}, -9w_{256}), (-9w_{256}, -7w_{256}), (-9w_{256}, -5w_{256}), (-9w_{256}, -3w_{256}), (-9w_{256}, -w_{256})$ 、

40

$(-7w_{256}, 15w_{256}), (-7w_{256}, 13w_{256}), (-7w_{256}, 11w_{256}), (-7w_{256}, 9w_{256}), (-7w_{256}, 7w_{256}), (-7w_{256}, 5w_{256}), (-7w_{256}, 3w_{256}), (-7w_{256}, w_{256})$ 、

50

$-7w_{256}, 5w_{256})、(-7w_{256}, 3w_{256})、(-7w_{256}, w_{256})、$

$(-7w_{256}, -15w_{256})、(-7w_{256}, -13w_{256})、(-7w_{256}, -11w_{256})、(-7w_{256}, -9w_{256})、(-7w_{256}, -7w_{256})、(-7w_{256}, -5w_{256})、(-7w_{256}, -3w_{256})、(-7w_{256}, -w_{256})、$

$(-5w_{256}, 15w_{256})、(-5w_{256}, 13w_{256})、(-5w_{256}, 11w_{256})、(-5w_{256}, 9w_{256})、(-5w_{256}, 7w_{256})、(-5w_{256}, 5w_{256})、(-5w_{256}, 3w_{256})、(-5w_{256}, w_{256})、$

$(-5w_{256}, -15w_{256})、(-5w_{256}, -13w_{256})、(-5w_{256}, -11w_{256})、(-5w_{256}, -9w_{256})、(-5w_{256}, -7w_{256})、(-5w_{256}, -5w_{256})、(-5w_{256}, -3w_{256})、(-5w_{256}, -w_{256})、$

$(-3w_{256}, 15w_{256})、(-3w_{256}, 13w_{256})、(-3w_{256}, 11w_{256})、(-3w_{256}, 9w_{256})、(-3w_{256}, 7w_{256})、(-3w_{256}, 5w_{256})、(-3w_{256}, 3w_{256})、(-3w_{256}, w_{256})、$

$(-3w_{256}, -15w_{256})、(-3w_{256}, -13w_{256})、(-3w_{256}, -11w_{256})、(-3w_{256}, -9w_{256})、(-3w_{256}, -7w_{256})、(-3w_{256}, -5w_{256})、(-3w_{256}, -3w_{256})、(-3w_{256}, -w_{256})、$

$(-w_{256}, 15w_{256})、(-w_{256}, 13w_{256})、(-w_{256}, 11w_{256})、(-w_{256}, 9w_{256})、(-w_{256}, 7w_{256})、(-w_{256}, 5w_{256})、(-w_{256}, 3w_{256})、(-w_{256}, w_{256})、$

$(-w_{256}, -15w_{256})、(-w_{256}, -13w_{256})、(-w_{256}, -11w_{256})、(-w_{256}, -9w_{256})、(-w_{256}, -7w_{256})、(-w_{256}, -5w_{256})、(-w_{256}, -3w_{256})、(-w_{256}, -w_{256})、$

、となる( $w_{256}$ は0より大きい実数となる。)。

#### 【0054】

ここで、送信するビット(入力ビット)を $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$ とする。例えば、送信するビットが( $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$ )=(0、0、0、0、0、0、0、0)の場合、図4における信号点401にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分をI、直交成分をQとすると、 $(I, Q) = (15w_{256}, 15w_{256})$ となる。

#### 【0055】

つまり、送信するビット( $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$ )に基づき、(256QAM時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qが決定される。なお、 $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$ のセット(00000000~11111111)と信号点の座標の関係の一例は図4のとおりである。256QAMの256個の信号点(図4の「○」)

$(15w_{256}, 15w_{256})、(15w_{256}, 13w_{256})、(15w_{256}, 11w_{256})、(15w_{256}, 9w_{256})、(15w_{256}, 7w_{256})、(15w_{256}, 5w_{256})、(15w_{256}, 3w_{256})、(15w_{256}, w_{256})、$

10

20

30

40

50

$(15w_{256}, -15w_{256}), (15w_{256}, -13w_{256}), (15w_{256}, -11w_{256}), (15w_{256}, -9w_{256}), (15w_{256}, -7w_{256}), (15w_{256}, -5w_{256}), (15w_{256}, -3w_{256}), (15w_{256}, -w_{256}),$

$(13w_{256}, 15w_{256}), (13w_{256}, 13w_{256}), (13w_{256}, 11w_{256}), (13w_{256}, 9w_{256}), (13w_{256}, 7w_{256}), (13w_{256}, 5w_{256}), (13w_{256}, 3w_{256}), (13w_{256}, w_{256}),$

$(13w_{256}, -15w_{256}), (13w_{256}, -13w_{256}), (13w_{256}, -11w_{256}), (13w_{256}, -9w_{256}), (13w_{256}, -7w_{256}), (13w_{256}, -5w_{256}), (13w_{256}, -3w_{256}), (13w_{256}, -w_{256}),$  10

$(11w_{256}, 15w_{256}), (11w_{256}, 13w_{256}), (11w_{256}, 11w_{256}), (11w_{256}, 9w_{256}), (11w_{256}, 7w_{256}), (11w_{256}, 5w_{256}), (11w_{256}, 3w_{256}), (11w_{256}, w_{256}),$

$(11w_{256}, -15w_{256}), (11w_{256}, -13w_{256}), (11w_{256}, -11w_{256}), (11w_{256}, -9w_{256}), (11w_{256}, -7w_{256}), (11w_{256}, -5w_{256}), (11w_{256}, -3w_{256}), (11w_{256}, -w_{256}),$  20

$(9w_{256}, 15w_{256}), (9w_{256}, 13w_{256}), (9w_{256}, 11w_{256}), (9w_{256}, 9w_{256}), (9w_{256}, 7w_{256}), (9w_{256}, 5w_{256}), (9w_{256}, 3w_{256}), (9w_{256}, w_{256}),$

$(9w_{256}, -15w_{256}), (9w_{256}, -13w_{256}), (9w_{256}, -11w_{256}), (9w_{256}, -9w_{256}), (9w_{256}, -7w_{256}), (9w_{256}, -5w_{256}), (9w_{256}, -3w_{256}), (9w_{256}, -w_{256}),$  30

$(7w_{256}, 15w_{256}), (7w_{256}, 13w_{256}), (7w_{256}, 11w_{256}), (7w_{256}, 9w_{256}), (7w_{256}, 7w_{256}), (7w_{256}, 5w_{256}), (7w_{256}, 3w_{256}), (7w_{256}, w_{256}),$

$(7w_{256}, -15w_{256}), (7w_{256}, -13w_{256}), (7w_{256}, -11w_{256}), (7w_{256}, -9w_{256}), (7w_{256}, -7w_{256}), (7w_{256}, -5w_{256}), (7w_{256}, -3w_{256}), (7w_{256}, -w_{256}),$

$(5w_{256}, 15w_{256}), (5w_{256}, 13w_{256}), (5w_{256}, 11w_{256}), (5w_{256}, 9w_{256}), (5w_{256}, 7w_{256}), (5w_{256}, 5w_{256}), (5w_{256}, 3w_{256}), (5w_{256}, w_{256}),$  40

$(5w_{256}, -15w_{256}), (5w_{256}, -13w_{256}), (5w_{256}, -11w_{256}), (5w_{256}, -9w_{256}), (5w_{256}, -7w_{256}), (5w_{256}, -5w_{256}), (5w_{256}, -3w_{256}), (5w_{256}, -w_{256}),$

$(3w_{256}, 15w_{256}), (3w_{256}, 13w_{256}), (3w_{256}, 11w_{256}), (3w_{256}, 9w_{256}), (3w_{256}, 7w_{256}), (3w_{256}, 5w_{256}), (3w_{256}, 3w_{256}), (3w_{256}, w_{256}),$  50



$(3w_{256}, -15w_{256}), (3w_{256}, -13w_{256}), (3w_{256}, -11w_{256}), (3w_{256}, -9w_{256}), (3w_{256}, -7w_{256}), (3w_{256}, -5w_{256}), (3w_{256}, -3w_{256}), (3w_{256}, -w_{256})$ 、

$(w_{256}, 15w_{256}), (w_{256}, 13w_{256}), (w_{256}, 11w_{256}), (w_{256}, 9w_{256}), (w_{256}, 7w_{256}), (w_{256}, 5w_{256}), (w_{256}, 3w_{256}), (w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(w_{256}, -15w_{256}), (w_{256}, -13w_{256}), (w_{256}, -11w_{256}), (w_{256}, -9w_{256}), (w_{256}, -7w_{256}), (w_{256}, -5w_{256}), (w_{256}, -3w_{256}), (w_{256}, -w_{256})$ 、

10

$(-15w_{256}, 15w_{256}), (-15w_{256}, 13w_{256}), (-15w_{256}, 11w_{256}), (-15w_{256}, 9w_{256}), (-15w_{256}, 7w_{256}), (-15w_{256}, 5w_{256}), (-15w_{256}, 3w_{256}), (-15w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-15w_{256}, -15w_{256}), (-15w_{256}, -13w_{256}), (-15w_{256}, -11w_{256}), (-15w_{256}, -9w_{256}), (-15w_{256}, -7w_{256}), (-15w_{256}, -5w_{256}), (-15w_{256}, -3w_{256}), (-15w_{256}, -w_{256})$ 、

20

$(-13w_{256}, 15w_{256}), (-13w_{256}, 13w_{256}), (-13w_{256}, 11w_{256}), (-13w_{256}, 9w_{256}), (-13w_{256}, 7w_{256}), (-13w_{256}, 5w_{256}), (-13w_{256}, 3w_{256}), (-13w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-13w_{256}, -15w_{256}), (-13w_{256}, -13w_{256}), (-13w_{256}, -11w_{256}), (-13w_{256}, -9w_{256}), (-13w_{256}, -7w_{256}), (-13w_{256}, -5w_{256}), (-13w_{256}, -3w_{256}), (-13w_{256}, -w_{256})$ 、

30

$(-11w_{256}, 15w_{256}), (-11w_{256}, 13w_{256}), (-11w_{256}, 11w_{256}), (-11w_{256}, 9w_{256}), (-11w_{256}, 7w_{256}), (-11w_{256}, 5w_{256}), (-11w_{256}, 3w_{256}), (-11w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-11w_{256}, -15w_{256}), (-11w_{256}, -13w_{256}), (-11w_{256}, -11w_{256}), (-11w_{256}, -9w_{256}), (-11w_{256}, -7w_{256}), (-11w_{256}, -5w_{256}), (-11w_{256}, -3w_{256}), (-11w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-9w_{256}, 15w_{256}), (-9w_{256}, 13w_{256}), (-9w_{256}, 11w_{256}), (-9w_{256}, 9w_{256}), (-9w_{256}, 7w_{256}), (-9w_{256}, 5w_{256}), (-9w_{256}, 3w_{256}), (-9w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-9w_{256}, -15w_{256}), (-9w_{256}, -13w_{256}), (-9w_{256}, -11w_{256}), (-9w_{256}, -9w_{256}), (-9w_{256}, -7w_{256}), (-9w_{256}, -5w_{256}), (-9w_{256}, -3w_{256}), (-9w_{256}, -w_{256})$ 、

40

$(-7w_{256}, 15w_{256}), (-7w_{256}, 13w_{256}), (-7w_{256}, 11w_{256}), (-7w_{256}, 9w_{256}), (-7w_{256}, 7w_{256}), (-7w_{256}, 5w_{256}), (-7w_{256}, 3w_{256}), (-7w_{256}, w_{256})$ 、

50

$-7w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-7w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-7w_{256}, w_{256})$ 、

$(-7w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-7w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-7w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-7w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-7w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-7w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-7w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-7w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-5w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, w_{256})$ 、

$(-5w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-5w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-3w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, w_{256})$ 、

$(-3w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-w_{256}, w_{256})$ 、

$(-w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -w_{256})$ 、

の直下に**b0**、**b1**、**b2**、**b3**、**b4**、**b5**、**b6**、**b7**のセット**00000000**～**11111111**の値が示されている。**b0**、**b1**、**b2**、**b3**、**b4**、**b5**、**b6**、**b7**のセット**00000000**～**11111111**の直上の信号点（「○」）の同相I一直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。

なお、256QAM時の**b0**、**b1**、**b2**、**b3**、**b4**、**b5**、**b6**、**b7**のセット（**00000000**～**11111111**）と信号点の座標の関係は、図4に限ったものではない。そして、（256QAM時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、ベースバンド信号（ $s_1(t)$ ）または $s_2(t)$ ）となる。

#### 【0056】

このとき、図5～図7のマッピング部504の出力であるベースバンド信号505A（ $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ））の平均電力とベースバンド信号505B（ $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ））平均電力を等しくするのが一般的となる。したがって、上述で説明したQPSKのマッピング方法のところで記載した係数 $w_q$ 、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ 、上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで

で記載した係数 $w_{256}$ に関して、以下の関係式が成立する。

【0057】

【数11】

$$w_q = \frac{z}{\sqrt{2}} \cdots (R11)$$

【0058】

【数12】

$$w_{16} = \frac{z}{\sqrt{10}} \cdots (R12)$$

10

【0059】

【数13】

$$w_{64} = \frac{z}{\sqrt{42}} \cdots (R13)$$

【0060】

【数14】

$$w_{256} = \frac{z}{\sqrt{170}} \cdots (R14)$$

20

【0061】

DVB規格では、MIMO伝送方法において、2本のアンテナから、変調信号#1、変調信号#2を送信する際、変調信号#1の送信平均電力と変調信号#2の送信平均電力を異なるように設定する場合が存在する。一例として、上述において、式(R2)、式(R3)、式(R4)、式(R5)、式(R8)の場合において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合となる。

30

さらに具体的な例として、以下を考える。

【0062】

<1>式(R2)において、プリコーディング行列 $F$ （または、 $F(i)$ ）が以下のいずれかの式であらわされる場合。

【0063】

【数15】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式(R15)}$$

40

【0064】

または、

【0065】

【数16】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式(R16)}$$

50

【0066】

または、

【0067】

【数17】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R17)}$$

【0068】

または、

【0069】

【数18】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R18)}$$

【0070】

または、

【0071】

【数19】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \\ \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R19)}$$

【0072】

または、

【0073】

【数20】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R20)}$$

【0074】

または、

【0075】

【数21】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \\ \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R21)}$$

【0076】

または、

【0077】

【数22】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R22)}$$

【0078】

なお、式 (R 1 5)、式 (R 1 6)、式 (R 1 7)、式 (R 1 8)、式 (R 1 9)、式 (R 2 0)、式 (R 2 1)、式 (R 2 2) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

または、

【0 0 7 9】

【数 2 3】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R 2 3)}$$

10

【0 0 8 0】

または、

【0 0 8 1】

【数 2 4】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R 2 4)}$$

20

【0 0 8 2】

または、

【0 0 8 3】

【数 2 5】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R 2 5)}$$

【0 0 8 4】

または、

【0 0 8 5】

【数 2 6】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R 2 6)}$$

30

【0 0 8 6】

または、

【0 0 8 7】

【数 2 7】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \\ \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R 2 7)}$$

40

【0 0 8 8】

または、

【0 0 8 9】

【数 2 8】

$$F = \begin{pmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{pmatrix} \cdot \cdot \cdot \text{式 (R 2 8)}$$

【0 0 9 0】

または、

【0 0 9 1】

【数 2 9】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \\ \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \end{pmatrix} \cdot \cdot \cdot \text{式 (R 2 9)}$$

10

【0 0 9 2】

または、

【0 0 9 3】

【数 3 0】

$$F = \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \cdot \cdot \cdot \text{式 (R 3 0)}$$

20

【0 0 9 4】

なお、式 (R 2 3)、式 (R 2 5)、式 (R 2 7)、式 (R 2 9) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

または、

【0 0 9 5】

【数 3 1】

$$F(i) = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j\theta_{11}(i)} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & \beta \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \cdot \cdot \cdot \text{式 (R 3 1)}$$

30

【0 0 9 6】

または、

【0 0 9 7】

【数 3 2】

$$F(i) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \cdot \cdot \cdot \text{式 (R 3 2)}$$

40

【0 0 9 8】

または、

【0 0 9 9】

【数 3 3】

$$F(i) = \begin{pmatrix} \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & \beta \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \\ \beta \times e^{j\theta_{11}(i)} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R 3 3)}$$

【0 1 0 0】

または、

【0 1 0 1】

【数 3 4】

$$F(i) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \\ e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R 3 4)}$$

10

【0 1 0 2】

ただし、 $\theta_{11}(i)$ 、 $\theta_{21}(i)$  は  $i$  の（時間、または、周波数の）関数であり、 $\lambda$  は固定の値であり、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0（ゼロ）ではない。そして、 $\beta$  も 0（ゼロ）ではない。

20

<2>式 (R 3) において、プリコーディング行列  $F$ （または、 $F(i)$ ）が、式 (1 5) から式 (3 0) のいずれかの式であらわされる場合。

<3>式 (R 4) において、プリコーディング行列  $F$ （または、 $F(i)$ ）が、式 (1 5) から式 (3 0) のいずれかの式であらわされる場合。

<4>式 (R 5) において、プリコーディング行列  $F$ （または、 $F(i)$ ）が、式 (1 5) から式 (3 4) のいずれかの式であらわされる場合。

<5>式 (R 8) において、プリコーディング行列  $F$ （または、 $F(i)$ ）が、式 (1 5) から式 (3 0) のいずれかの式であらわされる場合。

【0 1 0 3】

30

また、<1>から<5>において、 $s_1(t)$  の変調方式と  $s_2(t)$  の変調方式（ $s_1(i)$  の変調方式と  $s_2(i)$  の変調方式）は異なるものとする。

以上において、本構成例の重要となる点について説明する。なお、以下で説明する点は、<1>から<5>におけるプリコーディング方法のとき、特に、重要となるが、<1>から<5>におけるプリコーディング方法において、式 (1 5) から式 (3 4) 以外のプリコーディング行列を用いたときも実施することが可能である。

【0 1 0 4】

<1>から<5>における  $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ）（つまり、ベースバンド信号 5 0 5 A）の変調方式の変調多値数（同相 I－直交 Q 平面における信号点の数、例えば、1 6 QAM のとき変調多値数は 1 6 となる）を  $2^g$ （ $g$  は 1 以上の整数）、<1>から<5>における  $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ）（つまり、ベースバンド信号 5 0 5 B）の変調方式の変調多値数（同相 I－直交 Q 平面における信号点の数、例えば、6 4 QAM のとき変調多値数は 6 4 となる）を  $2^h$ （ $h$  は 1 以上の整数）とする。（なお、 $g \neq h$  とする。）

40

すると、 $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ）の 1 シンボルにより  $g$  ビットのデータ、 $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ）の 1 シンボルにより  $h$  ビットのデータが伝送されることになる。よって、 $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ）1 シンボルと  $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ）1 シンボルで形成される 1 スロットでは、 $g + h$  ビットが伝送されることになる。このとき、高い空間ダイバーシチゲインを得るためには、以下の条件が重要となる。

50

## 【0105】

<条件R-1>

式(R2)、または、式(R3)、または、式(R4)、または、式(R5)、または、式(R8)のいずれかのプリコーディング(ただし、プリコーディング以外の処理も含む)を施した場合、プリコーディング等の処理を施した後の信号 $z_1(t)$ ( $z_1(i)$ )の1シンボルにおいて、同相I-直交Q平面において、候補となる信号点の数は $2^{g+h}$ 個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相I-直交Q平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$ 個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

10

加えて、プリコーディング等の処理を施した後の信号 $z_2(t)$ ( $z_2(i)$ )の1シンボルにおいて、同相I-直交Q平面において、候補となる信号点の数は $2^{g+h}$ 個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相I-直交Q平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$ 個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

次に、<条件R-1>を別の表現を行うとともに、さらなる追加条件について、式(R2)、式(R3)、式(R4)、式(R5)、式(R8)それぞれにわけて説明を行う。

## 【0106】

20

(Case 1)

固定のプリコーディング行列を用い、式(R2)の処理を行った場合：

式(R2)の演算の途中段階の式として、以下の式を考える。

## 【0107】

## 【数35】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_1(i) \\ u_2(i) \end{pmatrix} &= F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(R35)} \\ &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

30

## 【0108】

(なお、Case 1の場合、プリコーディング行列Fは固定のプリコーディング行列とする。(ただし、 $s_1(t)$ ( $s_1(i)$ )における変調方式、および/または、 $s_2(t)$ ( $s_2(i)$ )における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。)

40

$s_1(t)$ ( $s_1(i)$ )(つまり、ベースバンド信号505A)の変調方式の変調多値数を $2^g$ ( $g$ は1以上の整数)、 $s_2(t)$ ( $s_2(i)$ )(つまり、ベースバンド信号505B)の変調方式の変調多値数を $2^h$ ( $h$ は1以上の整数)とし、 $g \neq h$ とする。

## 【0109】

このとき、以下の条件が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

<条件R-2>

式(R35)の信号 $u_1(t)$ ( $u_1(i)$ )の1シンボルにおいて、同相I-直交Q

50



平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I 一直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

加えて、式 (R 3 5) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I 一直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I 一直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

10

そして、式 (R 2) において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。) としたとき、以下の条件を考える。

【0 1 1 0】

<条件 R-3>

式 (R 3 5) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I 一直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I 一直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、同相 I 一直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする (なお、 $D_1$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1 \geq 0$ )).  $D_1$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I 一直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

20

【0 1 1 1】

また、式 (R 3 5) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I 一直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I 一直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、同相 I 一直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする (なお、 $D_2$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2 \geq 0$ )).  $D_2$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I 一直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

30

【0 1 1 2】

このとき、 $D_1 > D_2$  ( $D_1$  は  $D_2$  より大きい) が成立する。

ところで、図 5 3 に、送信アンテナと受信アンテナの関係を示している。送信装置の送信アンテナ # 1 (5 3 0 2 A) から変調信号 # 1 (5 3 0 1 A) が送信され、送信アンテナ # 2 (5 3 0 2 B) から変調信号 # 2 (5 3 0 1 B) が送信されるものとする。このとき、送信アンテナ # 1 (5 3 0 2 A) から  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) を送信し、送信アンテナ # 2 (5 3 0 2 B) から  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) (つまり、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )) を送信するものとする。

40

そして、受信装置の受信アンテナ # 1 (5 3 0 3 X) および受信アンテナ # 2 (5 3 0 3 Y) では、送信装置が送信した変調信号を受信 (受信信号 5 3 0 X および受信信号 5 3 0 4 Y を得る。) することになるが、このとき、送信アンテナ # 1 (5 3 0 2 A) から受信アンテナ # 1 (5 3 0 3 X) の伝搬係数を  $h_{11}(t)$  とし、送信アンテナ # 1 (5 3 0 2 A) から受信アンテナ # 2 (5 3 0 3 Y) の伝搬係数を  $h_{21}(t)$  とし、送信アンテナ # 2 (5 3 0 2 B) から受信アンテナ # 1 (5 3 0 3 X) の伝搬係数を  $h_{12}(t)$  とし、送信アンテナ # 2 (5 3 0 2 B) から受信アンテナ # 2 (5 3 0 3 Y) の伝搬係数を  $h_{22}(t)$  とする。(t は時間)

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり

50

、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、＜条件 R-3＞を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、＜条件 R-3'＞が成立するとよい。

#### 【0113】

＜条件 R-3'＞

式 (R35) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする(なお、 $D_1$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1 \geq 0$ )。  $D_1$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。))。

10

#### 【0114】

また、式 (R35) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする(なお、 $D_2$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2 \geq 0$ )。  $D_2$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。))。

20

#### 【0115】

このとき、 $D_1 < D_2$  ( $D_1$  は  $D_2$  より小さい) が成立する。

Case 1において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

30

#### 【0116】

(Case 2)

式 (R15) から式 (R30) のプリコーディング行列のいずれかのプリコーディング行列を用い、式 (R2) の処理を行った場合：

40

式 (R2) の演算の途中段階の式として、式 (R35) を考える。なお、Case 2の場合、プリコーディング行列 F は固定のプリコーディング行列とし、プリコーディング行列 F は式 (R15) から式 (R30) のいずれかであらわされるものとする。(ただし、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および/または、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。

$s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505A) の変調方式の変調多値数を  $2^g$  ( $g$  は 1 以上の整数)、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505B) の変調方式の変調多値数を  $2^h$  ( $h$  は 1 以上の整数) とし、 $g \neq h$  とする。このとき、＜条件 R-2＞が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

50

## 【0117】

そして、式(R2)において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$ の絶対値が $Q_2$ の絶対値より大きい。)としたとき、Case 1のときと同様に、＜条件R-3＞が成立することを考える。

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$ が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ))の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、＜条件R-3＞を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

また、以下の条件が成立しても、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

＜条件R-3'＞

＜条件R-3＞が成立するとともに、式(R2)において、 $P_1 = P_2$ が成立する。

## 【0118】

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$ が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ))の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、＜条件R-3'＞を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

## 【0119】

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$ のとき、＜条件R-3'＞が成立するとよい。

また、同様の理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$ のとき、以下の条件が成立しても、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

＜条件R-3''＞

＜条件R-3'＞が成立するとともに、式(R2)において、 $P_1 = P_2$ が成立する。

## 【0120】

Case 2において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

(Case 3)

式(R31)から式(R34)のプリコーディング行列のいずれかのプリコーディング行列を用い、式(R2)の処理を行った場合：

式(R2)の演算の途中段階の式として、式(R35)を考える。なお、Case 3の場合、プリコーディング行列Fは時間(または、周波数)によって、プリコーディング行列が切り替わるものとする。そして、プリコーディング行列F( $F(i)$ )は式(R31)から式(R34)のいずれかであらわされるものとする。

$s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号505A)の変調方式の変調多値数を $2^g$  ( $g$ は1以上の整数)、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号505B)の変調方式の変調多値数を $2^h$  ( $h$ は1以上の整数)とし、 $g \neq h$ とする。

## 【0121】

このとき、以下の＜条件R-4＞が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

＜条件R-4＞

シンボル番号*i*がN以上M以下(Nは整数、Mは整数とし、 $N < M$  (MはNより小さい)とする

10

20

30

40

50

。)において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号505A)の変調方式が固定(切り替わらない)、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号505B)の変調方式が固定(切り替わらない)ものとする。

そして、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R35) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の1シンボルにおいて、同相 I ー 直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I ー 直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

加えて、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R35) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の1シンボルにおいて、同相 I ー 直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I ー 直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

10

そして、式 (R2) において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。)としたとき、<条件 R-5> が成立することを考える。

【0122】

<条件 R-5>

シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下 ( $N$  は整数、 $M$  は整数とし、 $N < M$  ( $M$  は  $N$  より小さい) とする。)において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号505A)の変調方式が固定(切り替わらない)、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号505B)の変調方式が固定(切り替わらない)ものとする。

20

【0123】

シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R35) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の1シンボルにおいて、同相 I ー 直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I ー 直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

そして、シンボル番号  $i$  において、同相 I ー 直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1(i)$  とする(なお、 $D_1(i)$  は0(ゼロ)以上の実数となる( $D_1(i) \geq 0$ )。  $D_1(i)$  が0(ゼロ)のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I ー 直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

30

【0124】

また、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R35) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の1シンボルにおいて、同相 I ー 直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I ー 直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

40

そして、シンボル番号  $i$  において、同相 I ー 直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2(i)$  とする(なお、 $D_2(i)$  は0(ゼロ)以上の実数となる( $D_2(i) \geq 0$ )。  $D_2(i)$  が0(ゼロ)のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I ー 直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0125】

このとき、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、 $D_1(i) > D_2(i)$  ( $D_1(i)$  は  $D_2(i)$  より大きい) が成立する。

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ))の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配

50

的な要因となる可能性がある。したがって、＜条件 R-5＞を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

また、以下の条件が成立しても、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

【0126】

＜条件 R-5'＞

＜条件 R-5＞が成立するとともに、式 (R2) において、 $P_1 = P_2$  が成立する。

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、＜条件 R-5'＞を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

【0127】

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、＜条件 R-5''＞が成立するとよい。

＜条件 R-5''＞

シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下 ( $N$  は整数、 $M$  は整数とし、 $N < M$  ( $M$  は  $N$  より小さい) とする。) において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505A) の変調方式が固定 (切り替わらない)、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505B) の変調方式が固定 (切り替わらない) ものとする。

【0128】

シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R35) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

そして、シンボル番号  $i$  において、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1(i)$  とする (なお、 $D_1(i)$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1(i) \geq 0$ )。  $D_1(i)$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0129】

また、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R35) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、シンボル番号  $i$  において、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2(i)$  とする (なお、 $D_2(i)$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2(i) \geq 0$ )。  $D_2(i)$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0130】

このとき、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、 $D_1(i) < D_2(i)$  ( $D_1(i)$  は  $D_2(i)$  より小さい) が成立する。

また、同様の理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、以下の条件が成立しても、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

10

20

30

40

50

<条件 R-5'>

<条件 R-5'> が成立するとともに、式 (R2) において、 $P_1 = P_2$  が成立する。

【0131】

Case 3において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

【0132】

10

(Case 4)

固定のプリコーディング行列を用い、式 (R3) の処理を行った場合：

式 (R3) の演算の途中段階の式として、以下の式を考える。

【0133】

【数36】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_1(i) \\ u_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots (R36) \\ &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

20

【0134】

(なお、Case 4の場合、プリコーディング行列 F は固定のプリコーディング行列とする。

(ただし、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および／または、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。)

30

$s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505A) の変調方式の変調多値数を  $2^g$  ( $g$  は 1 以上の整数)、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505B) の変調方式の変調多値数を  $2^h$  ( $h$  は 1 以上の整数) とし、 $g \neq h$  とする。

【0135】

このとき、以下の条件が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

40

<条件 R-6>

式 (R36) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

加えて、式 (R36) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を

50

作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

そして、式 (R3) において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。) としたとき、以下の条件を考える。

【0136】

<条件 R-7>

式 (R36) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I ー 直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I ー 直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、同相 I ー 直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする (なお、 $D_1$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1 \geq 0$ )).  $D_1$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I ー 直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0137】

また、式 (R36) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I ー 直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I ー 直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、同相 I ー 直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする (なお、 $D_2$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2 \geq 0$ )).  $D_2$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I ー 直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0138】

このとき、 $D_1 > D_2$  ( $D_1$  は  $D_2$  より大きい) が成立する。

ところで、図 53 に、送信アンテナと受信アンテナの関係を示している。送信装置の送信アンテナ #1 (5302A) から変調信号 #1 (5301A) が送信され、送信アンテナ #2 (5302B) から変調信号 #2 (5301B) が送信されるものとする。このとき、送信アンテナ #1 (5302A) から  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) を送信し、送信アンテナ #2 (5302B) から  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) (つまり、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )) を送信するものとする。

【0139】

そして、受信装置の受信アンテナ #1 (5303X) および受信アンテナ #2 (5303Y) では、送信装置が送信した変調信号を受信 (受信信号 530X および受信信号 5304Y を得る。) することになるが、このとき、送信アンテナ #1 (5302A) から受信アンテナ #1 (5303X) の伝搬係数を  $h_{11}(t)$  とし、送信アンテナ #1 (5302A) から受信アンテナ #2 (5303Y) の伝搬係数を  $h_{21}(t)$  とし、送信アンテナ #2 (5302B) から受信アンテナ #1 (5303X) の伝搬係数を  $h_{12}(t)$  とし、送信アンテナ #2 (5302B) から受信アンテナ #2 (5303Y) の伝搬係数を  $h_{22}(t)$  とする。(t は時間)

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、<条件 R-7> を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、<条件 R-7'> が成立するとよい。

10

20

30

40

50

## 【0140】

<条件R-7'>

式(R36)の信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )の1シンボルにおいて、同相I-直交Q平面において、候補となる信号点の数は $2^{g+h}$ 個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相I-直交Q平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$ 個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相I-直交Q平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )の $2^{g+h}$ 個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする(なお、 $D_1$ は0(ゼロ)以上の実数となる( $D_1 \geq 0$ ))。 $D_1$ が0(ゼロ)のとき、 $2^{g+h}$ 個の信号点のうち、同相I-直交Q平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

10

## 【0141】

また、式(R36)の信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )の1シンボルにおいて、同相I-直交Q平面において、候補となる信号点の数は $2^{g+h}$ 個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相I-直交Q平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$ 個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相I-直交Q平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )の $2^{g+h}$ 個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする(なお、 $D_2$ は0(ゼロ)以上の実数となる( $D_2 \geq 0$ ))。 $D_2$ が0(ゼロ)のとき、 $2^{g+h}$ 個の信号点のうち、同相I-直交Q平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

20

## 【0142】

このとき、 $D_1 < D_2$  ( $D_1$ は $D_2$ より小さい)が成立する。

Case 4において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

## 【0143】

30

(Case 5)

式(R15)から式(R30)のプリコーディング行列のいずれかのプリコーディング行列を用い、式(R3)の処理を行った場合:

式(R3)の演算の途中段階の式として、式(R36)を考える。なお、Case 5の場合、プリコーディング行列Fは固定のプリコーディング行列とし、プリコーディング行列Fは式(R15)から式(R30)のいずれかであらわされるものとする。(ただし、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )における変調方式、および/または、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。

$s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号505A)の変調方式の変調多値数を $2^g$  ( $g$ は1以上の整数)、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号505B)の変調方式の変調多値数を $2^h$  ( $h$ は1以上の整数)とし、 $g \neq h$ とする。このとき、<条件R-6>が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

40

## 【0144】

そして、式(R3)において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$ の絶対値が $Q_2$ の絶対値より大きい。)としたとき、Case 4のときと同様に、<条件R-7>が成立することを考える。

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$ が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ))の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的

50



な要因となる可能性がある。したがって、＜条件 R-7＞を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

また、以下の条件が成立しても、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

【0145】

＜条件 R-7'＞

＜条件 R-7＞が成立するとともに、式 (R3) において、 $P_1 = P_2$  が成立する。

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、＜条件 R-7'＞を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

10

【0146】

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、＜条件 R-7'＞が成立するとよい。

また、同様の理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、以下の条件が成立しても、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

＜条件 R-7''＞

＜条件 R-7'＞が成立するとともに、式 (R3) において、 $P_1 = P_2$  が成立する。

20

【0147】

Case 5において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

【0148】

(Case 6)

30

固定のプリコーディング行列を用い、式 (R4) の処理を行った場合：

式 (R4) の演算の途中段階の式として、以下の式を考える。

【0149】

【数37】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_1(i) \\ u_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots (R37) \\ &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

40

【0150】

(なお、Case 6の場合、プリコーディング行列 F は固定のプリコーディング行列とする。(ただし、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および／または、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。)

50

$s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505A) の変調方式の変調多値数を  $2^g$  ( $g$  は 1 以上の整数)、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505B) の変調方式の変調多値数を  $2^h$  ( $h$  は 1 以上の整数) とし、 $g \neq h$  とする。

【0151】

このとき、以下の条件が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

<条件 R-8>

式 (R37) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

10

加えて、式 (R37) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

そして、式 (R4) において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。) としたとき、以下の条件を考える。

20

【0152】

<条件 R-9>

式 (R37) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする (なお、 $D_1$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1 \geq 0$ )).  $D_1$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

30

【0153】

また、式 (R37) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする (なお、 $D_2$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2 \geq 0$ )).  $D_2$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

40

【0154】

このとき、 $D_1 > D_2$  ( $D_1$  は  $D_2$  より大きい) が成立する。

ところで、図 53 に、送信アンテナと受信アンテナの関係を示している。送信装置の送信アンテナ #1 (5302A) から変調信号 #1 (5301A) が送信され、送信アンテナ #2 (5302B) から変調信号 #2 (5301B) が送信されるものとする。このとき、送信アンテナ #1 (5302A) から  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) を送信し、送信アンテナ #2 (5302B) から  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) (つまり、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )) を送信するものとする。

【0155】

50

そして、受信装置の受信アンテナ#1 (5303X) および受信アンテナ#2 (5303Y) では、送信装置が送信した変調信号を受信 (受信信号530Xおよび受信信号5304Yを得る。) することになるが、このとき、送信アンテナ#1 (5302A) から受信アンテナ#1 (5303X) の伝搬係数を  $h_{11}(t)$  とし、送信アンテナ#1 (5302A) から受信アンテナ#2 (5303Y) の伝搬係数を  $h_{21}(t)$  とし、送信アンテナ#2 (5302B) から受信アンテナ#1 (5303X) の伝搬係数を  $h_{12}(t)$  とし、送信アンテナ#2 (5302B) から受信アンテナ#2 (5303Y) の伝搬係数を  $h_{22}(t)$  とする。 ( $t$  は時間)

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、<条件R-9>を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

10

【0156】

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、<条件R-9'>が成立するとよい。

<条件R-9'>

式(R37)の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の1シンボルにおいて、同相I-直交Q平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相I-直交Q平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、同相I-直交Q平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする (なお、 $D_1$  は0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1 \geq 0$ )).  $D_1$  が0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相I-直交Q平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

20

【0157】

また、式(R37)の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の1シンボルにおいて、同相I-直交Q平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相I-直交Q平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、同相I-直交Q平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする (なお、 $D_2$  は0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2 \geq 0$ )).  $D_2$  が0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相I-直交Q平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

30

【0158】

このとき、 $D_1 < D_2$  ( $D_1$  は  $D_2$  より小さい) が成立する。

Case 6において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

40

【0159】

(Case 7)

式(R15)から式(R30)のプリコーディング行列のいずれかのプリコーディング行列を用い、式(R4)の処理を行った場合:

式(R4)の演算の途中段階の式として、式(R37)を考える。なお、Case 7の場合、プリコーディング行列Fは固定のプリコーディング行列とし、プリコーディング行列F

50

は式 (R 1 5) から式 (R 3 0) のいずれかであらわされるものとする。(ただし、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および／または、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。

$s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 5 0 5 A) の変調方式の変調多値数を  $2^g$  ( $g$  は 1 以上の整数)、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 5 0 5 B) の変調方式の変調多値数を  $2^h$  ( $h$  は 1 以上の整数) とし、 $g \neq h$  とする。

このとき、＜条件 R－8＞が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

【0 1 6 0】

そして、式 (R 4) において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。) としたとき、Case 6 のときと同様に、＜条件 R－9＞が成立することを考える。

10

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、＜条件 R－9＞を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

また、以下の条件が成立しても、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

【0 1 6 1】

20

＜条件 R－9'＞

＜条件 R－9＞が成立するとともに、式 (R 4) において、 $P_1 = P_2$  が成立する。

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、＜条件 R－9'＞を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

【0 1 6 2】

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、＜条件 R－9'＞が成立するとよい。

また、同様の理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、以下の条件が成立しても、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

30

＜条件 R－9'''＞

＜条件 R－9'＞が成立するとともに、式 (R 4) において、 $P_1 = P_2$  が成立する。

【0 1 6 3】

Case 7 において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM を適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM 以外の変調方式を用いてもよい。

40

【0 1 6 4】

(Case 8)

固定のプリコーディング行列を用い、式 (R 5) の処理を行った場合：

式 (R 5) の演算の途中段階の式として、以下の式を考える。

【0 1 6 5】

【数 3 8】

$$\begin{pmatrix} u_1(i) \\ u_2(i) \end{pmatrix} = F \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R 3 8)} \\ = \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}$$

【0 1 6 6】

(なお、Case 8 の場合、プリコーディング行列  $F$  は固定のプリコーディング行列とする。  
(ただし、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および／または、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。)

10

$s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505 A) の変調方式の変調多値数を  $2^g$  ( $g$  は 1 以上の整数)、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505 B) の変調方式の変調多値数を  $2^h$  ( $h$  は 1 以上の整数) とし、 $g \neq h$  とする。

【0 1 6 7】

このとき、以下の条件が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

20

&lt;条件 R-1 0&gt;

式 (R 3 8) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

加えて、式 (R 3 8) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

30

そして、式 (R 5) において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。) としたとき、以下の条件を考える。

【0 1 6 8】

&lt;条件 R-1 1&gt;

40

式 (R 3 8) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。) そして、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする (なお、 $D_1$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1 \geq 0$ )).  $D_1$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0 1 6 9】

また、式 (R 3 8) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-

50

直交Q平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相I—直交Q平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$ 個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相I—直交Q平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする(なお、 $D_2$  は0(ゼロ)以上の実数となる( $D_2 \geq 0$ ))。  $D_2$  が0(ゼロ)のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相I—直交Q平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0170】

このとき、 $D_1 > D_2$  ( $D_1$  は  $D_2$  より大きい) が成立する。

10

ところで、図53に、送信アンテナと受信アンテナの関係を示している。送信装置の送信アンテナ#1(5302A)から変調信号#1(5301A)が送信され、送信アンテナ#2(5302B)から変調信号#2(5301B)が送信されるものとする。このとき、送信アンテナ#1(5302A)から  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) を送信し、送信アンテナ#2(5302B)から  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) (つまり、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )) を送信するものとする。

そして、受信装置の受信アンテナ#1(5303X)および受信アンテナ#2(5303Y)では、送信装置が送信した変調信号を受信(受信信号530Xおよび受信信号5304Yを得る。)することになるが、このとき、送信アンテナ#1(5302A)から受信アンテナ#1(5303X)の伝搬係数を  $h_{11}(t)$  とし、送信アンテナ#1(5302A)から受信アンテナ#2(5303Y)の伝搬係数を  $h_{21}(t)$  とし、送信アンテナ#2(5302B)から受信アンテナ#1(5303X)の伝搬係数を  $h_{12}(t)$  とし、送信アンテナ#2(5302B)から受信アンテナ#2(5303Y)の伝搬係数を  $h_{22}(t)$  とする。(tは時間)

20

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、<条件R-11>を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

【0171】

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、<条件R-11'>が成立するとよい。

30

<条件R-11'>

式(R38)の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の1シンボルにおいて、同相I—直交Q平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相I—直交Q平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$ 個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相I—直交Q平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする(なお、 $D_1$  は0(ゼロ)以上の実数となる( $D_1 \geq 0$ ))。  $D_1$  が0(ゼロ)のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相I—直交Q平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

40

【0172】

また、式(R38)の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の1シンボルにおいて、同相I—直交Q平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相I—直交Q平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$ 個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相I—直交Q平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする(なお、 $D_2$  は0(ゼロ)

50

以上の実数となる ( $D_2 \geq 0$ )。  $D_2$  が 0 (ゼロ) のとき、  $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0173】

このとき、  $D_1 < D_2$  ( $D_1$  は  $D_2$  より小さい) が成立する。

Case 8において、例えば、  $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、  $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

10

【0174】

(Case 9)

式 (R15) から式 (R30) のプリコーディング行列のいずれかのプリコーディング行列を用い、式 (R5) の処理を行った場合：

式 (R5) の演算の途中段階の式として、式 (R38) を考える。なお、Case 9の場合、プリコーディング行列 F は固定のプリコーディング行列とし、プリコーディング行列 F は式 (R15) から式 (R30) のいずれかであらわされるものとする。(ただし、  $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および/または、  $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。  
  $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505A) の変調方式の変調多値数を  $2^g$  ( $g$  は 1 以上の整数)、  $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505B) の変調方式の変調多値数を  $2^h$  ( $h$  は 1 以上の整数) とし、  $g \neq h$  とする。

20

【0175】

このとき、<条件 R-10> が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

そして、式 (R5) において、  $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。) としたとき、Case 8 のときと同様に、<条件 R-11> が成立することを考える。

30

【0176】

このとき、  $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、<条件 R-11> を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

なお、同様に理由から、  $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、<条件 R-11'> が成立するとよい。

【0177】

40

Case 9において、例えば、  $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、  $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

【0178】

(Case 10)

式 (R31) から式 (R34) のプリコーディング行列のいずれかのプリコーディング行列を用い、式 (R5) の処理を行った場合：

50

式 (R 5) の演算の途中段階の式として、式 (R 3 8) を考える。なお、Case 10 の場合、プリコーディング行列  $F$  は時間 (または、周波数) によって、プリコーディング行列が切り替わるものとする。そして、プリコーディング行列  $F (F (i))$  は式 (R 3 1) から式 (R 3 4) のいずれかであらわされるものとする。

$s_1 (t) (s_1 (i))$  (つまり、ベースバンド信号 5 0 5 A) の変調方式の変調多値数を  $2^g$  ( $g$  は 1 以上の整数)、 $s_2 (t) (s_2 (i))$  (つまり、ベースバンド信号 5 0 5 B) の変調方式の変調多値数を  $2^h$  ( $h$  は 1 以上の整数) とし、 $g \neq h$  とする。

#### 【0179】

このとき、以下の <条件 R-12> が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

10

#### <条件 R-12>

シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下 ( $N$  は整数、 $M$  は整数とし、 $N < M$  ( $M$  は  $N$  より小さい) とする。) において、 $s_1 (t) (s_1 (i))$  (つまり、ベースバンド信号 5 0 5 A) の変調方式が固定 (切り替わらない)、および、 $s_2 (t) (s_2 (i))$  (つまり、ベースバンド信号 5 0 5 B) の変調方式が固定 (切り替わらない) ものとする。

そして、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R 3 8) の信号  $u_1 (t) (u_1 (i))$  の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

20

加えて、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R 3 8) の信号  $u_2 (t) (u_2 (i))$  の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

そして、式 (R 5) において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。) としたとき、<条件 R-13> が成立することを考える。

#### 【0180】

30

#### <条件 R-13>

シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下 ( $N$  は整数、 $M$  は整数とし、 $N < M$  ( $M$  は  $N$  より小さい) とする。) において、 $s_1 (t) (s_1 (i))$  (つまり、ベースバンド信号 5 0 5 A) の変調方式が固定 (切り替わらない)、および、 $s_2 (t) (s_2 (i))$  (つまり、ベースバンド信号 5 0 5 B) の変調方式が固定 (切り替わらない) ものとする。

#### 【0181】

シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R 3 8) の信号  $u_1 (t) (u_1 (i))$  の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

40

そして、シンボル番号  $i$  において、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_1 (t) (u_1 (i))$  の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1 (i)$  とする (なお、 $D_1 (i)$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1 (i) \geq 0$ )。  $D_1 (i)$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

#### 【0182】

また、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R 3 8) の信号  $u_2 (t) (u_2 (i))$  の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面に

50



において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I—直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、シンボル番号  $i$  において、同相 I—直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2(i)$  とする(なお、 $D_2(i)$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2(i) \geq 0$ )。  $D_2(i)$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I—直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。))。

#### 【0183】

このとき、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、 $D_1(i) > D_2(i)$  ( $D_1(i)$  は  $D_2(i)$  より大きい) が成立する。

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、<条件 R—13> を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

また、以下の条件が成立しても、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

#### 【0184】

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、<条件 R—13'> が成立するとよい。

#### <条件 R—13'>

シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下 ( $N$  は整数、 $M$  は整数とし、 $N < M$  ( $M$  は  $N$  より小さい) とする。) において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505A) の変調方式が固定 (切り替わらない)、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505B) の変調方式が固定 (切り替わらない) ものとする。

#### 【0185】

シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R38) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I—直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I—直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

そして、シンボル番号  $i$  において、同相 I—直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1(i)$  とする(なお、 $D_1(i)$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1(i) \geq 0$ )。  $D_1(i)$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I—直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。))。

#### 【0186】

また、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、式 (R38) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I—直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1シンボルにおいて、 $g+h$ ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I—直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、シンボル番号  $i$  において、同相 I—直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2(i)$  とする(なお、 $D_2(i)$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2(i) \geq 0$ )。  $D_2(i)$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I—直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。))。

#### 【0187】

このとき、シンボル番号  $i$  が  $N$  以上  $M$  以下としたとき、これを満たす、すべての  $i$  で、 $D_1(i) < D_2(i)$  ( $D_1(i)$  は  $D_2(i)$  より小さい) が成立する。

Case 10において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

【0188】

(Case 11)

10

固定のプリコーディング行列を用い、式 (R8) の処理を行った場合：

式 (R8) の演算の途中段階の式として、以下の式を考える。

【0189】

【数39】

$$\begin{pmatrix} u_1(i) \\ u_2(i) \end{pmatrix} = F \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \text{式 (R39)}$$

$$= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}$$

20

【0190】

(なお、Case 11の場合、プリコーディング行列  $F$  は固定のプリコーディング行列とする。  
ただし、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および／または、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。)

$s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505A) の変調方式の変調多値数を  $2^g$  ( $g$  は 1 以上の整数)、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505B) の変調方式の変調多値数を  $2^h$  ( $h$  は 1 以上の整数) とし、 $g \neq h$  とする。

30

【0191】

このとき、以下の条件が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

<条件 R-14>

式 (R39) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

40

加えて、式 (R39) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)

そして、式 (R8) において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。) としたとき、以下の条件を考える。

【0192】

50

## &lt;条件 R-15&gt;

式 (R39) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする (なお、 $D_1$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1 \geq 0$ ))。  $D_1$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

10

## 【0193】

また、式 (R39) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I-直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相 I-直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする (なお、 $D_2$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2 \geq 0$ ))。  $D_2$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I-直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

20

## 【0194】

このとき、 $D_1 > D_2$  ( $D_1$  は  $D_2$  より大きい) が成立する。

ところで、図 53 に、送信アンテナと受信アンテナの関係を示している。送信装置の送信アンテナ #1 (5302A) から変調信号 #1 (5301A) が送信され、送信アンテナ #2 (5302B) から変調信号 #2 (5301B) が送信されるものとする。このとき、送信アンテナ #1 (5302A) から  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) を送信し、送信アンテナ #2 (5302B) から  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) (つまり、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )) を送信するものとする。

## 【0195】

そして、受信装置の受信アンテナ #1 (5303X) および受信アンテナ #2 (5303Y) では、送信装置が送信した変調信号を受信 (受信信号 530X および受信信号 5304Y を得る。) することになるが、このとき、送信アンテナ #1 (5302A) から受信アンテナ #1 (5303X) の伝搬係数を  $h_{11}(t)$  とし、送信アンテナ #1 (5302A) から受信アンテナ #2 (5303Y) の伝搬係数を  $h_{21}(t)$  とし、送信アンテナ #2 (5302B) から受信アンテナ #1 (5303X) の伝搬係数を  $h_{12}(t)$  とし、送信アンテナ #2 (5302B) から受信アンテナ #2 (5303Y) の伝搬係数を  $h_{22}(t)$  とする。(t は時間)

30

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、<条件 R-15>を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

40

## 【0196】

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、<条件 R-15'> が成立するとよい。

## &lt;条件 R-15'&gt;

式 (R39) の信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I-直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$

50

$h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I 一直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相 I 一直交 Q 平面において、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする (なお、 $D_1$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_1 \geq 0$ ))。  $D_1$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I 一直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0197】

また、式 (R39) の信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の 1 シンボルにおいて、同相 I 一直交 Q 平面において、候補となる信号点の数は  $2^{g+h}$  個となる。(1 シンボルにおいて、 $g+h$  ビットのデータの取り得る値すべてに対し、同相 I 一直交 Q 平面に、信号点を作成すると、 $2^{g+h}$  個の信号点を作成することができる。この数が、候補となる信号点の数となる。)そして、同相 I 一直交 Q 平面において、 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) の  $2^{g+h}$  個の候補となる信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする (なお、 $D_2$  は 0 (ゼロ) 以上の実数となる ( $D_2 \geq 0$ ))。  $D_2$  が 0 (ゼロ) のとき、 $2^{g+h}$  個の信号点のうち、同相 I 一直交 Q 平面において、同一の位置に存在する信号点が存在することになる。)

【0198】

このとき、 $D_1 < D_2$  ( $D_1$  は  $D_2$  より小さい) が成立する。

Case 11において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

【0199】

(Case 12)

式 (R15) から式 (R30) のプリコーディング行列のいずれかのプリコーディング行列を用い、式 (R8) の処理を行った場合:

式 (R8) の演算の途中段階の式として、式 (R39) を考える。なお、Case 12の場合、プリコーディング行列  $F$  は固定のプリコーディング行列とし、プリコーディング行列  $F$  は式 (R15) から式 (R30) のいずれかであらわされるものとする。(ただし、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および/または、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式が切り替わった場合、プリコーディング行列が切り替わってもよい。 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505A) の変調方式の変調多値数を  $2^g$  ( $g$  は 1 以上の整数)、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) (つまり、ベースバンド信号 505B) の変調方式の変調多値数を  $2^h$  ( $h$  は 1 以上の整数) とし、 $g \neq h$  とする。このとき、<条件 R-14> が成立すると、高い空間ダイバーシチゲインを得ることができる。

【0200】

そして、式 (R8) において、 $|Q_1| > |Q_2|$  ( $Q_1$  の絶対値が  $Q_2$  の絶対値より大きい。)としたとき、Case 11のときと同様に、<条件 R-15> が成立することを考える。

このとき、 $|Q_1| > |Q_2|$  が成立することから、 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) (つまり、 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )) の変調信号の受信状態が、受信データの受信品質の支配的な要因となる可能性がある。したがって、<条件 R-15> を満たすことにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

なお、同様に理由から、 $|Q_1| < |Q_2|$  のとき、<条件 R-15'> が成立するとよい。

【0201】

Case 12において、例えば、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) における変調方式、および、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) における変調方式として、上述で述べたように、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMを適用することになる。このとき、具体的なマッピング方法については、本構成例の上述で説明したとおりとなる。ただし、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM以外の変調方式を用いてもよい。

【0202】

以上、本構成例で述べたように、プリコーディングを行った後の2つの変調信号を異なるアンテナから送信する送信方法において、平均送信電力が大きいほうの変調信号の信号点の同相I-直交Q平面における最小ユークリッド距離を大きくすることで、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる可能性が高くなる。

10

【0203】

なお、以上の構成例で説明した、送信アンテナ、受信アンテナのそれぞれは、複数のアンテナにより構成されていてもよい。また、プリコーディングを行った後の2つの変調信号のそれぞれを送信する異なるアンテナは、異なる時間において一つの変調信号を同時に送信するよう利用されてもよい。

また、上述したプリコーディング方法は、シングルキャリア方式、OFDM方式、ウェーブレット変換を用いたOFDM方式等のマルチキャリア方式、スペクトル拡散方式を適用したときも、同様に実施することができる。

20

【0204】

そして、本実施の形態に関する具体的な例については、以降の実施の形態で、詳しく説明するとともに、受信装置に動作についても説明を行うものとする。

(構成例S1)

本構成例では、構成例R1で述べた2つの送信信号の送信平均電力が異なるときのプリコーディング方法のより具体的な例を説明する。

【0205】

30

図5は、基地局（放送局、アクセスポイント等）の送信装置において、伝送方式を切り替えが可能としたときの、変調信号を生成する部分の構成の一例を示している。

基地局（放送局、アクセスポイント等）の送信装置について、図5を用いて説明する。

【0206】

図5の符号化部502は、情報501および、制御信号512を入力とし、制御信号512に含まれる符号化率、符号長（ブロック長）の情報に基づき、符号化を行い、符号化後のデータ503を出力する。

マッピング部504は、符号化後のデータ503、制御信号512を入力とする。そして、制御信号512が、伝送方式として、二つのストリームを送信することを指定したものとする。加えて、制御信号512が二つのストリームの各変調方式として、変調方式 $\alpha$ と変調方式 $\beta$ を指定したものとする。なお、変調方式 $\alpha$ は $x$ ビットのデータを変調する変調方式、変調方式 $\beta$ は $y$ ビットのデータを変調する変調方式とする。（例えば16QAM（16 Quadrature Amplitude Modulation）の場合、4ビットのデータを変調する変調方式であり、64QAM（64 Quadrature Amplitude Modulation）の場合、6ビットのデータを変調する変調方式である。）

40

すると、マッピング部504は、 $x+y$ ビットのデータのうちの $x$ ビットのデータに対し、変調方式 $\alpha$ で変調し、ベースバンド信号 $s_1(t)$ （505A）を生成、出力し、ま

50

た、残りの  $y$  ビットのデータのデータに対し、変調方式  $\beta$  で変調し、ベースバンド信号  $s_2(t)$  (505B) を出力する。(なお、図5では、マッピング部を一つとしているが、これとは別の構成として、 $s_1(t)$  を生成するためのマッピング部と  $s_2(t)$  を生成するためのマッピング部が別々に存在していてもよい。このとき、符号化後のデータ503は、 $s_1(t)$  を生成するためのマッピング部と  $s_2(t)$  を生成するためのマッピング部に振り分けられることになる。)

なお、 $s_1(t)$  および  $s_2(t)$  は複素数で表現され(ただし、複素数、実数、いずれであってもよい)、また、 $t$  は時間である。なお、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 等のマルチキャリアを用いた伝送方式を用いている場合、 $s_1$  および  $s_2$  は、 $s_1(f)$  および  $s_2(f)$  のように周波数  $f$  の関数、または、 $s_1(t, f)$  および  $s_2(t, f)$  のように時間  $t$ 、周波数  $f$  の関数と考えることもできる。以降では、ベースバンド信号、プリコーディング行列、位相変更等を時間  $t$  の関数として説明しているが、周波数  $f$  の関数、時間  $t$  および周波数  $f$  の関数と考えてもよい。

#### 【0207】

したがって、ベースバンド信号、プリコーディング行列、位相変更等をシンボル番号  $i$  の関数として説明を進めている場合もあるが、この場合、時間  $t$  の関数、周波数  $f$  の関数、時間  $t$  および周波数  $f$  の関数と考えればよい。つまり、シンボル、ベースバンド信号を、時間軸方向で生成し、配置してもよいし、周波数軸方向で生成し、配置してもよい。また、シンボル、ベースバンド信号を、時間軸方向および周波数軸方向で生成し、配置してもよい。

#### 【0208】

パワー変更部506A (パワー調整部506A) は、ベースバンド信号  $s_1(t)$  (505A)、および、制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、実数  $P_1$  を設定し、 $P_1 \times s_1(t)$  をパワー変更後の信号507Aとして出力する。(なお、 $P_1$  を実数としているが、複素数であってもよい。)

同様に、パワー変更部506B (パワー調整部506B) は、ベースバンド信号  $s_2(t)$  (505B)、および、制御信号512を入力とし、実数  $P_2$  を設定し、 $P_2 \times s_2(t)$  をパワー変更後の信号507Bとして出力する。(なお、 $P_2$  を実数としているが、複素数であってもよい。)

重み付け合成部508は、パワー変更後の信号507A、パワー変更後の信号507B、および、制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、プリコーディング行列  $F$  (または  $F(i)$ ) を設定する。スロット番号 (シンボル番号) を  $i$  とすると、重み付け合成部508は、以下の演算を行う。

#### 【0209】

##### 【数40】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_1(i) \\ u_2(i) \end{pmatrix} &= F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots (S1) \\ &= \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

#### 【0210】

ここで、 $a(i)$ 、 $b(i)$ 、 $c(i)$ 、 $d(i)$  は、複素数で表現でき(実数であってもよい)、 $a(i)$ 、 $b(i)$ 、 $c(i)$ 、 $d(i)$  のうち、3つ以上が0 (ゼロ) であってはならない。なお、プリコーディング行列は  $i$  の関数であってもよいし、 $i$  の関数ではなくてもよい。そして、プリコーディング行列が  $i$  の関数のとき、プリコーディング

行列がスロット番号（シンボル番号）により切り替わることになる。

【0211】

そして、重み付け合成部508は、式（S1）における $u_1(i)$ を重み付け合成後の信号509Aとして出力し、式（S1）における $u_2(i)$ を重み付け合成後の信号509Bとして出力する。

パワー変更部510Aは、重み付け合成後の信号509A（ $u_1(i)$ ）、および、制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、実数 $Q_1$ を設定し、 $Q_1 \times u_1(t)$ をパワー変更後の信号511A（ $z_1(i)$ ）として出力する。（なお、 $Q_1$ を実数としているが、複素数であってもよい。）

同様に、パワー変更部510Bは、重み付け合成後の信号509B（ $u_2(i)$ ）、および、制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、実数 $Q_2$ を設定し、 $Q_2 \times u_2(t)$ をパワー変更後の信号511B（ $z_2(i)$ ）として出力する。（なお、 $Q_2$ を実数としているが、複素数であってもよい。）

したがって、以下の式が成立する。

【0212】

【数41】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots (S2) \\ &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

【0213】

次に、図5とは異なる二つのストリームを送信する場合の伝送方法について、図6を用いて説明する。なお、図6において、図5と同様に動作するものについては、同一符号を付している。

位相変更部601は、式（S1）における $u_2(i)$ を重み付け合成後の信号509Bおよび制御信号512を入力とし、制御信号512に基づき、式（S1）における $u_2(i)$ を重み付け合成後の信号509Bの位相を変更する。したがって、式（S1）における $u_2(i)$ を重み付け合成後の信号509Bの位相を変更後の信号は、 $e^{j\theta(i)} \times u_2(i)$ とあらわされ、 $e^{j\theta(i)} \times u_2(i)$ が位相変更後の信号602として、位相変更部601は、出力する（ $j$ は虚数単位）。なお、変更する位相の値は、 $\theta(i)$ のように $i$ の関数であることが特徴的な部分となる。

【0214】

そして、図6のパワー変更部510Aおよび510Bは、入力信号のパワー変更をそれぞれ行う。したがって、図6におけるパワー変更部510Aおよび510Bのそれぞれの出力 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ は、次式のようにあらわされる。

【0215】

【数 4 2】

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (S3) \\
&= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

10

【0 2 1 6】

なお、式 (S 3) を実現する方法として、図 6 と異なる構成として、図 7 がある。図 6 と図 7 の異なる点は、パワー変更部と位相変更部の順番が入れ替わっている点である。(パワー変更を行う、位相変更を行うという機能自身はかわらない。) このとき、 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$  は、次式のようにあらわされる。

【0 2 1 7】

【数 4 3】

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (S4) \\
&= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

20

【0 2 1 8】

なお、式 (S 3) の  $z_1(i)$  と式 (S 4) の  $z_1(i)$  は等しく、また、式 (S 3) の  $z_2(i)$  と式 (S 4) の  $z_2(i)$  も等しい。

式 (S 3) および式 (S 4) における変更する位相の値  $\theta(i)$  は、例えば、 $\theta(i+1) - \theta(i)$  が固定値となるように設定すると、直接波が支配的な電波伝搬環境において、受信装置は、良好なデータの受信品質が得られる可能性が高い。ただし、変更する位相の値  $\theta(i)$  の与え方は、この例に限ったものではない。

30

【0 2 1 9】

図 8 は、図 5 から図 7 で得られた信号  $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$  に対し、施す信号処理部の構成の一例を示している。

挿入部 804A は、信号  $z_1(i)$  (801A)、パイロットシンボル 802A、制御情報シンボル 803A、制御信号 512 を入力とし、制御信号 512 に含まれるフレーム構成にしたがって、信号 (シンボル)  $z_1(i)$  (801A) に、パイロットシンボル 802A、制御情報シンボル 803A を挿入し、フレーム構成にしたがった、変調信号 805A を出力する。

40

【0 2 2 0】

なお、パイロットシンボル 802A、制御情報シンボル 803A は、BPSK (Binary Phase Shift Keying) や QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 等で変調されたシンボルである (他の変調方式を用いてもよい)。

無線部 806A は、変調信号 805A および制御信号 512 を入力とし、制御信号 512 に基づき、変調信号 805A に対し、周波数変換、増幅等の処理を施し (OFDM 方式

50



を用いているときは、逆フーリエ変換等の処理を行う。）、送信信号 807A を出力し、送信信号 807A はアンテナ 808A から電波として出力される。

#### 【0221】

挿入部 804B は、信号  $z_2(i)$  (801B)、パイロットシンボル 802B、制御情報シンボル 803B、制御信号 512 を入力とし、制御信号 512 に含まれるフレーム構成にしたがって、信号 (シンボル)  $z_2(i)$  (801B) に、パイロットシンボル 802B、制御情報シンボル 803B を挿入し、フレーム構成にしたがった、変調信号 805B を出力する。

#### 【0222】

なお、パイロットシンボル 802B、制御情報シンボル 803B は、BPSK (Binary Phase Shift Keying) や QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 等で変調されたシンボルである (他の変調方式を用いてもよい。)

10

無線部 806B は、変調信号 805B および制御信号 512 を入力とし、制御信号 512 に基づき、変調信号 805B に対し、周波数変換、増幅等の処理を施し (OFDM 方式を用いているときは、逆フーリエ変換等の処理を行う。)、送信信号 807B を出力し、送信信号 807B はアンテナ 808B から電波として出力される。

#### 【0223】

ここで、信号  $z_1(i)$  (801A) と信号  $z_2(i)$  (801B) において、 $i$  が同一番号の信号  $z_1(i)$  (801A) と信号  $z_2(i)$  (801B) は、同一 (共通) の周波数を同一時間にそれぞれ異なるアンテナから送信されることになる。 (つまり、MI

20

MO 方式を用いた伝送方法となる。)

また、パイロットシンボル 802A およびパイロットシンボル 802B は、受信装置において、信号検出、周波数オフセットの推定、ゲインコントロール、チャネル推定等を行うためのシンボルであり、ここでは、パイロットシンボルと名付けているが、リファレンスシンボル等、別の呼び方をしてもよい。

#### 【0224】

そして、制御情報シンボル 803A および制御情報シンボル 803B は、送信装置が用いた変調方式の情報、伝送方式の情報、プリコーディング方式の情報、誤り訂正符号方式の情報、誤り訂正符号の符号化率の情報、誤り訂正符号のブロック長 (符号長) の情報等を、受信装置に伝送するためのシンボルである。なお、制御情報シンボル 803A およ

30

#### 【0225】

図 9 は、二つのストリームを送信する場合の時間一周波数におけるフレーム構成の一例を示している。図 9 において、横軸周波数、縦軸時間であり、一例として、キャリア 1 からキャリア 38、時間 \$1 から時間 \$11 のシンボルの構成を示している。

図 9 は、図 8 のアンテナ 806A から送信する送信信号のフレーム構成とアンテナ 808B から送信する送信信号のフレームを同時に示している。

#### 【0226】

図 9 において、図 8 のアンテナ 806A から送信する送信信号のフレームの場合、データシンボルは、信号 (シンボル)  $z_1(i)$  に相当する。そして、パイロットシンボルは、パイロットシンボル 802A に相当する。

40

図 9 において、図 8 のアンテナ 806B から送信する送信信号のフレームの場合、データシンボルは、信号 (シンボル)  $z_2(i)$  に相当する。そして、パイロットシンボルは、パイロットシンボル 802B に相当する。

#### 【0227】

(したがって、上述でも説明したように、信号  $z_1(i)$  (801A) と信号  $z_2(i)$  (801B) において、 $i$  が同一番号の信号  $z_1(i)$  (801A) と信号  $z_2(i)$  (801B) は、同一 (共通) の周波数を同一時間にそれぞれ異なるアンテナから送信されることになる。また、パイロットシンボルの構成は、図 9 に限ったものではなく、例えば、パイロットシンボルの時間間隔、周波数間隔は、図 9 に限ったものではない。そして

50

、図9では、図8のアンテナ806Aおよび図8のアンテナ806Bから、同一時刻、同一周波数（同一（サブ）キャリア）にパイロットシンボルが送信されるフレーム構成としているが、これに限ったものではなく、例えば、時間A、周波数a（（サブ）キャリアa）において、図8のアンテナ806Aにパイロットシンボルを配置し、時間A、周波数a（（サブ）キャリアa）において、図8のアンテナ806Bにはシンボルを配置しないとし、時間B、周波数b（（サブ）キャリアb）において、図8のアンテナ806Aにシンボルを配置しないとし、時間B、周波数b（（サブ）キャリアb）において、図8のアンテナ806Bにパイロットシンボルを配置する、とする構成としてもよい。

#### 【0228】

なお、図9では、データシンボルとパイロットシンボルしか記述していないが、他のシンボル、例えば、制御情報シンボル等のシンボルがフレームに含まれていてもよい。

10

図5から図7において、パワー変更部の一部（または、すべて）が存在する場合を例に説明したが、パワー変更部の一部がない場合も考えられる。

例えば、図5において、パワー変更部506A（パワー調整部506A）、パワー変更部506B（パワー調整部506B）が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

#### 【0229】

##### 【数44】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots (S5)$$

20

#### 【0230】

また、図5において、パワー変更部510A（パワー調整部510A）、パワー変更部510B（パワー調整部510B）が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

#### 【0231】

##### 【数45】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots (S6)$$

30

#### 【0232】

また、図5において、パワー変更部506A（パワー調整部506A）、パワー変更部506B（パワー調整部506B）、パワー変更部510A（パワー調整部510A）、パワー変更部510B（パワー調整部510B）が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

40

#### 【0233】

##### 【数46】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots (S7)$$

#### 【0234】

また、図6または図7において、パワー変更部506A（パワー調整部506A）、パワ

50

一変更部 506B (パワー調整部 506B) が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

【0235】

【数47】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots (S8) \end{aligned}$$

10

【0236】

また、図6または図7において、パワー変更部 510A (パワー調整部 510A)、パワー変更部 510B (パワー調整部 510B) が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

【0237】

【数48】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots (S9)$$

20

【0238】

また、図6または図7において、パワー変更部 506A (パワー調整部 506A)、パワー変更部 506B (パワー調整部 506B)、パワー変更部 510A (パワー調整部 510A)、パワー変更部 510B (パワー調整部 510B) が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

30

【0239】

【数49】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots (S10)$$

【0240】

次に、上述で説明した、2つのストリームを送信する (MIMO (Multiple Input Multiple Output) 方式) 伝送方法を用いたときの、構成例 R1 で述べた2つの送信信号の送信平均電力が異なるときのプリコーディング方法のより具体的な例を説明する。

40

(例1)

以下では、図5から図7のマッピング部 504において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) を得るための変調方式を 16QAM とし、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) を得るための変調方式を 64QAM とし、例えば、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) のいずれかのプリコーディング、および／または、パワー変更を行ったときのプリコーディング行列 (F) の構成とパワー変更に関する条件の例について説明する。

【0241】

50

まず、16QAMのマッピング方法について説明する。図10は、同相I－直交Q平面における16QAMの信号点配置の例を示している。なお、図10において、16個の○が16QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

16QAMの16個の信号点（図10の「○」が信号点である。）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、 $(3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(3w_{16}, w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(w_{16}, w_{16})$ 、 $(w_{16}, -w_{16})$ 、 $(w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ 、となる（ $w_{16}$ は0より大きい実数となる。）。

10

#### 【0242】

ここで、送信するビット（入力ビット）を $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ とする。例えば、送信するビットが $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の場合、図10における信号点1001にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分をI、直交成分をQとすると、 $(I, Q) = (3w_{16}, 3w_{16})$ となる。

つまり、送信するビット（ $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ ）に基づき、（16QAM時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qが決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット（0000～1111）と信号点の座標の関係の一例は図10のとおりである。16QAMの16個の信号点（図10の「○」） $(3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(3w_{16}, w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(w_{16}, w_{16})$ 、 $(w_{16}, -w_{16})$ 、 $(w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ の直下に $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000～1111の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000～1111の直上の信号点（「○」）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、16QAM時の $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット（0000～1111）と信号点の座標の関係は、図10に限ったものではない。そして、（16QAM時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、図5から図7のベースバンド信号（ $s_1(t)$ または $s_2(t)$ ）となる。

20

30

64QAMのマッピング方法について説明する。図11は、同相I－直交Q平面における64QAMの信号点配置の例を示している。なお、図11において、64個の○が64QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

#### 【0243】

64QAMの64個の信号点（図11の「○」が信号点である。）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

40

50

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$   
 $(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$   
 $(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$   
 $(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$   
 となる ( $w_{64}$  は 0 より大きい実数となる。)。

#### 【0244】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  とする。  
 例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図 11 における信号点 1101 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (7w_{64}, 7w_{64})$  となる。

#### 【0245】

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ ) に基づき、(64QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット (000000~111111) と信号点の座標の関係の一例は図 11 のとおりである。64QAM の 64 個の信号点 (図 11 の「○」)  $(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$  の直下に  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット 000000~111111 の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b$

2、b 3、b 4、b 5のセット0 0 0 0 0 0～1 1 1 1 1 1の直上の信号点（「○」）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、6 4 Q A M時のb 0、b 1、b 2、b 3、b 4、b 5のセット（0 0 0 0 0 0～1 1 1 1 1 1）と信号点の座標の関係は、図11に限ったものではない。そして、（6 4 Q A M時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、図5から図7のベースバンド信号（ $s_1(t)$ または $s_2(t)$ ）となる。

【0 2 4 6】

ここでの例では、図5～図7において、ベースバンド信号5 0 5 A（ $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ））の変調方式を1 6 Q A M、ベースバンド信号5 0 5 B（ $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ））の変調方式を6 4 Q A Mとし、プリコーディング行列の構成について説明する。

このとき、図5～図7のマッピング部5 0 4の出力であるベースバンド信号5 0 5 A（ $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ））の平均電力とベースバンド信号5 0 5 B（ $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ））平均電力を等しくするのが一般的となる。したがって、上述で説明した1 6 Q A Mのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した6 4 Q A Mのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、以下の関係式が成立する。

【0 2 4 7】

【数5 0】

$$w_{16} = \frac{z}{\sqrt{10}} \cdots (S 1 1)$$

20

【0 2 4 8】

【数5 1】

$$w_{64} = \frac{z}{\sqrt{42}} \cdots (S 1 2)$$

【0 2 4 9】

なお、式（S 1 1）および式（S 1 2）において、 $z$ は0より大きい実数とする。そして、

< 1 > 式（S 2）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

< 2 > 式（S 3）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

< 3 > 式（S 4）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

< 4 > 式（S 5）の場合

< 5 > 式（S 8）の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列F

【0 2 5 0】

【数5 2】

$$F = \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \cdots (S 1 3)$$

40

【0 2 5 1】

の構成、および、 $Q_1$ と $Q_2$ の関係について、以下で（（例1－1）～（例1－8））詳しく説明する。

（例1－1）

50

上述の<1>から<5>のいずれかの場合において、プリコーディング行列Fを以下にいずれかに設定するものとする。

【0 2 5 2】

【数 5 3】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 4)}$$

【0 2 5 3】

10

または、

【0 2 5 4】

【数 5 4】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 5)}$$

【0 2 5 5】

または、

【0 2 5 6】

20

【数 5 5】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 6)}$$

【0 2 5 7】

または、

【0 2 5 8】

【数 5 6】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 7)}$$

30

【0 2 5 9】

なお、式 (S 1 4)、式 (S 1 5)、式 (S 1 6)、式 (S 1 7) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

また、本構成例 (本明細書の中で共通である) において、複素平面における、例えば、偏角のような、位相の単位は、「ラジアン (radian)」としている。(例外的に degree (「度」) を用いるときは、単位を示している。)

40

複素平面を利用すると、複素数の極座標による表示として極形式で表示できる。複素数  $z = a + jb$  ( $a$ 、 $b$  はともに実数であり、 $j$  は虚数単位である) に、複素平面上の点 ( $a$ 、 $b$ ) を対応させたとき、この点が極座標で  $[r, \theta]$  とあらわされるなら、  
 $a = r \times \cos \theta$ 、  
 $b = r \times \sin \theta$

式 (4 9)

が成り立ち、 $r$  は  $z$  の絶対値 ( $r = |z|$ ) であり、 $\theta$  が偏角 (argument) となる。そして

50

、 $z = a + j b$ は、 $r e^{j \theta}$ とあらわされる。したがって、例えば、式 (S 1 4) から式 (S 1 7) において、 $e^{j \pi}$ と記載しているが、偏角 $\pi$ の単位は「ラジアン (radian)」となる。

【0 2 6 0】

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\alpha$ の値について考える。  
まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\alpha$ の値として、以下がある。

【0 2 6 1】

10

$\alpha$  が実数のとき：

【0 2 6 2】

【数 5 7】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \cdots \text{式 (S 1 8)}$$

【0 2 6 3】

20

または、

【0 2 6 4】

【数 5 8】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \cdots \text{式 (S 1 9)}$$

【0 2 6 5】

$\alpha$  が虚数のとき：

30

【0 2 6 6】

【数 5 9】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \times e^{j \frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 2 0)}$$

【0 2 6 7】

または、

40

【0 2 6 8】

【数 6 0】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \times e^{j \frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 2 1)}$$

【0 2 6 9】

ところで、ベースバンド信号505A ( $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )) の変調方式を16 QAM、ベースバンド信号505B ( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )) の変調方式を64 QAMとなる。したがって、上述のようにプリコーディング (および、位相変更、パワー変更

50



）を行い、変調信号を各アンテナから送信する場合、時間  $u$  の（単位）時間、周波数（キャリア） $v$  により、図 8 のアンテナ 808A から送信するシンボルとアンテナ 808B から送信するシンボルにより送信される総ビット数は、（16QAM を用いることによる）4 ビットと（64QAM を用いることによる）6 ビットの和の 10 ビットとなる。

#### 【0270】

16QAM のマッピングのための入力ビットを  $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、64QAM のマッピングのための入力ビットを  $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$  としたとき、式 (S18)、式 (S19)、式 (S20)、式 (S21) のいずれの  $\alpha$  に設定しても、

信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) において、

( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ ) が (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) に対応する信号点から (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) に対応する信号点と同相 I 一直交 Q 平面に存在し、

同様に、信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) においても、

( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ ) が (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) に対応する信号点から (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) に対応する信号点と同相 I 一直交 Q 平面に存在する。

#### 【0271】

上述で、

「式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値」として、式 (S18)～式 (S21) を記載したが、この点について説明する。

信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) において、

( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ ) が (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) に対応する信号点から (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) に対応する信号点と同相 I 一直交 Q 平面に存在することになるが、この  $2^{10} = 1024$  個の信号点が、同相 I 一直交 Q 平面において、重ならず、1024 個の信号点として存在することが望まれる。

#### 【0272】

なぜなら、信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) を送信するアンテナから送信された変調信号が受信装置に届かない場合、受信装置は、信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) を用いて、検波、および、誤り訂正復号を行うことになるが、このとき、受信装置が高いデータの受信品質を得るためには、「重ならず、1024 個の信号点」存在するとよいからである。

プリコーディング行列  $F$  を式 (S14)、式 (S15)、式 (S16)、式 (S17) のいずれかに設定し、式 (S18)、式 (S19)、式 (S20)、式 (S21) のように  $\alpha$  を設定した場合、同相 I 一直交 Q 平面における、構成例 R1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ ) が (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) に対応する信号点から (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) に対応する信号点の配置は図 12 のようになる。なお、図 12 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

#### 【0273】

図 12 からわかるように、信号点は、重ならず、1024 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 1024 個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の 4 個を除く、1020 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

## 【0274】

そして、プリコーディング行列Fを式(S14)、式(S15)、式(S16)、式(S17)のいずれかに設定し、式(S18)、式(S19)、式(S20)、式(S21)のように $\alpha$ を設定した場合、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )において、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の配置は図13のようになる。なお、図13において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

## 【0275】

10

図13からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図12の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とし、図13の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする。すると、 $D_1 > D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 > Q_2$ が成立するとよいことになる。

## 【0276】

## (例1-2)

20

次に、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式(S11)および式(S12)が成立し、

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

30

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

## 【0277】

## 【数61】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S22)}$$

## 【0278】

または、

## 【0279】

40

## 【数62】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S23)}$$

## 【0280】

または、

## 【0281】

【数 6 3】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 4)}$$

【0 2 8 2】

または、

【0 2 8 3】

【数 6 4】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 5)}$$

10

【0 2 8 4】

なお、式 (S 2 2)、式 (S 2 4) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。

まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

20

【0 2 8 5】

【数 6 5】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン}) \cdots \text{式 (S 2}$$

6)

【0 2 8 6】

または、

30

【0 2 8 7】

【数 6 6】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots \text{式 (S 2 7)}$

【0 2 8 8】

または、

【0 2 8 9】

【数 6 7】

40

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots \text{式 (S 2 8)}$

【0 2 9 0】

または、

【0 2 9 1】

【数 6 8】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 2 9)

【0 2 9 2】

なお、式 (S 2 6)、式 (S 2 7)、式 (S 2 8)、式 (S 2 9) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

10

【0 2 9 3】

【数 6 9】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \cdots \text{式 (S 3 0)}$$

【0 2 9 4】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

20

プリコーディング行列  $F$  を式 (S 2 2)、式 (S 2 3)、式 (S 2 4)、式 (S 2 5) のいずれかに設定し、式 (S 2 6)、式 (S 2 7)、式 (S 2 8)、式 (S 2 9) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 2 のようになる。なお、図 1 2 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

【0 2 9 5】

30

図 1 2 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 1 0 2 4 個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の 4 個を除く、1 0 2 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0 2 9 6】

そして、プリコーディング行列  $F$  を式 (S 2 2)、式 (S 2 3)、式 (S 2 4)、式 (S 2 5) のいずれかに設定し、式 (S 2 6)、式 (S 2 7)、式 (S 2 8)、式 (S 2 9) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 3 のようになる。なお、図 1 3 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

40

【0 2 9 7】

図 1 3 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図 1 2 の 1 0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とし、図 1 3 の 1 0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする。すると、 $D_1 > D_2$  が成立する

50

。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 > Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0298】

(例 1-3)

上述で説明した 16 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{16}$  および上述で説明した 64 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  に関して、式 (S 11) および式 (S 12) が成立し、

10

<1> 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<2> 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<3> 式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<4> 式 (S 5) の場合

<5> 式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0299】

【数 70】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 31)}$$

20

【0300】

または、

【0301】

【数 71】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 32)}$$

【0302】

または、

【0303】

【数 72】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 33)}$$

【0304】

または、

【0305】

【数 73】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 34)}$$

40

【0306】

なお、式 (S 31)、式 (S 32)、式 (S 33)、式 (S 34) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$

( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として

50

、以下がある。

【0307】

$\alpha$  が実数のとき：

【0308】

【数74】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \cdots \text{式 (S35)}$$

10

【0309】

または、

【0310】

【数75】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \cdots \text{式 (S36)}$$

20

【0311】

$\alpha$  が虚数のとき：

【0312】

【数76】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S37)}$$

【0313】

または、

【0314】

【数77】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S38)}$$

30

【0315】

プリコーディング行列Fを式(S31)、式(S32)、式(S33)、式(S34)のいずれかに設定し、式(S35)、式(S36)、式(S37)、式(S38)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )における同相I-直交Q平面の信号点の配置は、図14のようになる。なお、図14において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

40

【0316】

図14からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。また、同相I-直交Q平面における1024個の信号点のうち、最右最上、最右最下

50

、最左最上、最左最下の４個を除く、１０２０個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

#### 【０３１７】

そして、プリコーディング行列 $F$ を式（Ｓ３１）、式（Ｓ３２）、式（Ｓ３３）、式（Ｓ３４）のいずれかに設定し、式（Ｓ３５）、式（Ｓ３６）、式（Ｓ３７）、式（Ｓ３８）のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例Ｒ１で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )における同相Ｉ－直交Ｑ平面の信号点の配置は、図１５のようになる。なお、図１５において、横軸Ｉ、縦軸Ｑ、「●」が信号点となる。

10

#### 【０３１８】

図１５からわかるように、信号点は、重ならず、１０２４個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図１４の１０２４個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とし、図１５の１０２４個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする。すると、 $D_1 > D_2$ が成立する。したがって、構成例Ｒ１より、式（Ｓ２）、式（Ｓ３）、式（Ｓ４）、式（Ｓ５）、式（Ｓ８）において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 > Q_2$ が成立するとよいことになる。

20

#### 【０３１９】

#### （例１－４）

次に、上述で説明した１６ＱＡＭのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した６４ＱＡＭのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式（Ｓ１１）および式（Ｓ１２）が成立し、

<１>式（Ｓ２）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<２>式（Ｓ３）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

30

<３>式（Ｓ４）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<４>式（Ｓ５）の場合

<５>式（Ｓ８）の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列 $F$ を以下のいずれかに設定する場合を考える。

#### 【０３２０】

#### 【数７８】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S39)}$$

#### 【０３２１】

40

または、

#### 【０３２２】

#### 【数７９】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S40)}$$

#### 【０３２３】

または、

#### 【０３２４】

【数 8 0】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 4 1)}$$

【0 3 2 5】

または、

【0 3 2 6】

【数 8 1】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 4 2)}$$

10

【0 3 2 7】

なお、式 (S 3 9)、式 (S 4 1) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。

まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

20

【0 3 2 8】

【数 8 2】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 4 3)

【0 3 2 9】

または、

30

【0 3 3 0】

【数 8 3】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 4 4)

【0 3 3 1】

または、

40

【0 3 3 2】

【数 8 4】

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 4 5)

【0 3 3 3】

または、

【0 3 3 4】

50



【数 8 5】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 4 6)

【0 3 3 5】

なお、式 (S 4 3)、式 (S 4 4)、式 (S 4 5)、式 (S 4 6) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

10

【0 3 3 6】

【数 8 6】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \text{・・・式 (S 4 7)}$$

【0 3 3 7】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

20

プリコーディング行列  $F$  を式 (S 3 9)、式 (S 4 0)、式 (S 4 1)、式 (S 4 2) のいずれかに設定し、式 (S 4 3)、式 (S 4 4)、式 (S 4 5)、式 (S 4 6) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 4 のようになる。なお、図 1 4 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

【0 3 3 8】

30

図 1 4 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 1 0 2 4 個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の 4 個を除く、1 0 2 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0 3 3 9】

そして、プリコーディング行列  $F$  を式 (S 3 9)、式 (S 4 0)、式 (S 4 1)、式 (S 4 2) のいずれかに設定し、式 (S 4 3)、式 (S 4 4)、式 (S 4 5)、式 (S 4 6) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 5 のようになる。なお、図 1 5 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

40

【0 3 4 0】

図 1 5 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図 1 4 の 1 0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とし、図 1 5 の 1 0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする。すると、 $D_1 > D_2$  が成立する

50

。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 > Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0341】

(例 1-5)

上述で説明した 16 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{16}$  および上述で説明した 64 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  に関して、式 (S 11) および式 (S 12) が成立し、

10

<1>式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<2>式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<3>式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<4>式 (S 5) の場合

<5>式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0342】

【数 87】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 48)}$$

20

【0343】

または、

【0344】

【数 88】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 49)}$$

【0345】

または、

【0346】

【数 89】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 50)}$$

【0347】

または、

【0348】

【数 90】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 51)}$$

40

【0349】

なお、式 (S 48)、式 (S 49)、式 (S 50)、式 (S 51) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_2(t)$

( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として

50

、以下がある。

【0350】

$\alpha$  が実数のとき：

【0351】

【数91】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \cdots \text{式 (S52)}$$

10

【0352】

または、

【0353】

【数92】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \cdots \text{式 (S53)}$$

【0354】

$\alpha$  が虚数のとき：

20

【0355】

【数93】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S54)}$$

【0356】

または、

【0357】

【数94】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S55)}$$

30

【0358】

プリコーディング行列Fを式(S48)、式(S49)、式(S50)、式(S51)のいずれかに設定し、式(S52)、式(S53)、式(S54)、式(S55)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )における同相I-直交Q平面の信号点の配置は、図16のようになる。なお、図16において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

40

【0359】

図16からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。また、同相I-直交Q平面における1024個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の4個を除く、1020個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0360】

50

そして、プリコーディング行列Fを式(S48)、式(S49)、式(S50)、式(S51)のいずれかに設定し、式(S52)、式(S53)、式(S54)、式(S55)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )における同相I—直交Q平面の信号点の配置は、図17のようになる。なお、図17において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

【0361】

図17からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

10

そして、図16の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図17の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする。すると、 $D_1 < D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 < Q_2$ が成立するとよいことになる。

【0362】

(例1-6)

20

次に、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式(S11)および式(S12)が成立し、

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0363】

30

【数95】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S56)}$$

【0364】

または、

【0365】

【数96】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S57)}$$

40

【0366】

または、

【0367】

【数 9 7】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 5 8)}$$

【0 3 6 8】

または、

【0 3 6 9】

【数 9 8】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 5 9)}$$

10

【0 3 7 0】

なお、式 (S 5 6)、式 (S 5 8) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。

まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

20

【0 3 7 1】

【数 9 9】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 6 0)

【0 3 7 2】

または、

【0 3 7 3】

【数 1 0 0】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 6 1)

【0 3 7 4】

または、

【0 3 7 5】

【数 1 0 1】

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 6 2)

【0 3 7 6】

または、

【0 3 7 7】

30

40

50

【数 1 0 2】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 6 3)

【0 3 7 8】

なお、式 (S 6 0)、式 (S 6 1)、式 (S 6 2)、式 (S 6 3) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

10

【0 3 7 9】

【数 1 0 3】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \cdots \text{式 (S 6 4)}$$

【0 3 8 0】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

20

プリコーディング行列  $F$  を式 (S 5 6)、式 (S 5 7)、式 (S 5 8)、式 (S 5 9) のいずれかに設定し、式 (S 6 0)、式 (S 6 1)、式 (S 6 2)、式 (S 6 3) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 6 のようになる。なお、図 1 6 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

【0 3 8 1】

30

図 1 6 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 1 0 2 4 個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の 4 個を除く、1 0 2 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0 3 8 2】

そして、プリコーディング行列  $F$  を式 (S 5 6)、式 (S 5 7)、式 (S 5 8)、式 (S 5 9) のいずれかに設定し、式 (S 6 0)、式 (S 6 1)、式 (S 6 2)、式 (S 6 3) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 7 のようになる。なお、図 1 7 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

40

【0 3 8 3】

図 1 7 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図 1 6 の 1 0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とし、図 1 7 の 1

50

0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする。すると、 $D_1 < D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 < Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0 3 8 4】

(例 1-7)

上述で説明した 1 6 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{16}$  および上述で説明した 6 4 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  に関して、式 (S 1 1) および式 (S 1 2) が成立し、

10

< 1 > 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 2 > 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 3 > 式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 4 > 式 (S 5) の場合

< 5 > 式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0 3 8 5】

【数 1 0 4】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 6 5)}$$

20

【0 3 8 6】

または、

【0 3 8 7】

【数 1 0 5】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 6 6)}$$

30

【0 3 8 8】

または、

【0 3 8 9】

【数 1 0 6】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 6 7)}$$

【0 3 9 0】

または、

【0 3 9 1】

【数 1 0 7】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 6 8)}$$

40

【0 3 9 2】

なお、式 (S 6 5)、式 (S 6 6)、式 (S 6 7)、式 (S 6 8) において、 $\alpha$  は実数

50

であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$ は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$ は0（ゼロ）ではない。そして、 $\beta$ も0（ゼロ）ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\alpha$ の値について考える。  
式（S2）、式（S3）、式（S4）、式（S5）、式（S8）における信号 $z_2(t)$ （ $z_2(i)$ ）に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\alpha$ の値として、以下がある。

【0393】

$\alpha$ が実数のとき：

10

【0394】

【数108】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \cdots \text{式 (S69)}$$

【0395】

または、

20

【0396】

【数109】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \cdots \text{式 (S70)}$$

【0397】

$\alpha$ が虚数のとき：

【0398】

30

【数110】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S71)}$$

【0399】

または、

【0400】

【数111】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S72)}$$

40

【0401】

プリコーディング行列Fを式（S65）、式（S66）、式（S67）、式（S68）のいずれかに設定し、式（S69）、式（S70）、式（S71）、式（S72）のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$

50



) ( $u_2(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図18のようになる。  
 なお、図18において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

【0402】

図18からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。また、同相I一直交Q平面における1024個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の4個を除く、1020個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0403】

そして、プリコーディング行列Fを式(S65)、式(S66)、式(S67)、式(S68)のいずれかに設定し、式(S69)、式(S70)、式(S71)、式(S72)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ )が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)に対応する信号点から(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図19のようになる。なお、図19において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

【0404】

図19からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図18の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図19の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする。すると、 $D_1 < D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 < Q_2$ が成立するとよいことになる。

【0405】

(例1-8)

次に、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式(S11)および式(S12)が成立し、

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0406】

【数112】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S73)}$$

【0407】

または、

【0408】

10

20

30

40

【数 1 1 3】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 7 4)}$$

【0 4 0 9】

または、

【0 4 1 0】

【数 1 1 4】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 7 5)}$$

10

【0 4 1 1】

または、

【0 4 1 2】

【数 1 1 5】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 7 6)}$$

20

【0 4 1 3】

なお、式 (S 7 3)、式 (S 7 5) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

【0 4 1 4】

【数 1 1 6】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 7 7)

【0 4 1 5】

または、

【0 4 1 6】

【数 1 1 7】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 7 8)

【0 4 1 7】

または、

【0 4 1 8】

30

40

【数 1 1 8】

$$\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 7 9)

【0 4 1 9】

または、

【0 4 2 0】

【数 1 1 9】

10

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 8 0)

【0 4 2 1】

なお、式 (S 7 7)、式 (S 7 8)、式 (S 7 9)、式 (S 8 0) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

20

【0 4 2 2】

【数 1 2 0】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \dots \text{式 (S 8 1)}$$

【0 4 2 3】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

プリコーディング行列  $F$  を式 (S 7 3)、式 (S 7 4)、式 (S 7 5)、式 (S 7 6) のいずれかに設定し、式 (S 7 7)、式 (S 7 8)、式 (S 7 9)、式 (S 8 0) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 8 のようになる。なお、図 1 8 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

30

【0 4 2 4】

図 1 8 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 1 0 2 4 個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の 4 個を除く、1 0 2 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

40

【0 4 2 5】

そして、プリコーディング行列  $F$  を式 (S 7 3)、式 (S 7 4)、式 (S 7 5)、式 (S 7 6) のいずれかに設定し、式 (S 7 7)、式 (S 7 8)、式 (S 7 9)、式 (S 8 0) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号

50

$u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) における同相 I ー 直交 Q 平面の信号点の配置は、図 19 のようになる。なお、図 19 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

【0426】

図 19 からわかるように、信号点は、重ならず、1024 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図 18 の 1024 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とし、図 19 の 1024 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする。すると、 $D_1 < D_2$  が成立する。したがって、構成例 R1 より、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 < Q_2$  が成立するとよいことになる。

10

【0427】

(例 1ー 補足)

(例 1ー 1) ～ (例 1ー 8) では、高いデータの受信品質を得られる可能性のある  $\alpha$  の値の例、および、 $\theta$  の値の例を示したが、 $\alpha$  の値、および、 $\theta$  の値は、これらの値でなくとも、構成例 R1 に示した条件を満たすことで、高いデータの受信品質が得られることがある。

【0428】

20

(例 2)

以下では、図 5 から図 7 のマッピング部 504 において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) を得るための変調方式を 64 QAM とし、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) を得るための変調方式を 16 QAM とし、例えば、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) のいずれかのプリコーディング、および／または、パワー変更を行ったときのプリコーディング行列 (F) の構成とパワー変更に関する条件の例について説明する。

【0429】

まず、16 QAM のマッピング方法について説明する。図 10 は、同相 I ー 直交 Q 平面における 16 QAM の信号点配置の例を示している。なお、図 10 において、16 個の○が 16 QAM の信号点であり、横軸 I、縦軸 Q となる。

30

16 QAM の 16 個の信号点 (図 10 の「○」が信号点である。) の同相 I ー 直交 Q 平面におけるそれぞれの座標は、 $(3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(3w_{16}, w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(w_{16}, w_{16})$ 、 $(w_{16}, -w_{16})$ 、 $(w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ 、となる ( $w_{16}$  は 0 より大きい実数となる。)。

【0430】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$  の場合、図 10 における信号点 1001 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を I、直交成分を Q とすると、 $(I, Q) = (3w_{16}, 3w_{16})$  となる。

40

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ ) に基づき、(16 QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I、直交成分 Q が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  のセット (0000 ～ 1111) と信号点の座標の関係の一例は図 10 のとおりである。16 QAM の 16 個の信号点 (図 10 の「○」) ( $3w_{16}, 3w_{16}$ )、 $(3w_{16}, w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(w_{16}, w_{16})$ 、 $(w_{16}, -w_{16})$ 、 $(w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ 、となる。

50

$(-3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ の直下に $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000~1111の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000~1111の直上の信号点(「○」)の同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、16QAM時の $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット(0000~1111)と信号点の座標の関係は、図10に限ったものではない。そして、(16QAM時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、図5から図7のベースバンド信号( $s_1(t)$ )または $s_2(t)$ )となる。

#### 【0431】

10

64QAMのマッピング方法について説明する。図11は、同相I-直交Q平面における64QAMの信号点配置の例を示している。なお、図11において、64個の○が64QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

64QAMの64個の信号点(図11の「○」が信号点である。)の同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$

$(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$

20

$(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$

$(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$

30

$(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$

$(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$

$(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$

40

となる( $w_{64}$ は0より大きい実数となる。)

#### 【0432】

ここで、送信するビット(入力ビット)を $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ とする。例えば、送信するビットが $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ の場合、図11における信号点1101にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分をI、直交成分をQとすると、 $(I, Q) = (7w_{64}, 7w_{64})$ となる。

#### 【0433】

つまり、送信するビット( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ )に基づき、(64QAM時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qが決定される。な

50

お、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ のセット(000000~111111)と信号点の座標の関係の一例は図11のとおりである。64QAMの64個の信号点(図11の「○」)  
 $(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、  
 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$

$(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$

$(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$

$(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$

$(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$

$(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$

$(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$ の直下に $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ のセット000000~111111の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ のセット000000~111111の直上の信号点(「○」)の

同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、64QAM時の $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ のセット(000000~111111)と信号点の座標の関係は、図11に限ったものではない。そして、(64QAM時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、図5から図7のベースバンド信号( $s_1(t)$ または $s_2(t)$ )となる。

#### 【0434】

ここでの例では、図5~図7において、ベースバンド信号505A( $s_1(t)$ ( $s_1(i)$ ))の変調方式を64QAM、ベースバンド信号505B( $s_2(t)$ ( $s_2(i)$ ))の変調方式を16QAMとし、プリコーディング行列の構成について説明する。

このとき、図5~図7のマッピング部504の出力であるベースバンド信号505A( $s_1(t)$ ( $s_1(i)$ ))の平均電力とベースバンド信号505B( $s_2(t)$ ( $s_2(i)$ ))平均電力を等しくするのが一般的となる。したがって、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、以下の関係式が成立する。

#### 【0435】

#### 【数121】

$$w_{16} = \frac{z}{\sqrt{10}} \cdots (S82)$$

10

20

30

40

【0436】

【数122】

$$w_{64} = \frac{z}{\sqrt{42}} \cdots \text{(S83)}$$

【0437】

なお、式(S82)および式(S83)において、 $z$ は0より大きい実数とする。そして、

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

10

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$

【0438】

【数123】

$$F = \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \cdots \text{(S84)}$$

20

【0439】

の構成、および、 $Q_1$ と $Q_2$ の関係について、以下で((例2-1)～(例2-8))詳しく説明する。

(例2-1)

上述の<1>から<5>のいずれかの場合において、プリコーディング行列  $F$  を以下にいずれかに設定するものとする。

【0440】

【数124】

30

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式(S85)}$$

【0441】

または、

【0442】

【数125】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式(S86)}$$

40

【0443】

または、

【0444】

【数126】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(S87)}$$

【0445】

または、

【0446】

50

【数 1 2 7】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 8 8)}$$

【0 4 4 7】

なお、式 (S 8 5)、式 (S 8 6)、式 (S 8 7)、式 (S 8 8) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

10

まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0 4 4 8】

$\alpha$  が実数のとき：

【0 4 4 9】

【数 1 2 8】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \cdots \text{式 (S 8 9)}$$

20

【0 4 5 0】

または、

【0 4 5 1】

【数 1 2 9】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \cdots \text{式 (S 9 0)}$$

30

【0 4 5 2】

$\alpha$  が虚数のとき：

【0 4 5 3】

【数 1 3 0】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 9 1)}$$

40

【0 4 5 4】

または、

【0 4 5 5】

【数 1 3 1】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 9 2)}$$

50



## 【0456】

ところで、ベースバンド信号505A ( $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ))の変調方式を64 QAM、ベースバンド信号505B ( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ))の変調方式を16 QAMとなる。したがって、上述のようにプリコーディング(および、位相変更、パワー変更)を行い、変調信号を各アンテナから送信する場合、時間uの(単位)時間、周波数(キャリア)vにより、図8のアンテナ808Aから送信するシンボルとアンテナ808Bから送信するシンボルにより送信される総ビット数は、(16 QAMを用いることによる)4ビットと(64 QAMを用いることによる)6ビットの和の10ビットとなる。

## 【0457】

16 QAMのマッピングのための入力ビットを $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、64 QAMのマッピングのための入力ビットを $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ としたとき、式(S89)、式(S90)、式(S91)、式(S92)のいずれの $\alpha$ に設定しても、  
信号 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ )において、

( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ )が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)に対応する信号点から(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)に対応する信号点と同相I-直交Q平面に存在し、

同様に、信号 $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ )においても、

( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ )が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)に対応する信号点から(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)に対応する信号点と同相I-直交Q平面に存在する。

## 【0458】

上述で、

「式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)における信号 $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ )に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\alpha$ の値」として、式(S89)～式(S92)を記載したが、この点について説明する。

信号 $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ )において、

( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ )が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)に対応する信号点から(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)に対応する信号点と同相I-直交Q平面に存在することになるが、この $2^{10} = 1024$ 個の信号点が、同相I-直交Q平面において、重ならず、1024個の信号点として存在することが望まれる。

## 【0459】

なぜなら、信号 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ )を送信するアンテナから送信された変調信号が受信装置に届かない場合、受信装置は、信号 $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ )を用いて、検波、および、誤り訂正復号を行うことになるが、このとき、受信装置が高いデータの受信品質を得るためには、「重ならず、1024個の信号点」存在するとよいからである。

プリコーディング行列Fを式(S85)、式(S86)、式(S87)、式(S88)のいずれかに設定し、式(S89)、式(S90)、式(S91)、式(S92)のように $\alpha$ を設定した場合、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )において、( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ )が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)に対応する信号点から(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)に対応する信号点の配置は図16のようになる。なお、図16において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

## 【0460】

図16からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわか

る。また、同相 I ー 直交 Q 平面における 1 0 2 4 個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の 4 個を除く、1 0 2 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

#### 【0 4 6 1】

そして、プリコーディング行列 F を式 (S 8 5)、式 (S 8 6)、式 (S 8 7)、式 (S 8 8) のいずれかに設定し、式 (S 8 9)、式 (S 9 0)、式 (S 9 1)、式 (S 9 2) のように  $\alpha$  を設定した場合、同相 I ー 直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) に対応する信号点から (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) に対応する信号点の配置は図 1 7 のようになる。なお、図 1 7 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

10

#### 【0 4 6 2】

図 1 7 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図 1 6 の 1 0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とし、図 1 7 の 1 0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする。すると、 $D_1 < D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 < Q_2$  が成立するとよいことになる。

20

#### 【0 4 6 3】

#### (例 2 ー 2)

次に、上述で説明した 1 6 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{16}$  および上述で説明した 6 4 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  に関して、式 (S 1 1) および式 (S 1 2) が成立し、

- < 1 > 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合
- < 2 > 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合
- < 3 > 式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合
- < 4 > 式 (S 5) の場合
- < 5 > 式 (S 8) の場合

30

の演算を行うときのプリコーディング行列 F を以下のいずれかに設定する場合を考える。

#### 【0 4 6 4】

#### 【数 1 3 2】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 9 3)}$$

40

#### 【0 4 6 5】

または、

#### 【0 4 6 6】

#### 【数 1 3 3】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 9 4)}$$

#### 【0 4 6 7】

または、

50

【0468】

【数134】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S95)}$$

【0469】

または、

【0470】

【数135】

10

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S96)}$$

【0471】

なお、式 (S93)、式 (S95) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。

まず、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

20

【0472】

【数136】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S97)

30

【0473】

または、

【0474】

【数137】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S98)

40

【0475】

または、

【0476】

【数138】

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S99)

【0477】

50

または、

【0478】

【数139】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式(S100)

【0479】

なお、式(S97)、式(S98)、式(S99)、式(S100)において、 $\tan^{-1}(x)$  10  
は、逆三角関数(inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数)であり、

【0480】

【数140】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \text{・・・式(S101)}$$

【0481】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載し 20  
てもよい。そして、nは整数とする。

プリコーディング行列Fを式(S93)、式(S94)、式(S95)、式(S96)のいずれかに設定し、式(S97)、式(S98)、式(S99)、式(S100)のようにθを設定した場合、上述と同様に考えると、( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ )が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)に対応する信号点から(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図16のようになる。なお、図16において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。 30

【0482】

図16からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。また、同相I一直交Q平面における1024個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の4個を除く、1020個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0483】

そして、プリコーディング行列Fを式(S93)、式(S94)、式(S95)、式(S96)のいずれかに設定し、式(S97)、式(S98)、式(S99)、式(S100)のようにθを設定した場合、上述と同様に考えると、( $b_{0,16}$ 、 $b_{1,16}$ 、 $b_{2,16}$ 、 $b_{3,16}$ 、 $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ )が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)に対応する信号点から(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図17のようになる。なお、図17において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。 40

【0484】

図17からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図16の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図17の1 50

0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする。すると、 $D_1 < D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 < Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0 4 8 5】

(例 2 - 3)

上述で説明した 1 6 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{1\ 6}$  および上述で説明した 6 4 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{6\ 4}$  に関して、式 (S 1 1) および式 (S 1 2) が成立し、

10

< 1 > 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 2 > 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 3 > 式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 4 > 式 (S 5) の場合

< 5 > 式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0 4 8 6】

【数 1 4 1】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 0 2)}$$

20

【0 4 8 7】

または、

【0 4 8 8】

【数 1 4 2】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 0 3)}$$

30

【0 4 8 9】

または、

【0 4 9 0】

【数 1 4 3】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 0 4)}$$

【0 4 9 1】

または、

【0 4 9 2】

【数 1 4 4】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 0 5)}$$

40

【0 4 9 3】

なお、式 (S 1 0 2)、式 (S 1 0 3)、式 (S 1 0 4)、式 (S 1 0 5) において、 $\alpha$

50

は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$ は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$ は0（ゼロ）ではない。そして、 $\beta$ も0（ゼロ）ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\alpha$ の値について考える。

式（S2）、式（S3）、式（S4）、式（S5）、式（S8）における信号 $z_2(t)$ （ $z_2(i)$ ）に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\alpha$ の値として、以下がある。

【0494】

$\alpha$ が実数のとき：

10

【0495】

【数145】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \cdots \text{式 (S106)}$$

【0496】

または、

20

【0497】

【数146】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \cdots \text{式 (S107)}$$

【0498】

$\alpha$ が虚数のとき：

30

【0499】

【数147】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S108)}$$

【0500】

または、

40

【0501】

【数148】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S109)}$$

【0502】

プリコーディング行列Fを式（S102）、式（S103）、式（S104）、式（S105）のいずれかに設定し、式（S106）、式（S107）、式（S108）、式（

50

S 1 0 9) のように  $\alpha$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0, 16}, b_{1, 16}, b_{2, 16}, b_{3, 16}, b_{0, 64}, b_{1, 64}, b_{2, 64}, b_{3, 64}, b_{4, 64}, b_{5, 64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 8 のようになる。なお、図 1 8 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

#### 【0503】

図 1 8 からわかるように、信号点は、重ならず、1024 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 1024 個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の 4 個を除く、1020 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

10

#### 【0504】

そして、プリコーディング行列 F を式 (S 1 0 2)、式 (S 1 0 3)、式 (S 1 0 4)、式 (S 1 0 5) のいずれかに設定し、式 (S 1 0 6)、式 (S 1 0 7)、式 (S 1 0 8)、式 (S 1 0 9) のように  $\alpha$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0, 16}, b_{1, 16}, b_{2, 16}, b_{3, 16}, b_{0, 64}, b_{1, 64}, b_{2, 64}, b_{3, 64}, b_{4, 64}, b_{5, 64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 9 のようになる。なお、図 1 9 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

20

#### 【0505】

図 1 9 からわかるように、信号点は、重ならず、1024 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図 1 8 の 1024 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とし、図 1 9 の 1024 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする。すると、 $D_1 < D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 < Q_2$  が成立するとよいことになる。

#### 【0506】

30

#### (例 2-4)

次に、上述で説明した 16 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{16}$  および上述で説明した 64 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  に関して、式 (S 1 1) および式 (S 1 2) が成立し、

< 1 > 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 2 > 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 3 > 式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

40

< 4 > 式 (S 5) の場合

< 5 > 式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列 F を以下のいずれかに設定する場合を考える。

#### 【0507】

#### 【数 1 4 9】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 1 0)}$$

#### 【0508】

50

または、

【0509】

【数150】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S111)}$$

【0510】

または、

【0511】

【数151】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S112)}$$

【0512】

または、

【0513】

【数152】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S113)}$$

【0514】

なお、式 (S110)、式 (S112) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値について考える。

まず、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) における信号 $z_2$

( $t$ ) ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値として、以下がある。

【0515】

【数153】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S114)

【0516】

または、

【0517】

【数154】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S115)

【0518】

または、



【0519】

【数155】

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式(S116)

【0520】

または、

【0521】

【数156】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{10}} \times \frac{4}{5} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式(S117)

【0522】

なお、式(S114)、式(S115)、式(S116)、式(S117)において、 $\tan^{-1}(x)$ は、逆三角関数(inverse trigonometric function)(三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数)であり、

【0523】

【数157】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \cdots \text{式(S118)}$$

【0524】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$ は整数とする。

プリコーディング行列 $F$ を式(S110)、式(S111)、式(S112)、式(S113)のいずれかに設定し、式(S114)、式(S115)、式(S116)、式(S117)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$ ( $u_2(i)$ )における同相I-直交Q平面の信号点の配置は、図18のようになる。なお、図18において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

【0525】

図18からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。また、同相I-直交Q平面における1024個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の4個を除く、1020個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0526】

そして、プリコーディング行列 $F$ を式(S110)、式(S111)、式(S112)、式(S113)のいずれかに設定し、式(S114)、式(S115)、式(S116)、式(S117)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16},$

10

20

30

40

50

$b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) における同相 I ー 直交 Q 平面の信号点の配置は、図 19 のようになる。なお、図 19 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

【0527】

図 19 からわかるように、信号点は、重ならず、1024 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

10

そして、図 18 の 1024 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とし、図 19 の 1024 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする。すると、 $D_1 < D_2$  が成立する。したがって、構成例 R1 より、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 < Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0528】

(例 2-5)

上述で説明した 16 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{16}$  および上述で説明した 64 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  に関して、式 (S11) および式 (S12) が成立し、

20

<1> 式 (S2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<2> 式 (S3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<3> 式 (S4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<4> 式 (S5) の場合

<5> 式 (S8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0529】

【数 158】

30

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S119)}$$

【0530】

または、

【0531】

【数 159】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S120)}$$

40

【0532】

または、

【0533】

【数 160】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S121)}$$

50

【0534】

または、

【0535】

【数161】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S122)}$$

【0536】

10

なお、式 (S119)、式 (S120)、式 (S121)、式 (S122) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0537】

 $\alpha$  が実数のとき：

20

【0538】

【数162】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \cdots \text{式 (S123)}$$

【0539】

または、

30

【0540】

【数163】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \cdots \text{式 (S124)}$$

【0541】

 $\alpha$  が虚数のとき：

40

【0542】

【数164】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S125)}$$

【0543】

または、

50

【0544】

【数165】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S126)}$$

【0545】

プリコーディング行列Fを式(S119)、式(S120)、式(S121)、式(S122)のいずれかに設定し、式(S123)、式(S124)、式(S125)、式(S126)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図12のようになる。なお、図12において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

【0546】

図12からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。また、同相I一直交Q平面における1024個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の4個を除く、1020個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0547】

そして、プリコーディング行列Fを式(S119)、式(S120)、式(S121)、式(S122)のいずれかに設定し、式(S123)、式(S124)、式(S125)、式(S126)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図13のようになる。なお、図13において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

【0548】

図13からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図12の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とし、図13の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする。すると、 $D_1 > D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 > Q_2$ が成立するとよいことになる。

【0549】

(例2-6)

次に、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式(S11)および式(S12)が成立し、

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列 F を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0 5 5 0】

【数 1 6 6】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 2 7)}$$

【0 5 5 1】

または、

【0 5 5 2】

【数 1 6 7】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 2 8)}$$

【0 5 5 3】

または、

【0 5 5 4】

【数 1 6 8】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 2 9)}$$

【0 5 5 5】

または、

【0 5 5 6】

【数 1 6 9】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 3 0)}$$

【0 5 5 7】

なお、式 (S 1 2 7)、式 (S 1 2 9) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

【0 5 5 8】

【数 1 7 0】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 1 3 1)

【0 5 5 9】

または、

【0 5 6 0】

10

20

30

40

【数 1 7 1】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 1 3 2)

【0 5 6 1】

または、

【0 5 6 2】

10

【数 1 7 2】

$$\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 1 3 3)

【0 5 6 3】

または、

【0 5 6 4】

20

【数 1 7 3】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{5}{4}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 1 3 4)

【0 5 6 5】

なお、式 (S 1 3 1)、式 (S 1 3 2)、式 (S 1 3 3)、式 (S 1 3 4) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

【0 5 6 6】

【数 1 7 4】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \dots \text{式 (S 1 3 5)}$$

【0 5 6 7】

40

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

プリコーディング行列  $F$  を式 (S 1 2 7)、式 (S 1 2 8)、式 (S 1 2 9)、式 (S 1 3 0) のいずれかに設定し、式 (S 1 3 1)、式 (S 1 3 2)、式 (S 1 3 3)、式 (S 1 3 4) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1

50

2 のようになる。なお、図 1 2 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

【0 5 6 8】

図 1 2 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。また、同相 I ー 直交 Q 平面における 1 0 2 4 個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の 4 個を除く、1 0 2 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0 5 6 9】

そして、プリコーディング行列 F を式 (S 1 2 7)、式 (S 1 2 8)、式 (S 1 2 9)、式 (S 1 3 0) のいずれかに設定し、式 (S 1 3 1)、式 (S 1 3 2)、式 (S 1 3 3)、式 (S 1 3 4) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0, 16}, b_{1, 16}, b_{2, 16}, b_{3, 16}, b_{0, 64}, b_{1, 64}, b_{2, 64}, b_{3, 64}, b_{4, 64}, b_{5, 64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) における同相 I ー 直交 Q 平面の信号点の配置は、図 1 3 のようになる。なお、図 1 3 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

【0 5 7 0】

図 1 3 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図 1 2 の 1 0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とし、図 1 3 の 1 0 2 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする。すると、 $D_1 > D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 > Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0 5 7 1】

(例 2 ー 7)

上述で説明した 1 6 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{16}$  および上述で説明した 6 4 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  に関して、式 (S 1 1) および式 (S 1 2) が成立し、

< 1 > 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 2 > 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 3 > 式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 4 > 式 (S 5) の場合

< 5 > 式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列 F を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0 5 7 2】

【数 1 7 5】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 3 6)}$$

【0 5 7 3】

または、

【0 5 7 4】

【数 1 7 6】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 3 7)}$$

【0 5 7 5】

または、

【0 5 7 6】

【数 1 7 7】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 3 8)}$$

10

【0 5 7 7】

または、

【0 5 7 8】

【数 1 7 8】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 3 9)}$$

20

【0 5 7 9】

なお、式 (S 1 3 6)、式 (S 1 3 7)、式 (S 1 3 8)、式 (S 1 3 9) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0 5 8 0】

30

$\alpha$  が実数のとき：

【0 5 8 1】

【数 1 7 9】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \cdots \text{式 (S 1 4 0)}$$

【0 5 8 2】

40

または、

【0 5 8 3】

【数 1 8 0】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \cdots \text{式 (S 1 4 1)}$$

【0 5 8 4】

$\alpha$  が虚数のとき：

50



【0585】

【数181】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S142)}$$

【0586】

または、

10

【0587】

【数182】

$$\alpha = \frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S143)}$$

【0588】

プリコーディング行列Fを式(S136)、式(S137)、式(S138)、式(S139)のいずれかに設定し、式(S140)、式(S141)、式(S142)、式(S143)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図14のようになる。なお、図14において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

20

【0589】

図14からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。また、同相I一直交Q平面における1024個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の4個を除く、1020個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

30

【0590】

そして、プリコーディング行列Fを式(S136)、式(S137)、式(S138)、式(S139)のいずれかに設定し、式(S140)、式(S141)、式(S142)、式(S143)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図15のようになる。なお、図15において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

40

【0591】

図15からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図14の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とし、図15の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする。すると、 $D_1 > D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 > Q_2$ が成立するとよいことになる。

【0592】

50

(例 2 - 8)

次に、上述で説明した 16 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{16}$  および上述で説明した 64 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  に関して、式 (S11) および式 (S12) が成立し、

<1> 式 (S2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<2> 式 (S3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<3> 式 (S4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<4> 式 (S5) の場合

10

<5> 式 (S8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0593】

【数183】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S144)}$$

【0594】

または、

【0595】

【数184】

20

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S145)}$$

【0596】

または、

【0597】

【数185】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S146)}$$

30

【0598】

または、

【0599】

【数186】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S147)}$$

40

【0600】

なお、式 (S144)、式 (S146) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。

まず式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

【0601】

【数 1 8 7】

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 1 4 8)

【0 6 0 2】

または、

【0 6 0 3】

【数 1 8 8】

10

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 1 4 9)

【0 6 0 4】

または、

【0 6 0 5】

【数 1 8 9】

20

$$\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 1 5 0)

【0 6 0 6】

または、

【0 6 0 7】

【数 1 9 0】

30

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{10}}{\sqrt{42}} \times \frac{4}{5}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 1 5 1)

【0 6 0 8】

なお、式 (S 1 4 8)、式 (S 1 4 9)、式 (S 1 5 0)、式 (S 1 5 1) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

40

【0 6 0 9】

【数 1 9 1】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \dots \text{式 (S 1 5 2)}$$

【0 6 1 0】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

50

プリコーディング行列Fを式(S144)、式(S145)、式(S146)、式(S147)のいずれかに設定し、式(S148)、式(S149)、式(S150)、式(S151)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )における同相I-直交Q平面の信号点の配置は、図14のようになる。なお、図14において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

#### 【0611】

図14からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。また、同相I-直交Q平面における1024個の信号点のうち、最右最上、最右最下、最左最上、最左最下の4個を除く、1020個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

#### 【0612】

そして、プリコーディング行列Fを式(S144)、式(S145)、式(S146)、式(S147)のいずれかに設定し、式(S148)、式(S149)、式(S150)、式(S151)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )における同相I-直交Q平面の信号点の配置は、図15のようになる。なお、図15において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

#### 【0613】

図15からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図14の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とし、図15の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする。すると、 $D_1 > D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 > Q_2$ が成立するとよいことになる。

#### 【0614】

#### (例2-補足)

(例2-1)～(例2-8)では、高いデータの受信品質を得られる可能性のある $\alpha$ の値の例、および、 $\theta$ の値の例を示したが、 $\alpha$ の値、および、 $\theta$ の値は、これらの値でなくても、構成例R1に示した条件を満たすことで、高いデータの受信品質が得られることがある。

#### 【0615】

#### (例3)

以下では、図5から図7のマッピング部504において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )を得るための変調方式を64QAMとし、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )を得るための変調方式を256QAMとし、例えば、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)のいずれかのプリコーディング、および／または、パワー変更を行ったときのプリコーディング行列(F)の構成とパワー変更に関する条件の例について説明する。

まず、64QAMのマッピング方法について説明する。図11は、同相I-直交Q平面における64QAMの信号点配置の例を示している。なお、図11において、64個の○が

10

20

30

40

50

64 QAMの信号点であり、横軸 I、縦軸 Qとなる。

【0616】

64 QAMの64個の信号点（図11の「○」が信号点である。）の同相 I – 直交 Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$

$(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$

$(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$

$(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$

$(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$

$(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$

$(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$

となる ( $w_{64}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

【0617】

ここで、送信するビット（入力ビット）を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図11における信号点1101にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を I、直交成分を Q とすると、 $(I, Q) = (7w_{64}, 7w_{64})$  となる。

【0618】

つまり、送信するビット（ $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ ）に基づき、（64 QAM時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I、直交成分 Q が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット（000000～111111）と信号点の座標の関係の一例は図11のとおりである。64 QAMの64個の信号点（図11の「○」） $(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$

$(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$

$(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$

$(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$

$(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$

$(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$

$(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$ の直下にb0、b1、b2、b3、b4、b5のセット000000~111111の値が示されている。b0、b1、b2、b3、b4、b5のセット000000~111111の直上の信号点(「○」)の

同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、64QAM時のb0、b1、b2、b3、b4、b5のセット(000000~111111)と信号点の座標の関係は、図11に限ったものではない。そして、(64QAM時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、図5から図7のベースバンド信号( $s_1(t)$ または $s_2(t)$ )となる。

256QAMのマッピング方法について説明する。図20は、同相I-直交Q平面における256QAMの信号点配置の例を示している。なお、図20において、256個の○が256QAMの信号点である。

#### 【0619】

256QAMの256個の信号点(図20の「○」が信号点である。)の同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(15w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(15w_{256}, w_{256})$ 、

$(15w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -w_{256})$ 、

$(13w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(13w_{256}, w_{256})$ 、

$(13w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -w_{256})$ 、

$(11w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(11w_{256}, w_{256})$ 、

10

20

30

40

50

,  $11w_{256}$ )、 $(11w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(11w_{256}, w_{256})$ 、

$(11w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -w_{256})$ 、

$(9w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(9w_{256}, w_{256})$ 、

$(9w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -w_{256})$ 、

$(7w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(7w_{256}, w_{256})$ 、

$(7w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -w_{256})$ 、

$(5w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(5w_{256}, w_{256})$ 、

$(5w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -w_{256})$ 、

$(3w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(3w_{256}, w_{256})$ 、

$(3w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -w_{256})$ 、

$(w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(w_{256}, w_{256})$ 、

$(w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-15w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, w_{256})$ 、

10

20

30

40

50

$$(-1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}, \ 1 \ 5 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}, \ 1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}, \ 1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}, \ 9 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}, \ 7 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}, \ 5 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}, \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}, \ w_{2 \ 5 \ 6}),$$

10

$$(-1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}, -1 \ 5 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}, -1 \ 3 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}, -1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}, -9 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}, -7 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}, -5 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}, -3 \ w_{2 \ 5 \ 6}), (-1 \ 1 \ w_{2 \ 5 \ 6}, -w_{2 \ 5 \ 6}),$$
$$(-9w_{256}, -15w_{256}), (-9w_{256}, -13w_{256}), (-9w_{256}, -11w_{256}), (-9w_{256}, -9w_{256}), (-9w_{256}, -7w_{256}), (-9w_{256}, -5w_{256}), (-9w_{256}, -3w_{256}), (-9w_{256}, -w_{256}),$$
$$(-7w_{256}, -15w_{256}), (-7w_{256}, -13w_{256}), (-7w_{256}, -11w_{256}), (-7w_{256}, -9w_{256}), (-7w_{256}, -7w_{256}), (-7w_{256}, -5w_{256}), (-7w_{256}, -3w_{256}), (-7w_{256}, -w_{256}),$$
$$(-5w_{256}, -15w_{256}), (-5w_{256}, -13w_{256}), (-5w_{256}, -11w_{256}), (-5w_{256}, -9w_{256}), (-5w_{256}, -7w_{256}), (-5w_{256}, -5w_{256}), (-5w_{256}, -3w_{256}), (-5w_{256}, -w_{256}),$$

50



$(-3w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-3w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -w_{256})$ 、

10

$(-w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -w_{256})$ 、

、となる ( $w_{256}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【0620】

20

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図 20 における信号点 2001 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (15w_{256}, 15w_{256})$  となる。

#### 【0621】

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$ ) に基づき、(256QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  のセット (00000000 ~ 11111111) と信号点の座標の関係の一例は図 20 のとおりである。

30

256QAM の 256 個の信号点 (図 20 の「○」)  
 $(15w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(15w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(15w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -w_{256})$ 、

40

$(13w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(13w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(13w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -w_{256})$ 、

$(11w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 11w_{256})$ 、

50

,  $(11w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(11w_{256}, w_{256})$ 、

$(11w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -w_{256})$ 、

$(9w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(9w_{256}, w_{256})$ 、

$(9w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -w_{256})$ 、

$(7w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(7w_{256}, w_{256})$ 、

$(7w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -w_{256})$ 、

$(5w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(5w_{256}, w_{256})$ 、

$(5w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -w_{256})$ 、

$(3w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(3w_{256}, w_{256})$ 、

$(3w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -w_{256})$ 、

$(w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(w_{256}, w_{256})$ 、

$(w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-15w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 7w_{256})$ 、



$56, -w_{256})$ 、

$(-3w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, w_{256})$ 、

$(-3w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-3w_{256}, -w_{256})$ 、

10

$(-w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-w_{256}, w_{256})$ 、

$(-w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-w_{256}, -w_{256})$ 、

の直下に  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  のセット  $00000000 \sim 11111111$  の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  のセット  $00000000 \sim 11111111$  の直上の信号点（「○」）の同相 I 直交 Q 平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I および直交成分 Q となる。なお、256QAM 時の  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  のセット（ $00000000 \sim 11111111$ ）と信号点の座標の関係は、図 20 に限ったものではない。そして、（256QAM 時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I、直交成分 Q を複素表現した値が、図 5 から図 7 のベースバンド信号（ $s_1(t)$  または  $s_2(t)$ ）となる。

20

【0622】

30

ここでの例では、図 5～図 7 において、ベースバンド信号 505A（ $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ））の変調方式を 64QAM、ベースバンド信号 505B（ $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ））の変調方式を 256QAM とし、プリコーディング行列の構成について説明する。

このとき、図 5～図 7 のマッピング部 504 の出力であるベースバンド信号 505A（ $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ））の平均電力とベースバンド信号 505B（ $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ））平均電力を等しくするのが一般的となる。したがって、上述で説明した 64QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  および上述で説明した 256QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{256}$  に関して、以下の関係式が成立する。

【0623】

【数192】

40

$$w_{64} = \frac{z}{\sqrt{42}} \cdots (S153)$$

【0624】

【数193】

$$w_{256} = \frac{z}{\sqrt{170}} \cdots (S154)$$

50

## 【0625】

なお、式 (S153) および式 (S154) において、 $z$  は 0 より大きい実数とする。  
そして、

<1>式 (S2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<2>式 (S3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<3>式 (S4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<4>式 (S5) の場合

<5>式 (S8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$

## 【0626】

10

## 【数194】

$$F = \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \cdots \text{(S155)}$$

## 【0627】

の構成について、以下で ((例3-1) ~ (例3-8)) 詳しく説明する。

## (例3-1)

20

上述の<1>から<5>のいずれかの場合において、プリコーディング行列  $F$  を以下に  
いずれかに設定するものとする。

## 【0628】

## 【数195】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S156)}$$

## 【0629】

または、

30

## 【0630】

## 【数196】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S157)}$$

## 【0631】

または、

## 【0632】

## 【数197】

40

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S158)}$$

## 【0633】

または、

## 【0634】

【数 1 9 8】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 5 9)}$$

【0 6 3 5】

なお、式 (S 1 5 6)、式 (S 1 5 7)、式 (S 1 5 8)、式 (S 1 5 9) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

10

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0 6 3 6】

$\alpha$  が実数のとき：

【0 6 3 7】

【数 1 9 9】

20

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \cdots \text{式 (S 1 6 0)}$$

【0 6 3 8】

または、

【0 6 3 9】

【数 2 0 0】

30

$$\alpha = -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \cdots \text{式 (S 1 6 1)}$$

【0 6 4 0】

$\alpha$  が虚数のとき：

【0 6 4 1】

【数 2 0 1】

40

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 1 6 2)}$$

【0 6 4 2】

または、

【0 6 4 3】

【数 2 0 2】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 1 6 3)}$$

【0 6 4 4】

ところで、ベースバンド信号 5 0 5 A ( $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )) の変調方式を 6 4 QAM、ベースバンド信号 5 0 5 B ( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )) の変調方式を 2 5 6 QAM となる。したがって、上述のようにプリコーディング（および、位相変更、パワー変更）を行い、変調信号を各アンテナから送信する場合、時間  $u$  の（単位）時間、周波数（キャリア） $\nu$  により、図 8 のアンテナ 8 0 8 A から送信するシンボルとアンテナ 8 0 8 B から送信するシンボルにより送信される総ビット数は、（6 4 QAM を用いることによる）6 ビットと（2 5 6 QAM を用いることによる）8 ビットの和の 1 4 ビットとなる。

10

【0 6 4 5】

6 4 QAM のマッピングのための入力ビットを  $b_{0, 64}$ 、 $b_{1, 64}$ 、 $b_{2, 64}$ 、 $b_{3, 64}$ 、 $b_{4, 64}$ 、 $b_{5, 64}$ 、2 5 6 QAM のマッピングのための入力ビットを  $b_{0, 256}$ 、 $b_{1, 256}$ 、 $b_{2, 256}$ 、 $b_{3, 256}$ 、 $b_{4, 256}$ 、 $b_{5, 256}$ 、 $b_{6, 256}$ 、 $b_{7, 256}$  としたとき、式 (S 1 6 0)、式 (S 1 6 1)、式 (S 1 6 2)、式 (S 1 6 3) のいずれの  $\alpha$  に設定しても、

20

信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) において、

( $b_{0, 64}$ 、 $b_{1, 64}$ 、 $b_{2, 64}$ 、 $b_{3, 64}$ 、 $b_{4, 64}$ 、 $b_{5, 64}$ 、 $b_{0, 256}$ 、 $b_{1, 256}$ 、 $b_{2, 256}$ 、 $b_{3, 256}$ 、 $b_{4, 256}$ 、 $b_{5, 256}$ 、 $b_{6, 256}$ 、 $b_{7, 256}$ ) が (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) に対応する信号点から (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) に対応する信号点と同相 I ー 直交 Q 平面に存在し、

同様に、信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) においても、

( $b_{0, 64}$ 、 $b_{1, 64}$ 、 $b_{2, 64}$ 、 $b_{3, 64}$ 、 $b_{4, 64}$ 、 $b_{5, 64}$ 、 $b_{0, 256}$ 、 $b_{1, 256}$ 、 $b_{2, 256}$ 、 $b_{3, 256}$ 、 $b_{4, 256}$ 、 $b_{5, 256}$ 、 $b_{6, 256}$ 、 $b_{7, 256}$ ) が (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) に対応する信号点から (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) に対応する信号点と同相 I ー 直交 Q 平面に存在する。

30

【0 6 4 6】

上述で、

「式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値」として、式 (S 1 6 0) ～ 式 (S 1 6 3) を記載したが、この点について説明する。

信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) において、

( $b_{0, 64}$ 、 $b_{1, 64}$ 、 $b_{2, 64}$ 、 $b_{3, 64}$ 、 $b_{4, 64}$ 、 $b_{5, 64}$ 、 $b_{0, 256}$ 、 $b_{1, 256}$ 、 $b_{2, 256}$ 、 $b_{3, 256}$ 、 $b_{4, 256}$ 、 $b_{5, 256}$ 、 $b_{6, 256}$ 、 $b_{7, 256}$ ) が (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) に対応する信号点から (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) に対応する信号点と同相 I ー 直交 Q 平面に存在することになるが、この  $2^{14} = 16384$  個の信号点が、同相 I ー 直交 Q 平面において、重ならず、16384 個の信号点として存在することが望まれる。

40

【0 6 4 7】

なぜなら、信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) を送信するアンテナから送信された変調信号が受信装置に届かない場合、受信装置は、信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) を用いて、検波、および、誤り訂正復号を行うことになるが、このとき、受信装置が高いデータの受信品質を得るためには、「重ならず、16384 個の信号点」存在するとよいからである。

50

プリコーディング行列Fを式 (S 1 5 6)、式 (S 1 5 7)、式 (S 1 5 8)、式 (S 1 5 9) のいずれかに設定し、式 (S 1 6 0)、式 (S 1 6 1)、式 (S 1 6 2)、式 (S 1 6 3) のように  $\alpha$  を設定した場合、同相 I 一直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 2 1 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 2 2 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 2 3 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 2 4 のとおりである。なお、図 2 1、図 2 2、図 2 3、図 2 4 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

10

#### 【0 6 4 8】

図 2 1、図 2 2、図 2 3、図 2 4 からわかるように、同相 I 一直交 Q 平面に、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 1 6 3 8 4 個の信号点のうち、図 2 1 の最右最上、図 2 4 の最右最下、図 2 2 の最左最上、図 2 3 の最左最下の 4 個を除く、1 6 3 8 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

#### 【0 6 4 9】

そして、プリコーディング行列Fを式 (S 1 5 6)、式 (S 1 5 7)、式 (S 1 5 8)、式 (S 1 5 9) のいずれかに設定し、式 (S 1 6 0)、式 (S 1 6 1)、式 (S 1 6 2)、式 (S 1 6 3) のように  $\alpha$  を設定した場合、同相 I 一直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 2 5 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 2 6 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 2 7 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 2 8 のとおりである。なお、図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

20

30

#### 【0 6 5 0】

図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8 からわかるように、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図 2 1、図 2 2、図 2 3、図 2 4 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とし、図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする。すると、 $D_1 > D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 > Q_2$  が成立するとよいことになる。

40

#### 【0 6 5 1】

(例 3 - 2)

次に、上述で説明した 6 4 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  および上述で説明した 2 5 6 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{256}$  に関して、式 (S 1 5 3) および式 (S 1 5 4) が成立し、

< 1 > 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 2 > 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

50



<3>式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<4>式 (S 5) の場合

<5>式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0 6 5 2】

【数 2 0 3】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 6 4)}$$

10

【0 6 5 3】

または、

【0 6 5 4】

【数 2 0 4】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 6 5)}$$

【0 6 5 5】

または、

【0 6 5 6】

【数 2 0 5】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 6 6)}$$

20

【0 6 5 7】

または、

【0 6 5 8】

【数 2 0 6】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 6 7)}$$

30

【0 6 5 9】

なお、式 (S 1 6 4)、式 (S 1 6 6) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。

まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

40

【0 6 6 0】

【数 2 0 7】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 1 6 8)

【0 6 6 1】

50

または、

【0662】

【数208】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S169)

【0663】

または、

【0664】

【数209】

$$\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S170)

【0665】

または、

【0666】

【数210】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S171)

【0667】

なお、式 (S168)、式 (S169)、式 (S170)、式 (S171) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

【0668】

【数211】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \text{・・・式 (S172)}$$

【0669】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\tan^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

プリコーディング行列  $F$  を式 (S164)、式 (S165)、式 (S166)、式 (S167) のいずれかに設定し、式 (S168)、式 (S169)、式 (S170)、式 (S171) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相 I ー 直交 Q 平面における、構成例 R1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 21 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 22 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 23 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 24 のとおりで

10

20

30

40

50

ある。なお、図 2 1、図 2 2、図 2 3、図 2 4 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

【0 6 7 0】

図 2 1、図 2 2、図 2 3、図 2 4 からわかるように、同相 I ー 直交 Q 平面に、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。また、同相 I ー 直交 Q 平面における 1 6 3 8 4 個の信号点のうち、図 2 1 の最右最上、図 2 4 の最右最下、図 2 2 の最左最上、図 2 3 の最左最下の 4 個を除く、1 6 3 8 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0 6 7 1】

そして、プリコーディング行列 F を式 (S 1 6 4)、式 (S 1 6 5)、式 (S 1 6 6)、式 (S 1 6 7) のいずれかに設定し、式 (S 1 6 8)、式 (S 1 6 9)、式 (S 1 7 0)、式 (S 1 7 1) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相 I ー 直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 2 5 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 2 6 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 2 7 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 2 8 のとおりである。なお、図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

【0 6 7 2】

図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8 からわかるように、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図 2 1、図 2 2、図 2 3、図 2 4 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とし、図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする。すると、 $D_1 > D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 > Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0 6 7 3】

(例 3-3)

上述で説明した 6 4 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  および上述で説明した 2 5 6 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{256}$  に関して、式 (S 1 5 3) および式 (S 1 5 4) が成立し、

< 1 > 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 2 > 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 3 > 式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 4 > 式 (S 5) の場合

< 5 > 式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列 F を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0 6 7 4】

10

20

30

40

【数 2 1 2】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 7 3)}$$

【0 6 7 5】

または、

【0 6 7 6】

【数 2 1 3】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 7 4)}$$

10

【0 6 7 7】

または、

【0 6 7 8】

【数 2 1 4】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 7 5)}$$

20

【0 6 7 9】

または、

【0 6 8 0】

【数 2 1 5】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 7 6)}$$

30

【0 6 8 1】

なお、式 (S 1 7 3)、式 (S 1 7 4)、式 (S 1 7 5)、式 (S 1 7 6) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0 6 8 2】

40

$\alpha$  が実数のとき：

【0 6 8 3】

【数 2 1 6】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \cdots \text{式 (S 1 7 7)}$$

【0 6 8 4】

50

または、

【0685】

【数217】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \cdots \text{式 (S178)}$$

【0686】

$\alpha$  が虚数のとき：

10

【0687】

【数218】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S179)}$$

【0688】

または、

20

【0689】

【数219】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S180)}$$

【0690】

プリコーディング行列Fを式(S173)、式(S174)、式(S175)、式(S176)のいずれかに設定し、式(S177)、式(S178)、式(S179)、式(S180)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図29のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図30のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図31のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図32のとおりである。なお、図29、図30、図31、図32において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

30

【0691】

図29、図30、図31、図32からわかるように、信号点は、重ならず、16384個存在していることがわかる。また、同相I-直交Q平面における16384個の信号点のうち、図29の最右最上、図32の最右最下、図30の最左最上、図31の最左最下の4個を除く、16380個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

40

【0692】

そして、プリコーディング行列Fを式(S173)、式(S174)、式(S175)、式(S176)のいずれかに設定し、式(S177)、式(S178)、式(S179)、式(S180)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I-直交Q

50

平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) において、 $(b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256})$  に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 33 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 34 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 35 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 36 のとおりである。なお、図 33、図 34、図 35、図 36 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

【0693】

図 33、図 34、図 35、図 36 からわかるように、信号点は、重ならず、1024 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

10

そして、図 29、図 30、図 31、図 32 の 16384 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とし、図 33、図 34、図 35、図 36 の 16384 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする。すると、 $D_1 > D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 > Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0694】

20

(例 3-4)

次に、上述で説明した 64 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  および上述で説明した 256 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{256}$  に関して、式 (S153) および式 (S154) が成立し、

<1>式 (S2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<2>式 (S3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<3>式 (S4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<4>式 (S5) の場合

<5>式 (S8) の場合

30

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0695】

【数 220】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S181)}$$

【0696】

または、

40

【0697】

【数 221】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S182)}$$

【0698】

または、

【0699】

【数 2 2 2】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 8 3)}$$

【0 7 0 0】

または、

【0 7 0 1】

【数 2 2 3】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 8 4)}$$

10

【0 7 0 2】

なお、式 (S 1 8 1)、式 (S 1 8 3) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。

まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

20

【0 7 0 3】

【数 2 2 4】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 1 8 5)

【0 7 0 4】

または、

30

【0 7 0 5】

【数 2 2 5】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 1 8 6)

【0 7 0 6】

または、

40

【0 7 0 7】

【数 2 2 6】

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 1 8 7)

【0 7 0 8】

または、

50

【0709】

【数227】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S188)

【0710】

10

なお、式 (S185)、式 (S186)、式 (S187)、式 (S188) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

【0711】

【数228】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \cdots \text{式 (S189)}$$

20

【0712】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

プリコーディング行列  $F$  を式 (S181)、式 (S182)、式 (S183)、式 (S184) のいずれかに設定し、式 (S185)、式 (S186)、式 (S187)、式 (S188) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相  $I$  ー直交  $Q$  平面における、構成例 R1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図29のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図30のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図31のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図32のとおりである。なお、図29、図30、図31、図32において、横軸  $I$ 、縦軸  $Q$ 、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

30

【0713】

図29、図30、図31、図32からわかるように、同相  $I$  ー直交  $Q$  平面に、信号点は、重ならず、16384個存在していることがわかる。また、同相  $I$  ー直交  $Q$  平面における16384個の信号点のうち、図29の最右最上、図32の最右最下、図30の最左最上、図31の最左最下の4個を除く、16380個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

40

【0714】

そして、プリコーディング行列  $F$  を式 (S181)、式 (S182)、式 (S183)、式 (S184) のいずれかに設定し、式 (S185)、式 (S186)、式 (S187)、式 (S188) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相  $I$  ー直交  $Q$  平面における、構成例 R1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図33のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図34のとおりであり、第三象限に

50



存在する信号点配置は図 3 5 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 3 6 のとおりである。なお、図 3 3、図 3 4、図 3 5、図 3 6 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

図 3 3、図 3 4、図 3 5、図 3 6 からわかるように、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0 7 1 5】

そして、図 2 9、図 3 0、図 3 1、図 3 2 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とし、図 3 3、図 3 4、図 3 5、図 3 6 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする。すると、 $D_1 > D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 > Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0 7 1 6】

(例 3 - 5)

上述で説明した 6 4 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  および上述で説明した 2 5 6 Q A M のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{256}$  に関して、式 (S 1 5 3) および式 (S 1 5 4) が成立し、

< 1 > 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 2 > 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 3 > 式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 4 > 式 (S 5) の場合

< 5 > 式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0 7 1 7】

【数 2 2 9】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 9 0)}$$

【0 7 1 8】

または、

【0 7 1 9】

【数 2 3 0】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 9 1)}$$

【0 7 2 0】

または、

【0 7 2 1】

【数 2 3 1】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 1 9 2)}$$

【0 7 2 2】

または、

【0723】

【数232】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S193)}$$

【0724】

なお、式 (S190)、式 (S191)、式 (S192)、式 (S193) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であつてもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

10

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0725】

$\alpha$  が実数のとき：

【0726】

20

【数233】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \cdots \text{式 (S194)}$$

【0727】

または、

【0728】

【数234】

30

$$\alpha = -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \cdots \text{式 (S195)}$$

【0729】

$\alpha$  が虚数のとき：

【0730】

【数235】

40

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S196)}$$

【0731】

または、

【0732】

【数 2 3 6】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 1 9 7)}$$

【0 7 3 3】

プリコーディング行列Fを式 (S 1 9 0)、式 (S 1 9 1)、式 (S 1 9 2)、式 (S 1 9 3) のいずれかに設定し、式 (S 1 9 4)、式 (S 1 9 5)、式 (S 1 9 6)、式 (S 1 9 7) のように  $\alpha$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相 I 一直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) において、 $(b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256})$  に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 3 7 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 3 8 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 3 9 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 4 0 のとおりである。なお、図 3 7、図 3 8、図 3 9、図 4 0 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

10

【0 7 3 4】

図 3 7、図 3 8、図 3 9、図 4 0 からわかるように、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 1 6 3 8 4 個の信号点のうち、図 3 7 の最右最上、図 4 0 の最右最下、図 3 8 の最左最上、図 3 9 の最左最下の 4 個を除く、1 6 3 8 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

20

【0 7 3 5】

そして、プリコーディング行列Fを式 (S 1 9 0)、式 (S 1 9 1)、式 (S 1 9 2)、式 (S 1 9 3) のいずれかに設定し、式 (S 1 9 4)、式 (S 1 9 5)、式 (S 1 9 6)、式 (S 1 9 7) のように  $\alpha$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相 I 一直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、 $(b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256})$  に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 4 1 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 4 2 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 4 3 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 4 4 のとおりである。なお、図 4 1、図 4 2、図 4 3、図 4 4 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

30

【0 7 3 6】

図 4 1、図 4 2、図 4 3、図 4 4 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

40

そして、図 3 7、図 3 8、図 3 9、図 4 0 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とし、図 4 1、図 4 2、図 4 3、図 4 4 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする。すると、 $D_1 < D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 < Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0 7 3 7】

(例 3 - 6)

次に、上述で説明した 6 4 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  およ

50

び上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式(S153)および式(S154)が成立し、

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0738】

10

【数237】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S198)}$$

【0739】

または、

【0740】

【数238】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S199)}$$

20

【0741】

または、

【0742】

【数239】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S200)}$$

【0743】

または、

【0744】

【数240】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S201)}$$

30

【0745】

なお、式(S198)、式(S200)において、 $\beta$ は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$ は0(ゼロ)ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値について考える。

40

まず、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)における信号 $z_2(t)$ ( $z_2(i)$ )に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値として、以下がある。

【0746】

【数241】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$ 式(S202)

50

【0747】

または、

【0748】

【数242】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式(S203)

【0749】

10

または、

【0750】

【数243】

$$\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式(S204)

【0751】

20

または、

【0752】

【数244】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式(S205)

【0753】

30

なお、式(S202)、式(S203)、式(S204)、式(S205)において、 $\tan^{-1}(x)$ は、逆三角関数(inverse trigonometric function)(三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数)であり、

【0754】

【数245】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \dots \text{式(S206)}$$

40

【0755】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$ は整数とする。

プリコーディング行列 $F$ を式(S198)、式(S199)、式(S200)、式(S201)のいずれかに設定し、式(S202)、式(S203)、式(S204)、式(S205)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$ ( $u_2(i)$ )において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図37のとおり

50

りであり、第二象限に存在する信号点配置は図38のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図39のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図40のとおりである。なお、図37、図38、図39、図40において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

#### 【0756】

図37、図38、図39、図40からわかるように、信号点は、重ならず、16384個存在していることがわかる。また、同相I-直交Q平面における16384個の信号点のうち、図37の最右最上、図40の最右最下、図38の最左最上、図39の最左最下の4個を除く、16380個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

10

#### 【0757】

そして、プリコーディング行列Fを式(S198)、式(S199)、式(S200)、式(S201)のいずれかに設定し、式(S202)、式(S203)、式(S204)、式(S205)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$ ( $u_1(i)$ )において、 $(b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256})$ に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図41のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図42のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図43のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図44のとおりである。なお、図41、図42、図43、図44において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

20

#### 【0758】

図41、図42、図43、図44からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図37、図38、図39、図40の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図41、図42、図43、図44の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする。すると、 $D_1 < D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 < Q_2$ が成立するとよいことになる。

30

#### 【0759】

#### (例3-7)

上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式(S153)および式(S154)が成立し、

40

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

#### 【0760】

【数 2 4 6】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 0 7)}$$

【0 7 6 1】

または、

【0 7 6 2】

【数 2 4 7】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 0 8)}$$

10

【0 7 6 3】

または、

【0 7 6 4】

【数 2 4 8】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 0 9)}$$

20

【0 7 6 5】

または、

【0 7 6 6】

【数 2 4 9】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 1 0)}$$

30

【0 7 6 7】

なお、式 (S 2 0 7)、式 (S 2 0 8)、式 (S 2 0 9)、式 (S 2 1 0) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0 7 6 8】

40

$\alpha$  が実数のとき：

【0 7 6 9】

【数 2 5 0】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \cdots \text{式 (S 2 1 1)}$$

【0 7 7 0】

または、

50

【0771】

【数251】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \cdots \text{式 (S212)}$$

【0772】

αが虚数のとき：

10

【0773】

【数252】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S213)}$$

【0774】

または、

【0775】

【数253】

20

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S214)}$$

【0776】

プリコーディング行列Fを式(S207)、式(S208)、式(S209)、式(S210)のいずれかに設定し、式(S211)、式(S212)、式(S213)、式(S214)のようにαを設定した場合、上述と同様に考えると、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )において、(b<sub>0,64</sub>、b<sub>1,64</sub>、b<sub>2,64</sub>、b<sub>3,64</sub>、b<sub>4,64</sub>、b<sub>5,64</sub>、b<sub>0,256</sub>、b<sub>1,256</sub>、b<sub>2,256</sub>、b<sub>3,256</sub>、b<sub>4,256</sub>、b<sub>5,256</sub>、b<sub>6,256</sub>、b<sub>7,256</sub>)に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図45のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図46のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図47のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図48のとおりである。なお、図45、図46、図47、図48において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

30

【0777】

図45、図46、図47、図48からわかるように、信号点は、重ならず、16384個存在していることがわかる。また、同相I-直交Q平面における16384個の信号点のうち、図45の最右最上、図48の最右最下、図46の最左最上、図47の最左最下の4個を除く、16380個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

40

【0778】

そして、プリコーディング行列Fを式(S207)、式(S208)、式(S209)、式(S210)のいずれかに設定し、式(S211)、式(S212)、式(S213)、式(S214)のようにαを設定した場合、上述と同様に考えると、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )において、(b<sub>0,64</sub>、b<sub>1,64</sub>、b<sub>2,64</sub>、b<sub>3,64</sub>、b<sub>4,64</sub>、b<sub>5,64</sub>、b<sub>0,256</sub>、b<sub>1,256</sub>、b<sub>2,256</sub>、b<sub>3,256</sub>、b<sub>4,256</sub>、b<sub>5,256</sub>、b<sub>6,256</sub>、b<sub>7,256</sub>)に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図45のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図46のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図47のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図48のとおりである。なお、図45、図46、図47、図48において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

50



$b_{1, 256}$ 、 $b_{2, 256}$ 、 $b_{3, 256}$ 、 $b_{4, 256}$ 、 $b_{5, 256}$ 、 $b_{6, 256}$ 、 $b_{7, 256}$ ）に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図49のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図50のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図51のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図52のとおりである。なお、図49、図50、図51、図52において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

【0779】

図49、図50、図51、図52からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

10

そして、図45、図46、図47、図48の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図49、図50、図51、図52の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする。すると、 $D_1 < D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 < Q_2$ が成立するとよいことになる。

【0780】

(例3-8)

20

上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式(S153)および式(S154)が成立し、

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

30

【0781】

【数254】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S215)}$$

【0782】

または、

【0783】

【数255】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S216)}$$

40

【0784】

または、

【0785】

【数256】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S217)}$$

50

【0786】

または、

【0787】

【数257】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S218)}$$

【0788】

なお、式 (S215)、式 (S217) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は0 (ゼロ) ではない。

10

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値について考える。

まず、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値として、以下がある。

【0789】

【数258】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

20

$\cdots$  式 (S219)

【0790】

または、

【0791】

【数259】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S220)

30

【0792】

または、

【0793】

【数260】

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S221)

40

【0794】

または、

【0795】

【数261】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S222)

50

## 【0796】

なお、式 (S 2 1 9)、式 (S 2 2 0)、式 (S 2 2 1)、式 (S 2 2 2) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

## 【0797】

## 【数 2 6 2】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \cdots \text{式 (S 2 2 3)}$$

10

## 【0798】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

プリコーディング行列  $F$  を式 (S 2 1 5)、式 (S 2 1 6)、式 (S 2 1 7)、式 (S 2 1 8) のいずれかに設定し、式 (S 2 1 9)、式 (S 2 2 0)、式 (S 2 2 1)、式 (S 2 2 2) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相 I ー 直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) において、 $(b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256})$  に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 4 5 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 4 6 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 4 7 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 4 8 のとおりである。なお、図 4 5、図 4 6、図 4 7、図 4 8 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

20

## 【0799】

図 4 5、図 4 6、図 4 7、図 4 8 からわかるように、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。また、同相 I ー 直交 Q 平面における 1 6 3 8 4 個の信号点のうち、図 4 5 の最右最上、図 4 8 の最右最下、図 4 6 の最左最上、図 4 7 の最左最下の 4 個を除く、1 6 3 8 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

30

## 【0800】

そして、プリコーディング行列  $F$  を式 (S 2 1 5)、式 (S 2 1 6)、式 (S 2 1 7)、式 (S 2 1 8) のいずれかに設定し、式 (S 2 1 9)、式 (S 2 2 0)、式 (S 2 2 1)、式 (S 2 2 2) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相 I ー 直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、 $(b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256})$  に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 4 9 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 5 0 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 5 1 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 5 2 のとおりである。なお、図 4 9、図 5 0、図 5 1、図 5 2 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

40

## 【0801】

図 4 9、図 5 0、図 5 1、図 5 2 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

50

そして、図45、図46、図47、図48の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図49、図50、図51、図52の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする。すると、 $D_1 < D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 < Q_2$ が成立するとよいことになる。

【0802】

(例3－補足)

(例3－1)～(例3－8)では、高いデータの受信品質を得られる可能性のある $\alpha$ の値の例、および、 $\theta$ の値の例を示したが、 $\alpha$ の値、および、 $\theta$ の値は、これらの値でなくとも、構成例R1に示した条件を満たすことで、高いデータの受信品質が得られることがある。

【0803】

(例4)

以下では、図5から図7のマッピング部504において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )を得るための変調方式を256QAMとし、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )を得るための変調方式を64QAMとし、例えば、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)のいずれかのプリコーディング、および／または、パワー変更を行ったときのプリコーディング行列(F)の構成とパワー変更に関する条件の例について説明する。

まず、64QAMのマッピング方法について説明する。図11は、同相I－直交Q平面における64QAMの信号点配置の例を示している。なお、図11において、64個の○が64QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

【0804】

64QAMの64個の信号点(図11の「○」が信号点である。)の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

( $7w_{64}, 7w_{64}$ )、( $7w_{64}, 5w_{64}$ )、( $7w_{64}, 3w_{64}$ )、( $7w_{64}, w_{64}$ )、( $7w_{64}, -w_{64}$ )、( $7w_{64}, -3w_{64}$ )、( $7w_{64}, -5w_{64}$ )、( $7w_{64}, -7w_{64}$ )

( $5w_{64}, 7w_{64}$ )、( $5w_{64}, 5w_{64}$ )、( $5w_{64}, 3w_{64}$ )、( $5w_{64}, w_{64}$ )、( $5w_{64}, -w_{64}$ )、( $5w_{64}, -3w_{64}$ )、( $5w_{64}, -5w_{64}$ )、( $5w_{64}, -7w_{64}$ )

( $3w_{64}, 7w_{64}$ )、( $3w_{64}, 5w_{64}$ )、( $3w_{64}, 3w_{64}$ )、( $3w_{64}, w_{64}$ )、( $3w_{64}, -w_{64}$ )、( $3w_{64}, -3w_{64}$ )、( $3w_{64}, -5w_{64}$ )、( $3w_{64}, -7w_{64}$ )

( $w_{64}, 7w_{64}$ )、( $w_{64}, 5w_{64}$ )、( $w_{64}, 3w_{64}$ )、( $w_{64}, w_{64}$ )、( $w_{64}, -w_{64}$ )、( $w_{64}, -3w_{64}$ )、( $w_{64}, -5w_{64}$ )、( $w_{64}, -7w_{64}$ )

( $-w_{64}, 7w_{64}$ )、( $-w_{64}, 5w_{64}$ )、( $-w_{64}, 3w_{64}$ )、( $-w_{64}, w_{64}$ )、( $-w_{64}, -w_{64}$ )、( $-w_{64}, -3w_{64}$ )、( $-w_{64}, -5w_{64}$ )、( $-w_{64}, -7w_{64}$ )

( $-3w_{64}, 7w_{64}$ )、( $-3w_{64}, 5w_{64}$ )、( $-3w_{64}, 3w_{64}$ )、( $-3w_{64}, w_{64}$ )、( $-3w_{64}, -w_{64}$ )、( $-3w_{64}, -3w_{64}$ )、( $-3w_{64}, -5w_{64}$ )、( $-3w_{64}, -7w_{64}$ )

( $-5w_{64}, 7w_{64}$ )、( $-5w_{64}, 5w_{64}$ )、( $-5w_{64}, 3w_{64}$ )、( $-5w_{64}, w_{64}$ )、( $-5w_{64}, -w_{64}$ )、( $-5w_{64}, -3w_{64}$ )、( $-5w_{64}, -5w_{64}$ )、( $-5w_{64}, -7w_{64}$ )

( $-7w_{64}, 7w_{64}$ )、( $-7w_{64}, 5w_{64}$ )、( $-7w_{64}, 3w_{64}$ )、(

$(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$

となる ( $w_{64}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【0805】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図 11 における信号点 1101 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (7w_{64}, 7w_{64})$  となる。

#### 【0806】

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ ) に基づき、(64QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット (000000~111111) と信号点の座標の関係の一例は図 11 のとおりである。64QAM の 64 個の信号点 (図 11 の「○」)  $(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$

$(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$

$(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$

$(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$

$(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$

$(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$

$(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$  の直下に  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット 000000~111111 の値が示されている。

$b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット 000000~111111 の直上の信号点 (「○」) の同相  $I$  - 直交  $Q$  平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$  および直交成分  $Q$  となる。なお、64QAM 時の  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット (000000~111111) と信号点の座標の関係は、図 11 に限ったものではない。そして、(64QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  を複素表現した値が、図 5 から図 7 のベースバンド信号 ( $s_1(t)$  または  $s_2(t)$ ) となる。

256QAM のマッピング方法について説明する。図 20 は、同相  $I$  - 直交  $Q$  平面における 256QAM の信号点配置の例を示している。なお、図 20 において、256 個の○が 256QAM の信号点である。

## 【0807】

256QAMの256個の信号点（図20の「○」が信号点である。）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(15w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(15w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(15w_{256}, w_{256})$ 、

$(15w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(15w_{256}, -w_{256})$ 、

10

$(13w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(13w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(13w_{256}, w_{256})$ 、

$(13w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(13w_{256}, -w_{256})$ 、

20

$(11w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(11w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(11w_{256}, w_{256})$ 、

$(11w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(11w_{256}, -w_{256})$ 、

30

$(9w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(9w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(9w_{256}, w_{256})$ 、

$(9w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(9w_{256}, -w_{256})$ 、

$(7w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(7w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(7w_{256}, w_{256})$ 、

$(7w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(7w_{256}, -w_{256})$ 、

40

$(5w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(5w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(5w_{256}, w_{256})$ 、

50

$(5w_{256}, -15w_{256}), (5w_{256}, -13w_{256}), (5w_{256}, -11w_{256}), (5w_{256}, -9w_{256}), (5w_{256}, -7w_{256}), (5w_{256}, -5w_{256}), (5w_{256}, -3w_{256}), (5w_{256}, -w_{256})$ 、

$(3w_{256}, 15w_{256}), (3w_{256}, 13w_{256}), (3w_{256}, 11w_{256}), (3w_{256}, 9w_{256}), (3w_{256}, 7w_{256}), (3w_{256}, 5w_{256}), (3w_{256}, 3w_{256}), (3w_{256}, w_{256}),$   
 $(3w_{256}, -15w_{256}), (3w_{256}, -13w_{256}), (3w_{256}, -11w_{256}), (3w_{256}, -9w_{256}), (3w_{256}, -7w_{256}), (3w_{256}, -5w_{256}), (3w_{256}, -3w_{256}), (3w_{256}, -w_{256})$ 、

10

$(w_{256}, 15w_{256}), (w_{256}, 13w_{256}), (w_{256}, 11w_{256}), (w_{256}, 9w_{256}), (w_{256}, 7w_{256}), (w_{256}, 5w_{256}), (w_{256}, 3w_{256}), (w_{256}, w_{256}),$   
 $(w_{256}, -15w_{256}), (w_{256}, -13w_{256}), (w_{256}, -11w_{256}), (w_{256}, -9w_{256}), (w_{256}, -7w_{256}), (w_{256}, -5w_{256}), (w_{256}, -3w_{256}), (w_{256}, -w_{256})$ 、

20

$(-15w_{256}, 15w_{256}), (-15w_{256}, 13w_{256}), (-15w_{256}, 11w_{256}), (-15w_{256}, 9w_{256}), (-15w_{256}, 7w_{256}), (-15w_{256}, 5w_{256}), (-15w_{256}, 3w_{256}), (-15w_{256}, w_{256}),$   
 $(-15w_{256}, -15w_{256}), (-15w_{256}, -13w_{256}), (-15w_{256}, -11w_{256}), (-15w_{256}, -9w_{256}), (-15w_{256}, -7w_{256}), (-15w_{256}, -5w_{256}), (-15w_{256}, -3w_{256}), (-15w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-13w_{256}, 15w_{256}), (-13w_{256}, 13w_{256}), (-13w_{256}, 11w_{256}), (-13w_{256}, 9w_{256}), (-13w_{256}, 7w_{256}), (-13w_{256}, 5w_{256}), (-13w_{256}, 3w_{256}), (-13w_{256}, w_{256}),$   
 $(-13w_{256}, -15w_{256}), (-13w_{256}, -13w_{256}), (-13w_{256}, -11w_{256}), (-13w_{256}, -9w_{256}), (-13w_{256}, -7w_{256}), (-13w_{256}, -5w_{256}), (-13w_{256}, -3w_{256}), (-13w_{256}, -w_{256})$ 、

30

$(-11w_{256}, 15w_{256}), (-11w_{256}, 13w_{256}), (-11w_{256}, 11w_{256}), (-11w_{256}, 9w_{256}), (-11w_{256}, 7w_{256}), (-11w_{256}, 5w_{256}), (-11w_{256}, 3w_{256}), (-11w_{256}, w_{256}),$   
 $(-11w_{256}, -15w_{256}), (-11w_{256}, -13w_{256}), (-11w_{256}, -11w_{256}), (-11w_{256}, -9w_{256}), (-11w_{256}, -7w_{256}), (-11w_{256}, -5w_{256}), (-11w_{256}, -3w_{256}), (-11w_{256}, -w_{256})$ 、

40

$(-9w_{256}, 15w_{256}), (-9w_{256}, 13w_{256}), (-9w_{256}, 11w_{256}), (-9w_{256}, 9w_{256}), (-9w_{256}, 7w_{256}), (-9w_{256}, 5w_{256}), (-9w_{256}, 3w_{256}), (-9w_{256}, w_{256})$

50

<sup>6</sup>  
)、

$(-9w_{256}, -15w_{256}), (-9w_{256}, -13w_{256}), (-9w_{256}, -11w_{256}), (-9w_{256}, -9w_{256}), (-9w_{256}, -7w_{256}), (-9w_{256}, -5w_{256}), (-9w_{256}, -3w_{256}), (-9w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-7w_{256}, 15w_{256}), (-7w_{256}, 13w_{256}), (-7w_{256}, 11w_{256}), (-7w_{256}, 9w_{256}), (-7w_{256}, 7w_{256}), (-7w_{256}, 5w_{256}), (-7w_{256}, 3w_{256}), (-7w_{256}, w_{256})$ 、

10

$(-7w_{256}, -15w_{256}), (-7w_{256}, -13w_{256}), (-7w_{256}, -11w_{256}), (-7w_{256}, -9w_{256}), (-7w_{256}, -7w_{256}), (-7w_{256}, -5w_{256}), (-7w_{256}, -3w_{256}), (-7w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-5w_{256}, 15w_{256}), (-5w_{256}, 13w_{256}), (-5w_{256}, 11w_{256}), (-5w_{256}, 9w_{256}), (-5w_{256}, 7w_{256}), (-5w_{256}, 5w_{256}), (-5w_{256}, 3w_{256}), (-5w_{256}, w_{256})$ 、

20

$(-5w_{256}, -15w_{256}), (-5w_{256}, -13w_{256}), (-5w_{256}, -11w_{256}), (-5w_{256}, -9w_{256}), (-5w_{256}, -7w_{256}), (-5w_{256}, -5w_{256}), (-5w_{256}, -3w_{256}), (-5w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-3w_{256}, 15w_{256}), (-3w_{256}, 13w_{256}), (-3w_{256}, 11w_{256}), (-3w_{256}, 9w_{256}), (-3w_{256}, 7w_{256}), (-3w_{256}, 5w_{256}), (-3w_{256}, 3w_{256}), (-3w_{256}, w_{256})$ 、

30

$(-3w_{256}, -15w_{256}), (-3w_{256}, -13w_{256}), (-3w_{256}, -11w_{256}), (-3w_{256}, -9w_{256}), (-3w_{256}, -7w_{256}), (-3w_{256}, -5w_{256}), (-3w_{256}, -3w_{256}), (-3w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-w_{256}, 15w_{256}), (-w_{256}, 13w_{256}), (-w_{256}, 11w_{256}), (-w_{256}, 9w_{256}), (-w_{256}, 7w_{256}), (-w_{256}, 5w_{256}), (-w_{256}, 3w_{256}), (-w_{256}, w_{256})$ 、

$(-w_{256}, -15w_{256}), (-w_{256}, -13w_{256}), (-w_{256}, -11w_{256}), (-w_{256}, -9w_{256}), (-w_{256}, -7w_{256}), (-w_{256}, -5w_{256}), (-w_{256}, -3w_{256}), (-w_{256}, -w_{256})$ 、

40

、となる ( $w_{256}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【0808】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図 20 における信号点 2001 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (15w_{256}, 15w_{256})$  となる。

#### 【0809】

50



つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$ ) に基づき、(256QAM時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I、直交成分 Q が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  のセット (00000000~11111111) と信号点の座標の関係の一例は図20のとおりである。256QAMの256個の信号点 (図20の「○」)

( $15w_{256}$ ,  $15w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $13w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $11w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $9w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $7w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $5w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $3w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $w_{256}$ )、

( $15w_{256}$ ,  $-15w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $-13w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $-11w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $-9w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $-7w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $-5w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $-3w_{256}$ )、( $15w_{256}$ ,  $-w_{256}$ )、

( $13w_{256}$ ,  $15w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $13w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $11w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $9w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $7w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $5w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $3w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $w_{256}$ )、

( $13w_{256}$ ,  $-15w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $-13w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $-11w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $-9w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $-7w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $-5w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $-3w_{256}$ )、( $13w_{256}$ ,  $-w_{256}$ )、

( $11w_{256}$ ,  $15w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $13w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $11w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $9w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $7w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $5w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $3w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $w_{256}$ )、

( $11w_{256}$ ,  $-15w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $-13w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $-11w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $-9w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $-7w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $-5w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $-3w_{256}$ )、( $11w_{256}$ ,  $-w_{256}$ )、

( $9w_{256}$ ,  $15w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $13w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $11w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $9w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $7w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $5w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $3w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $w_{256}$ )、

( $9w_{256}$ ,  $-15w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $-13w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $-11w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $-9w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $-7w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $-5w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $-3w_{256}$ )、( $9w_{256}$ ,  $-w_{256}$ )、

( $7w_{256}$ ,  $15w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $13w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $11w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $9w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $7w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $5w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $3w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $w_{256}$ )、

( $7w_{256}$ ,  $-15w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $-13w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $-11w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $-9w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $-7w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $-5w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $-3w_{256}$ )、( $7w_{256}$ ,  $-w_{256}$ )、

( $5w_{256}$ ,  $15w_{256}$ )、( $5w_{256}$ ,  $13w_{256}$ )、( $5w_{256}$ ,  $11w_{256}$ )、( $5w_{256}$ ,  $9w_{256}$ )、( $5w_{256}$ ,  $7w_{256}$ )、( $5w_{256}$ ,  $5w_{256}$ )、

10

20

30

40

50

,  $5w_{256}$ )、 $(5w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(5w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(5w_{256}, -1w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(5w_{256}, -w_{256})$ 、

$(3w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(3w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(3w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(3w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(3w_{256}, -w_{256})$ 、

10

$(w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(w_{256}, -w_{256})$ 、

20

$(-15w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-15w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-15w_{256}, -w_{256})$ 、

30

$(-13w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-13w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-13w_{256}, -w_{256})$ 、

$(-11w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, 7w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, 5w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, 3w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, w_{256})$ 、  
 $(-11w_{256}, -15w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, -13w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, -11w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, -9w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, -7w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, -5w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, -3w_{256})$ 、 $(-11w_{256}, -w_{256})$ 、

40

$(-9w_{256}, 15w_{256})$ 、 $(-9w_{256}, 13w_{256})$ 、 $(-9w_{256}, 11w_{256})$ 、 $(-9w_{256}, 9w_{256})$ 、 $(-9w_{256}, 7w_{256})$ 、

50

$(-9w_{256}, 5w_{256}), (-9w_{256}, 3w_{256}), (-9w_{256}, w_{256}),$   
 $6)$ 、

$(-9w_{256}, -15w_{256}), (-9w_{256}, -13w_{256}), (-9w_{256}, -11w_{256}),$   
 $(-9w_{256}, -9w_{256}), (-9w_{256}, -7w_{256}), (-9w_{256}, -5w_{256}),$   
 $(-9w_{256}, -3w_{256}), (-9w_{256}, -w_{256}),$

$(-7w_{256}, 15w_{256}), (-7w_{256}, 13w_{256}), (-7w_{256}, 11w_{256}),$   
 $(-7w_{256}, 9w_{256}), (-7w_{256}, 7w_{256}), (-7w_{256}, 5w_{256}),$   
 $(-7w_{256}, 3w_{256}), (-7w_{256}, w_{256}),$

10

$(-7w_{256}, -15w_{256}), (-7w_{256}, -13w_{256}), (-7w_{256}, -11w_{256}),$   
 $(-7w_{256}, -9w_{256}), (-7w_{256}, -7w_{256}), (-7w_{256}, -5w_{256}),$   
 $(-7w_{256}, -3w_{256}), (-7w_{256}, -w_{256}),$

$(-5w_{256}, 15w_{256}), (-5w_{256}, 13w_{256}), (-5w_{256}, 11w_{256}),$   
 $(-5w_{256}, 9w_{256}), (-5w_{256}, 7w_{256}), (-5w_{256}, 5w_{256}),$   
 $(-5w_{256}, 3w_{256}), (-5w_{256}, w_{256}),$

20

$(-5w_{256}, -15w_{256}), (-5w_{256}, -13w_{256}), (-5w_{256}, -11w_{256}),$   
 $(-5w_{256}, -9w_{256}), (-5w_{256}, -7w_{256}), (-5w_{256}, -5w_{256}),$   
 $(-5w_{256}, -3w_{256}), (-5w_{256}, -w_{256}),$

$(-3w_{256}, 15w_{256}), (-3w_{256}, 13w_{256}), (-3w_{256}, 11w_{256}),$   
 $(-3w_{256}, 9w_{256}), (-3w_{256}, 7w_{256}), (-3w_{256}, 5w_{256}),$   
 $(-3w_{256}, 3w_{256}), (-3w_{256}, w_{256}),$

30

$(-3w_{256}, -15w_{256}), (-3w_{256}, -13w_{256}), (-3w_{256}, -11w_{256}),$   
 $(-3w_{256}, -9w_{256}), (-3w_{256}, -7w_{256}), (-3w_{256}, -5w_{256}),$   
 $(-3w_{256}, -3w_{256}), (-3w_{256}, -w_{256}),$

$(-w_{256}, 15w_{256}), (-w_{256}, 13w_{256}), (-w_{256}, 11w_{256}),$   
 $(-w_{256}, 9w_{256}), (-w_{256}, 7w_{256}), (-w_{256}, 5w_{256}),$   
 $(-w_{256}, 3w_{256}), (-w_{256}, w_{256}),$

$(-w_{256}, -15w_{256}), (-w_{256}, -13w_{256}), (-w_{256}, -11w_{256}),$   
 $(-w_{256}, -9w_{256}), (-w_{256}, -7w_{256}), (-w_{256}, -5w_{256}),$   
 $(-w_{256}, -3w_{256}), (-w_{256}, -w_{256}),$

40

の直下にb0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7のセット000000000~111111111の値が示されている。b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7のセット000000000~111111111の直上の信号点(「○」)の同相I一直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、256QAM時のb0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7のセット(000000000~111111111)と信号点の座標の関係は、図20に限ったものではない。そして、(256QAM時の)マッピング後のベースバンド

50

信号の同相成分 I、直交成分 Q を複素表現した値が、図 5 から図 7 のベースバンド信号 ( $s_1(t)$  または  $s_2(t)$ ) となる。

【0810】

ここでの例では、図 5～図 7 において、ベースバンド信号 505A ( $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )) の変調方式を 256QAM、ベースバンド信号 505B ( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )) の変調方式を 64QAM とし、プリコーディング行列の構成について説明する。

このとき、図 5～図 7 のマッピング部 504 の出力であるベースバンド信号 505A ( $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )) の平均電力とベースバンド信号 505B ( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )) の平均電力を等しくするのが一般的となる。したがって、上述で説明した 64QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  および上述で説明した 256QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{256}$  に関して、以下の関係式が成立する。

10

【0811】

【数263】

$$w_{64} = \frac{z}{\sqrt{42}} \cdots (S224)$$

【0812】

【数264】

$$w_{256} = \frac{z}{\sqrt{170}} \cdots (S225)$$

20

【0813】

なお、式 (S224) および式 (S225) において、 $z$  は 0 より大きい実数とする。そして、

<1> 式 (S2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<2> 式 (S3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<3> 式 (S4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<4> 式 (S5) の場合

30

<5> 式 (S8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$

【0814】

【数265】

$$F = \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \cdots (S226)$$

【0815】

の構成について、以下で ((例4-1)～(例4-8)) 詳しく説明する。

40

(例4-1)

上述の<1>から<5>のいずれかの場合において、プリコーディング行列  $F$  を以下にいずれかに設定するものとする。

【0816】

【数266】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S227)}$$

50

【0817】

または、

【0818】

【数267】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S228)}$$

【0819】

または、

【0820】

【数268】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S229)}$$

【0821】

または、

【0822】

【数269】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S230)}$$

【0823】

なお、式 (S227)、式 (S228)、式 (S229)、式 (S230) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。まず、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0824】

 $\alpha$  が実数のとき：

【0825】

【数270】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \cdots \text{式 (S231)}$$

【0826】

または、

【0827】

【数271】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \cdots \text{式 (S232)}$$

10

20

30

40

50

【0828】

α が虚数のとき：

【0829】

【数272】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S233)}$$

10

【0830】

または、

【0831】

【数273】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S234)}$$

20

【0832】

ところで、ベースバンド信号505A ( $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )) の変調方式を256QAM、ベースバンド信号505B ( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )) の変調方式を64QAMとなる。したがって、上述のようにプリコーディング（および、位相変更、パワー変更）を行い、変調信号を各アンテナから送信する場合、時間uの（単位）時間、周波数（キャリア）vにより、図8のアンテナ808Aから送信するシンボルとアンテナ808Bから送信するシンボルにより送信される総ビット数は、（64QAMを用いることによる）6ビットと（256QAMを用いることによる）8ビットの和の14ビットとなる。

30

【0833】

64QAMのマッピングのための入力ビットを $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、256QAMのマッピングのための入力ビットを $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ としたとき、式(S231)、式(S232)、式(S233)、式(S234)のいずれのαに設定しても、

信号 $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ )において、

( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)に対応する信号点から(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)に対応する信号点が存在し、

40

同様に、信号 $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ )においても、

( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)に対応する信号点から(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)に対応する信号点が存在する。

【0834】

上述で、

50

「式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値」として、式 (S 2 3 1) ~ 式 (S 2 3 4) を記載したが、この点について説明する。

信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) において、

( $b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256}$ ) が (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) に対応する信号点から (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) に対応する信号点が同相 I 一直交 Q 平面に存在することになるが、この  $2^{14} = 16384$  個の信号点が、同相 I 一直交 Q 平面において、重ならず、16384 個の信号点として存在することが望まれる。

10

#### 【0835】

なぜなら、信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) を送信するアンテナから送信された変調信号が受信装置に届かない場合、受信装置は、信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) を用いて、検波、および、誤り訂正復号を行うことになるが、このとき、受信装置が高いデータの受信品質を得るためには、「重ならず、16384 個の信号点」存在するとよいからである。プリコーディング行列 F を式 (S 2 2 7)、式 (S 2 2 8)、式 (S 2 2 9)、式 (S 2 3 0) のいずれかに設定し、式 (S 2 3 1)、式 (S 2 3 2)、式 (S 2 3 3)、式 (S 2 3 4) のように  $\alpha$  を設定した場合、同相 I 一直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) において、( $b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 3 7 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 3 8 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 3 9 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 4 0 のとおりである。なお、図 3 7、図 3 8、図 3 9、図 4 0 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

20

#### 【0836】

図 3 7、図 3 8、図 3 9、図 4 0 からわかるように、同相 I 一直交 Q 平面に、信号点は、重ならず、16384 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 16384 個の信号点のうち、図 3 7 の最右最上、図 4 0 の最右最下、図 3 8 の最左最上、図 3 9 の最左最下の 4 個を除く、16380 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

30

#### 【0837】

そして、プリコーディング行列 F を式 (S 2 2 7)、式 (S 2 2 8)、式 (S 2 2 9)、式 (S 2 3 0) のいずれかに設定し、式 (S 2 3 1)、式 (S 2 3 2)、式 (S 2 3 3)、式 (S 2 3 4) のように  $\alpha$  を設定した場合、同相 I 一直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、( $b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 4 1 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 4 2 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 4 3 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 4 4 のとおりである。なお、図 4 1、図 4 2、図 4 3、図 4 4 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

40

#### 【0838】

図 4 1、図 4 2、図 4 3、図 4 4 からわかるように、信号点は、重ならず、16384 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

50

そして、図 37、図 38、図 39、図 40 の 16384 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とし、図 41、図 42、図 43、図 44 の 16384 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とする。すると、 $D_1 < D_2$  が成立する。したがって、構成例 R1 より、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 < Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0839】

(例 4-2)

10

次に、上述で説明した 64QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{64}$  および上述で説明した 256QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{256}$  に関して、式 (S224) および式 (S225) が成立し、

<1>式 (S2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<2>式 (S3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<3>式 (S4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

<4>式 (S5) の場合

<5>式 (S8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列  $F$  を以下のいずれかに設定する場合を考える。

20

【0840】

【数 274】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S235)}$$

【0841】

または、

【0842】

【数 275】

30

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S236)}$$

【0843】

または、

【0844】

【数 276】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S237)}$$

40

【0845】

または、

【0846】

【数 277】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S238)}$$

【0847】

50



なお、式 (S 2 3 5)、式 (S 2 3 7) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値について考える。  
まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\theta$  の値として、以下がある。

【0 8 4 8】

【数 2 7 8】

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン}) \quad 10$$

・・・式 (S 2 3 9)

【0 8 4 9】

または、

【0 8 5 0】

【数 2 7 9】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン}) \quad 20$$

・・・式 (S 2 4 0)

【0 8 5 1】

または、

【0 8 5 2】

【数 2 8 0】

$$\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 2 4 1)

【0 8 5 3】

または、

【0 8 5 4】

【数 2 8 1】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 2 4 2)

【0 8 5 5】

なお、式 (S 2 3 9)、式 (S 2 4 0)、式 (S 2 4 1)、式 (S 2 4 2) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

【0 8 5 6】

【数 2 8 2】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \text{・・・式 (S 2 4 3)}$$

## 【0857】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$ は整数とする。

プリコーディング行列 $F$ を式(S235)、式(S236)、式(S237)、式(S238)のいずれかに設定し、式(S239)、式(S240)、式(S241)、式(S242)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I一直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )において、 $(b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256})$ に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図37のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図38のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図39のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図40のとおりである。なお、図37、図38、図39、図40において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

10

## 【0858】

図37、図38、図39、図40からわかるように、同相I一直交Q平面に、信号点は、重ならず、16384個存在していることがわかる。また、同相I一直交Q平面における16384個の信号点のうち、図37の最右最上、図40の最右最下、図38の最左最上、図39の最左最下の4個を除く、16380個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

20

## 【0859】

そして、プリコーディング行列 $F$ を式(S235)、式(S236)、式(S237)、式(S238)のいずれかに設定し、式(S239)、式(S240)、式(S241)、式(S242)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I一直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )において、 $(b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256})$ に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図41のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図42のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図43のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図44のとおりである。なお、図41、図42、図43、図44において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

30

## 【0860】

図41、図42、図43、図44からわかるように、信号点は、重ならず、16384個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図37、図38、図39、図40の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図41、図42、図43、図44の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする。すると、 $D_1 < D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 < Q_2$ が成立するとよいことになる。

40

## 【0861】

## (例4-3)

上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式

50

(S 2 2 4) および式 (S 2 2 5) が成立し、

< 1 > 式 (S 2) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 2 > 式 (S 3) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 3 > 式 (S 4) において、 $P_1^2 = P_2^2$  とした場合

< 4 > 式 (S 5) の場合

< 5 > 式 (S 8) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列 F を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0 8 6 2】

【数 2 8 3】

10

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 4 4)}$$

【0 8 6 3】

または、

【0 8 6 4】

【数 2 8 4】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 4 5)}$$

20

【0 8 6 5】

または、

【0 8 6 6】

【数 2 8 5】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 4 6)}$$

【0 8 6 7】

または、

【0 8 6 8】

【数 2 8 6】

30

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 4 7)}$$

【0 8 6 9】

なお、式 (S 2 4 4)、式 (S 2 4 5)、式 (S 2 4 6)、式 (S 2 4 7) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

40

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0 8 7 0】

$\alpha$  が実数のとき：

50

【0871】

【数287】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \cdots \text{式 (S248)}$$

【0872】

または、

【0873】

【数288】

$$\alpha = -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \cdots \text{式 (S249)}$$

10

【0874】

αが虚数のとき：

【0875】

【数289】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S250)}$$

20

【0876】

または、

【0877】

【数290】

$$\alpha = \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S251)}$$

30

【0878】

プリコーディング行列Fを式(S244)、式(S245)、式(S246)、式(S247)のいずれかに設定し、式(S248)、式(S249)、式(S250)、式(S251)のようにαを設定した場合、上述と同様に考えると、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図45のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図46のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図47のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図48のとおりである。なお、図45、図46、図47、図48において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

40

【0879】

図45、図46、図47、図48からわかるように、同相I-直交Q平面に、信号点は、重ならず、16384個存在していることがわかる。また、同相I-直交Q平面における16384個の信号点のうち、図45の最右最上、図48の最右最下、図46の最左最上、図47の最左最下の4個を除く、16380個の信号点における最も近接する他の

50

信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0880】

そして、プリコーディング行列Fを式(S244)、式(S245)、式(S246)、式(S247)のいずれかに設定し、式(S248)、式(S249)、式(S250)、式(S251)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )において、 $(b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64}, b_{0,256}, b_{1,256}, b_{2,256}, b_{3,256}, b_{4,256}, b_{5,256}, b_{6,256}, b_{7,256})$ に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図49のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図50のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図51のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図52のとおりである。なお、図49、図50、図51、図52において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

10

【0881】

図49、図50、図51、図52からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図45、図46、図47、図48の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図49、図50、図51、図52の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする。すると、 $D_1 < D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 < Q_2$ が成立するとよいことになる。

20

【0882】

(例4-4)

次に、上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式(S224)および式(S225)が成立し、

30

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0883】

【数291】

40

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S252)}$$

【0884】

または、

【0885】

【数292】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S253)}$$

50

【0886】

または、

【0887】

【数293】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 5 4)}$$

【0888】

または、

【0889】

【数294】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 5 5)}$$

10

【0890】

なお、式 (S 2 5 2)、式 (S 2 5 4) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値について考える。

まず、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_2(t)$  ( $z_2(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値として、以下がある。

20

【0891】

【数295】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 2 5 6)

【0892】

または、

【0893】

【数296】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 2 5 7)

30

【0894】

または、

【0895】

【数297】

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S 2 5 8)

40

【0896】

または、

【0897】

50

【数 2 9 8】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{170}}{\sqrt{42}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 2 5 9)

【0 8 9 8】

なお、式 (S 2 5 6)、式 (S 2 5 7)、式 (S 2 5 8)、式 (S 2 5 9) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

10

【0 8 9 9】

【数 2 9 9】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \cdots \text{式 (S 2 6 0)}$$

【0 9 0 0】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

20

プリコーディング行列  $F$  を式 (S 2 5 2)、式 (S 2 5 3)、式 (S 2 5 4)、式 (S 2 5 5) のいずれかに設定し、式 (S 2 5 6)、式 (S 2 5 7)、式 (S 2 5 8)、式 (S 2 5 9) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相  $I$  ー直交  $Q$  平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 4 5 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 4 6 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 4 7 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 4 8 のとおりである。なお、図 4 5、図 4 6、図 4 7、図 4 8 において、横軸  $I$ 、縦軸  $Q$ 、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

30

【0 9 0 1】

図 4 5、図 4 6、図 4 7、図 4 8 からわかるように、同相  $I$  ー直交  $Q$  平面に、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。また、同相  $I$  ー直交  $Q$  平面における 1 6 3 8 4 個の信号点のうち、図 4 5 の最右最上、図 4 8 の最右最下、図 4 6 の最左最上、図 4 7 の最左最下の 4 個を除く、1 6 3 8 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0 9 0 2】

そして、プリコーディング行列  $F$  を式 (S 2 5 2)、式 (S 2 5 3)、式 (S 2 5 4)、式 (S 2 5 5) のいずれかに設定し、式 (S 2 5 6)、式 (S 2 5 7)、式 (S 2 5 8)、式 (S 2 5 9) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相  $I$  ー直交  $Q$  平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 4 9 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 5 0 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 5 1 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 5 2 のとおりである。なお、図 4 9、図 5 0、図 5 1、図 5 2 において、横軸  $I$ 、縦軸  $Q$ 、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

40

50

## 【0903】

図49、図50、図51、図52からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図45、図46、図47、図48の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図49、図50、図51、図52の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする。すると、 $D_1 < D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 < Q_2$ が成立するとよいことになる。

10

## 【0904】

(例4-5)

上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式(S224)および式(S225)が成立し、

- <1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合
- <2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合
- <3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合
- <4>式(S5)の場合
- <5>式(S8)の場合

20

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

## 【0905】

## 【数300】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式(S261)}$$

30

## 【0906】

または、

## 【0907】

## 【数301】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式(S262)}$$

## 【0908】

または、

40

## 【0909】

## 【数302】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(S263)}$$

## 【0910】

または、

## 【0911】



【数 3 0 3】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S 2 6 4)}$$

【0 9 1 2】

なお、式 (S 2 6 1)、式 (S 2 6 2)、式 (S 2 6 3)、式 (S 2 6 4) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

10

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

【0 9 1 3】

$\alpha$  が実数のとき：

【0 9 1 4】

【数 3 0 4】

20

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \cdots \text{式 (S 2 6 5)}$$

【0 9 1 5】

または、

【0 9 1 6】

【数 3 0 5】

30

$$\alpha = -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \cdots \text{式 (S 2 6 6)}$$

【0 9 1 7】

$\alpha$  が虚数のとき：

【0 9 1 8】

【数 3 0 6】

40

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 2 6 7)}$$

【0 9 1 9】

または、

【0 9 2 0】

【数 3 0 7】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 2 6 8)}$$

【0 9 2 1】

プリコーディング行列Fを式 (S 2 6 1)、式 (S 2 6 2)、式 (S 2 6 3)、式 (S 2 6 4) のいずれかに設定し、式 (S 2 6 5)、式 (S 2 6 6)、式 (S 2 6 7)、式 (S 2 6 8) のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相 I 一直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、(b<sub>0, 6 4</sub>、b<sub>1, 6 4</sub>、b<sub>2, 6 4</sub>、b<sub>3, 6 4</sub>、b<sub>4, 6 4</sub>、b<sub>5, 6 4</sub>、b<sub>0, 2 5 6</sub>、b<sub>1, 2 5 6</sub>、b<sub>2, 2 5 6</sub>、b<sub>3, 2 5 6</sub>、b<sub>4, 2 5 6</sub>、b<sub>5, 2 5 6</sub>、b<sub>6, 2 5 6</sub>、b<sub>7, 2 5 6</sub>) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 2 1 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 2 2 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 2 3 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 2 4 のとおりである。なお、図 2 1、図 2 2、図 2 3、図 2 4 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

10

【0 9 2 2】

図 2 1、図 2 2、図 2 3、図 2 4 からわかるように、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。また、同相 I 一直交 Q 平面における 1 6 3 8 4 個の信号点のうち、図 2 1 の最右最上、図 2 4 の最右最下、図 2 2 の最左最上、図 2 3 の最左最下の 4 個を除く、1 6 3 8 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

20

【0 9 2 3】

そして、プリコーディング行列Fを式 (S 2 6 1)、式 (S 2 6 2)、式 (S 2 6 3)、式 (S 2 6 4) のいずれかに設定し、式 (S 2 6 5)、式 (S 2 6 6)、式 (S 2 6 7)、式 (S 2 6 8) のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相 I 一直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) において、(b<sub>0, 6 4</sub>、b<sub>1, 6 4</sub>、b<sub>2, 6 4</sub>、b<sub>3, 6 4</sub>、b<sub>4, 6 4</sub>、b<sub>5, 6 4</sub>、b<sub>0, 2 5 6</sub>、b<sub>1, 2 5 6</sub>、b<sub>2, 2 5 6</sub>、b<sub>3, 2 5 6</sub>、b<sub>4, 2 5 6</sub>、b<sub>5, 2 5 6</sub>、b<sub>6, 2 5 6</sub>、b<sub>7, 2 5 6</sub>) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 2 5 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 2 6 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 2 7 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 2 8 のとおりである。なお、図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

30

【0 9 2 4】

図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

40

そして、図 2 1、図 2 2、図 2 3、図 2 4 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_1$  とし、図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8 の 1 6 3 8 4 個の信号点の最小ユークリッド距離を  $D_2$  とする。すると、 $D_1 > D_2$  が成立する。したがって、構成例 R 1 より、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) において、 $Q_1 \neq Q_2$  の場合、 $Q_1 > Q_2$  が成立するとよいことになる。

【0 9 2 5】

(例 4 - 6)

50

次に、上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式(S224)および式(S225)が成立し、

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

10

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0926】

【数308】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S269)}$$

【0927】

または、

【0928】

【数309】

20

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S270)}$$

【0929】

または、

【0930】

【数310】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S271)}$$

30

【0931】

または、

【0932】

【数311】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S272)}$$

40

【0933】

なお、式(S269)、式(S271)において、 $\beta$ は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$ は0(ゼロ)ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値について考える。

まず、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)における信号 $z_1(t)$ ( $z_1(i)$ )に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値として、以下がある。

【0934】

【数 3 1 2】

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 2 7 3)

【0 9 3 5】

または、

【0 9 3 6】

【数 3 1 3】

10

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 2 7 4)

【0 9 3 7】

または、

【0 9 3 8】

【数 3 1 4】

20

$$\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式 (S 2 7 5)

【0 9 3 9】

または、

【0 9 4 0】

【数 3 1 5】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{9}{8}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

30

・・・式 (S 2 7 6)

【0 9 4 1】

なお、式 (S 2 7 3)、式 (S 2 7 4)、式 (S 2 7 5)、式 (S 2 7 6) において、 $\tan^{-1}(x)$  は、逆三角関数 (inverse trigonometric function) (三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数) であり、

【0 9 4 2】

40

【数 3 1 6】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \cdots \text{式 (S 2 7 7)}$$

【0 9 4 3】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$  は整数とする。

プリコーディング行列  $F$  を式 (S 2 6 9)、式 (S 2 7 0)、式 (S 2 7 1)、式 (S

50

272)のいずれかに設定し、式(S273)、式(S274)、式(S275)、式(S276)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I一直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$ ( $u_1(i)$ )において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図21のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図22のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図23のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図24のとおりである。なお、図21、図22、図23、図24において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

10

#### 【0944】

図21、図22、図23、図24からわかるように、信号点は、重ならず、16384個存在していることがわかる。また、同相I一直交Q平面における16384個の信号点のうち、図21の最右最上、図24の最右最下、図22の最左最上、図23の最左最下の4個を除く、16380個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

#### 【0945】

そして、プリコーディング行列Fを式(S269)、式(S270)、式(S271)、式(S272)のいずれかに設定し、式(S273)、式(S274)、式(S275)、式(S276)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I一直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$ ( $u_2(i)$ )において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図25のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図26のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図27のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図28のとおりである。なお、図25、図26、図27、図28において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

20

#### 【0946】

図25、図26、図27、図28からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

30

そして、図21、図22、図23、図24の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とし、図25、図26、図27、図28の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする。すると、 $D_1 > D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 > Q_2$ が成立するとよいことになる。

#### 【0947】

40

#### (例4-7)

上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式(S224)および式(S225)が成立し、

- <1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合
- <2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合
- <3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

50

< 4 > 式 ( S 5 ) の場合

< 5 > 式 ( S 8 ) の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列 F を以下のいずれかに設定する場合を考える。

【 0 9 4 8 】

【 数 3 1 7 】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 ( S 2 7 8 )}$$

【 0 9 4 9 】

10

または、

【 0 9 5 0 】

【 数 3 1 8 】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 ( S 2 7 9 )}$$

【 0 9 5 1 】

または、

【 0 9 5 2 】

20

【 数 3 1 9 】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 ( S 2 8 0 )}$$

【 0 9 5 3 】

または、

【 0 9 5 4 】

【 数 3 2 0 】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 ( S 2 8 1 )}$$

30

【 0 9 5 5 】

なお、式 ( S 2 7 8 )、式 ( S 2 7 9 )、式 ( S 2 8 0 )、式 ( S 2 8 1 ) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値について考える。

式 ( S 2 )、式 ( S 3 )、式 ( S 4 )、式 ( S 5 )、式 ( S 8 ) における信号  $z_1(t)$  ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための  $\alpha$  の値として、以下がある。

40

【 0 9 5 6 】

$\alpha$  が実数のとき：

【 0 9 5 7 】

【数 3 2 1】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \cdots \text{式 (S 2 8 2)}$$

【0 9 5 8】

または、

【0 9 5 9】

【数 3 2 2】

10

$$\alpha = -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \cdots \text{式 (S 2 8 3)}$$

【0 9 6 0】

 $\alpha$  が虚数のとき：

【0 9 6 1】

【数 3 2 3】

20

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \times e^{j\frac{\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 2 8 4)}$$

【0 9 6 2】

または、

【0 9 6 3】

【数 3 2 4】

$$\alpha = \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \times e^{j\frac{3\pi}{2}} \cdots \text{式 (S 2 8 5)}$$

30

【0 9 6 4】

プリコーディング行列Fを式 (S 2 7 8)、式 (S 2 7 9)、式 (S 2 8 0)、式 (S 2 8 1) のいずれかに設定し、式 (S 2 8 2)、式 (S 2 8 3)、式 (S 2 8 4)、式 (S 2 8 5) のように  $\alpha$  を設定した場合、上述と同様に考えると、同相 I ー 直交 Q 平面における、構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ ) に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図 2 9 のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図 3 0 のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図 3 1 のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図 3 2 のとおりである。なお、図 2 9、図 3 0、図 3 1、図 3 2 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点、「△」が原点 (0) となる。

40

【0 9 6 5】

図 2 9、図 3 0、図 3 1、図 3 2 からわかるように、信号点は、重ならず、1 6 3 8 4 個存在していることがわかる。また、同相 I ー 直交 Q 平面における 1 6 3 8 4 個の信号点のうち、図 2 9 の最右最上、図 3 2 の最右最下、図 3 0 の最左最上、図 3 1 の最左最下の 4 個を除く、1 6 3 8 0 個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリ

50

ッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0966】

そして、プリコーディング行列Fを式(S278)、式(S279)、式(S280)、式(S281)のいずれかに設定し、式(S282)、式(S283)、式(S284)、式(S285)のように $\alpha$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I-直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図33のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図34のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図35のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図36のとおりである。なお、図33、図34、図35、図36において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

10

【0967】

図33、図34、図35、図36からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図29、図30、図31、図32の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とし、図33、図34、図35、図36の16384個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする。すると、 $D_1 > D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 > Q_2$ が成立するとよいことになる。

20

【0968】

(例4-8)

上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式(S224)および式(S225)が成立し、

30

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fを以下のいずれかに設定する場合を考える。

【0969】

【数325】

40

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S286)}$$

【0970】

または、

【0971】

【数326】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S287)}$$

50



【0972】

または、

【0973】

【数327】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S288)}$$

【0974】

または、

【0975】

【数328】

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (S289)}$$

10

【0976】

なお、式 (S286)、式 (S288) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は0 (ゼロ) ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値について考える。  
まず、式 (S2)、式 (S3)、式 (S4)、式 (S5)、式 (S8) における信号  $z_1$  (t) ( $z_1(i)$ ) に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値として、以下がある。

20

【0977】

【数329】

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S290)

30

【0978】

または、

【0979】

【数330】

$$\theta = \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S291)

40

【0980】

または、

【0981】

【数331】

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) \quad \text{または} \quad \tan^{-1} \left( -\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9} \right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

$\cdots$  式 (S292)

【0982】

50

または、

【0983】

【数332】

$$\theta = \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9}\right) \quad \text{または} \quad \pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{42}}{\sqrt{170}} \times \frac{8}{9}\right) + 2n\pi \quad (\text{ラジアン})$$

・・・式(S293)

【0984】

なお、式(S290)、式(S291)、式(S292)、式(S293)において、 $\tan^{-1}(x)$ は、逆三角関数(inverse trigonometric function)(三角関数の定義域を適当に制限したものの逆関数)であり、

10

【0985】

【数333】

$$-\frac{\pi}{2} \text{ (radian)} < \tan^{-1}(x) < \frac{\pi}{2} \text{ (radian)} \quad \dots \text{式(S294)}$$

【0986】

となる。また、「 $\tan^{-1}(x)$ 」は、「 $\text{Tan}^{-1}(x)$ 」、「 $\arctan(x)$ 」、「 $\text{Arctan}(x)$ 」と記載してもよい。そして、 $n$ は整数とする。

20

プリコーディング行列Fを式(S286)、式(S287)、式(S288)、式(S289)のいずれかに設定し、式(S290)、式(S291)、式(S292)、式(S293)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I一直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$ ( $u_1(i)$ )において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図29のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図30のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図31のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図32のとおりである。なお、図29、図30、図31、図32において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点、「△」が原点(0)となる。

30

【0987】

図29、図30、図31、図32からわかるように、信号点は、重ならず、16384個存在していることがわかる。また、同相I一直交Q平面における16384個の信号点のうち、図29の最右最上、図32の最右最下、図30の最左最上、図31の最左最下の4個を除く、16380個の信号点における最も近接する他の信号点との間のユークリッド距離が互いに等しくなっている。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

【0988】

40

そして、プリコーディング行列Fを式(S286)、式(S287)、式(S288)、式(S289)のいずれかに設定し、式(S290)、式(S291)、式(S292)、式(S293)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、同相I一直交Q平面における、構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$ ( $u_2(i)$ )において、( $b_{0,64}$ 、 $b_{1,64}$ 、 $b_{2,64}$ 、 $b_{3,64}$ 、 $b_{4,64}$ 、 $b_{5,64}$ 、 $b_{0,256}$ 、 $b_{1,256}$ 、 $b_{2,256}$ 、 $b_{3,256}$ 、 $b_{4,256}$ 、 $b_{5,256}$ 、 $b_{6,256}$ 、 $b_{7,256}$ )に対応する信号点のうち、第一象限に存在する信号点の配置は図33のとおりであり、第二象限に存在する信号点配置は図34のとおりであり、第三象限に存在する信号点配置は図35のとおりであり、第四象限に存在する信号点配置は図36のとおりである。なお、図33、図34、図35、図36において、横軸I、縦軸Q、「●」

50

」が信号点、「△」が原点（０）となる。

【０９８９】

図３３、図３４、図３５、図３６からわかるように、信号点は、重ならず、１０２４個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図２９、図３０、図３１、図３２の１６３８４個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とし、図３３、図３４、図３５、図３６の１６３８４個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする。すると、 $D_1 > D_2$ が成立する。したがって、構成例Ｒ１より、式（Ｓ２）、式（Ｓ３）、式（Ｓ４）、式（Ｓ５）、式（Ｓ８）において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 > Q_2$ が成立するとよいことになる。

【０９９０】

（例４－補足）

（例４－１）～（例４－８）では、高いデータの受信品質を得られる可能性のある $\alpha$ の値の例、および、 $\theta$ の値の例を示したが、 $\alpha$ の値、および、 $\theta$ の値は、これらの値でなくても、構成例Ｒ１に示した条件を満たすことで、高いデータの受信品質が得られることがある。

【０９９１】

（変形例）

次に、（例１）～（例４）を変形したプリコーディング方法について説明する。図５において、ベースバンド信号５１１Ａ（ $z_1(t)$ （ $z_1(i)$ ））およびベースバンド信号５１１Ｂ（ $z_2(t)$ （ $z_2(i)$ ））が、次式のいずれかであらわされる場合を考える。

【０９９２】

【数３３４】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta \times e^{j\theta_{11}(i)} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & \beta \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}$$

・・・式（Ｓ２９５）

【０９９３】

【数３３５】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}$$

・・・式（Ｓ２９６）

【０９９４】

ただし、 $\theta_{11}(i)$ 、 $\theta_{21}(i)$ は $i$ の（時間、または、周波数の）関数であり、 $\lambda$ は固定の値であり、 $\alpha$ は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$ は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$ は０（ゼロ）ではない。そして、 $\beta$ も０（ゼロ）ではない。

そして、（例１）の変形として、ベースバンド信号５０５Ａ（ $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ）

10

20

30

40

50

))の変調方式を16QAM、ベースバンド信号505B( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ))の変調方式を64QAMとし、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式(S11)および式(S12)が成立し、

式(S295)、式(S296)の $\alpha$ において、  
式(S18)、式(S19)、式(S20)、式(S21)のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 > Q_2$ とする、

または、

式(S295)、式(S296)の $\alpha$ において、

式(S35)、式(S36)、式(S37)、式(S38)のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 > Q_2$ とする、

または、

式(S295)、式(S296)の $\alpha$ において、

式(S52)、式(S53)、式(S54)、式(S55)のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 < Q_2$ とする、

または、

式(S295)、式(S296)の $\alpha$ において、

式(S69)、式(S70)、式(S71)、式(S72)のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 < Q_2$ とする、

としても、(例1)と同様の効果を得ることができる。

#### 【0995】

(例2)の変形として、ベースバンド信号505A( $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ))の変調方式を64QAM、ベースバンド信号505B( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ))の変調方式を16QAMとし、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式(S82)および式(S83)が成立し、

式(S295)、式(S296)の $\alpha$ において、

式(S89)、式(S90)、式(S91)、式(S92)のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 < Q_2$ とする、

または、

式(S295)、式(S296)の $\alpha$ において、

式(S106)、式(S107)、式(S108)、式(S109)のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 < Q_2$ とする、

または、

式(S295)、式(S296)の $\alpha$ において、

式(S123)、式(S124)、式(S125)、式(S126)のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 > Q_2$ とする、

または、

式(S295)、式(S296)の $\alpha$ において、

式(S140)、式(S141)、式(S142)、式(S143)のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 > Q_2$ とする、

としても、(例2)と同様の効果を得ることができる。

#### 【0996】

(例3)の変形として、ベースバンド信号505A( $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ))の変調方式を64QAM、ベースバンド信号505B( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ))の変調方式を256QAMとし、上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ および上述で説明した256QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{256}$ に関して、式(S153)および式(S154)が成立し、

式(S295)、式(S296)の $\alpha$ において、

10

20

30

40

50

式 (S 1 6 0)、式 (S 1 6 1)、式 (S 1 6 2)、式 (S 1 6 3)、のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 > Q_2$  とする、

または、

式 (S 2 9 5)、式 (S 2 9 6) の  $\alpha$  において、

式 (S 1 7 7)、式 (S 1 7 8)、式 (S 1 7 9)、式 (S 1 8 0)、のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 > Q_2$  とする、

または、

式 (S 2 9 5)、式 (S 2 9 6) の  $\alpha$  において、

式 (S 1 9 4)、式 (S 1 9 5)、式 (S 1 9 6)、式 (S 1 9 7)、のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 < Q_2$  とする、

10

または、

式 (S 2 9 5)、式 (S 2 9 6) の  $\alpha$  において、

式 (S 2 1 1)、式 (S 2 1 2)、式 (S 2 1 3)、式 (S 2 1 4) ののいずれかを用い、かつ、 $Q_1 < Q_2$  とする、

としても、(例 3) と同様の効果を得ることができる。

#### 【0997】

(例 4) の変形として、ベースバンド信号 5 0 5 A ( $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )) の変調方式を 2 5 6 QAM、ベースバンド信号 5 0 5 B ( $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )) の変調方式を 6 4 QAM とし、上述で説明した 6 4 QAM のマッピング方法のところで記載した

20

係数  $w_{64}$  および上述で説明した 2 5 6 QAM のマッピング方法のところで記載した係数  $w_{256}$  に関して、式 (S 2 2 4) および式 (S 2 2 5) が成立し、

式 (S 2 9 5)、式 (S 2 9 6) の  $\alpha$  において、

式 (S 2 3 1)、式 (S 2 3 2)、式 (S 2 3 3)、式 (S 2 3 4) のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 < Q_2$  とする、

式 (S 2 9 5)、式 (S 2 9 6) の  $\alpha$  において、

式 (S 2 4 8)、式 (S 2 4 9)、式 (S 2 5 0)、式 (S 2 5 1) のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 < Q_2$  とする、

式 (S 2 9 5)、式 (S 2 9 6) の  $\alpha$  において、

式 (S 2 6 5)、式 (S 2 6 6)、式 (S 2 6 7)、式 (S 2 6 8) のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 > Q_2$  とする、

30

式 (S 2 9 5)、式 (S 2 9 6) の  $\alpha$  において、

式 (S 2 8 2)、式 (S 2 8 3)、式 (S 2 8 4)、式 (S 2 8 5) のいずれかを用い、かつ、 $Q_1 > Q_2$  とする、

としても、(例 4) と同様の効果を得ることができる。

#### 【0998】

なお、上述の変形例では、高いデータの受信品質を得られる可能性のある  $\alpha$  の値の例、および、 $\theta$  の値の例を示したが、 $\alpha$  の値、および、 $\theta$  の値は、これらの値でなくても、構成例 R 1 に示した条件を満たすことで、高いデータの受信品質が得られることがある。

40

次に、(例 1) ~ (例 4) および、その変更例とは異なる例を説明する。

#### 【0999】

##### (例 5)

以下では、図 5 から図 7 のマッピング部 5 0 4 において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) を得るための変調方式を 1 6 QAM とし、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) を得るための変調方式を 6 4 QAM とし、例えば、式 (S 2)、式 (S 3)、式 (S 4)、式 (S 5)、式 (S 8) のいずれかのプリコーディング、および／または、パワー変更を行ったときのプリコーディング行列 (F) の構成とパワー変更に関する条件の例について説明する。

50

## 【1000】

まず、16QAMのマッピング方法について説明する。図10は、同相I－直交Q平面における16QAMの信号点配置の例を示している。なお、図10において、16個の○が16QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

16QAMの16個の信号点（図10の「○」が信号点である。）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、 $(3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(3w_{16}, w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(w_{16}, w_{16})$ 、 $(w_{16}, -w_{16})$ 、 $(w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ 、となる（ $w_{16}$ は0より大きい実数となる。）。

10

## 【1001】

ここで、送信するビット（入力ビット）を $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ とする。例えば、送信するビットが $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の場合、図10における信号点1001にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分をI、直交成分をQとすると、 $(I, Q) = (3w_{16}, 3w_{16})$ となる。

つまり、送信するビット（ $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ ）に基づき、（16QAM時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qが決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット（0000～1111）と信号点の座標の関係の一例は図10のとおりである。16QAMの16個の信号点（図10の「○」） $(3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(3w_{16}, w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(w_{16}, w_{16})$ 、 $(w_{16}, -w_{16})$ 、 $(w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ の直下に $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000～1111の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000～1111の直上の信号点（「○」）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、16QAM時の $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット（0000～1111）と信号点の座標の関係は、図10に限ったものではない。そして、（16QAM時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、図5から図7のベースバンド信号（ $s_1(t)$ または $s_2(t)$ ）となる。

20

30

## 【1002】

64QAMのマッピング方法について説明する。図11は、同相I－直交Q平面における64QAMの信号点配置の例を示している。なお、図11において、64個の○が64QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

64QAMの64個の信号点（図11の「○」が信号点である。）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$

40

$(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$

$(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$

$(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

50

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$

$(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$

$(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$

$(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$

となる ( $w_{64}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【1003】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図 11 における信号点 1101 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (7w_{64}, 7w_{64})$  となる。

#### 【1004】

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ ) に基づき、(64QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット (000000~111111) と信号点の座標の関係の一例は図 11 のとおりである。64QAM の 64 個の信号点 (図 11 の「○」)  $(7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(7w_{64}, -7w_{64})$

$(5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(5w_{64}, -7w_{64})$

$(3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(3w_{64}, -7w_{64})$

$(w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(w_{64}, w_{64})$ 、 $(w_{64}, -w_{64})$ 、 $(w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(w_{64}, -7w_{64})$

$(-w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-w_{64}, -7w_{64})$

$(-3w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-3w_{64}, -7w_{64})$

$(-5w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-5w_{64}, -7w_{64})$

$(-7w_{64}, 7w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, 3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -3w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -5w_{64})$ 、 $(-7w_{64}, -7w_{64})$  の直下に  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$

、 $b_4$ 、 $b_5$ のセット000000～111111の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ のセット000000～111111の直上の信号点（「○」）の同相I—直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、64QAM時の $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ のセット（000000～111111）と信号点の座標の関係は、図11に限ったものではない。そして、（64QAM時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、図5から図7のベースバンド信号（ $s_1(t)$ または $s_2(t)$ ）となる。

【1005】

10

ここでの例では、図5～図7において、ベースバンド信号505A（ $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ））の変調方式を16QAM、ベースバンド信号505B（ $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ））の変調方式を64QAMとし、プリコーディング行列の構成について説明する。

このとき、図5～図7のマッピング部504の出力であるベースバンド信号505A（ $s_1(t)$ （ $s_1(i)$ ））の平均電力とベースバンド信号505B（ $s_2(t)$ （ $s_2(i)$ ））の平均電力を等しくするのが一般的となる。したがって、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式（S11）、および、式（S12）が成立する。なお、式（S11）および式（S12）において、 $z$ は0より大きい実数とする。そして、

20

<1>式（S2）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式（S3）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式（S4）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式（S5）の場合

<5>式（S8）の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fの構成、および、 $Q_1$ と $Q_2$ の関係について、以下で説明する。

【1006】

30

上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式（S11）および式（S12）が成立し、

<1>式（S2）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式（S3）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式（S4）において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式（S5）の場合

<5>式（S8）の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fとして、式（S22）、式（S23）、式（S24）、式（S25）のいずれかの式を考える。

40

【1007】

なお、式（S22）、式（S24）において、 $\beta$ は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$ は0（ゼロ）ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値について考える。

まず、式（S2）、式（S3）、式（S4）、式（S5）、式（S8）における信号 $z_1(t)$ （ $z_1(i)$ ）に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値として、以下がある。

【1008】



【数 3 3 6】

$$\theta=15 \quad \text{または} \quad 15+360 \times n \quad (\text{度 (degree)}) \cdots \text{式 (S 2 9 7)}$$

【1 0 0 9】

または、

【1 0 1 0】

【数 3 3 7】

$$\begin{aligned} \theta &= 180+15 \quad \text{または} \quad 195+360 \times n \quad (\text{度 (degree)}) \cdots \text{式 (S 2 9 8)} \\ &= 195 \end{aligned} \quad 10$$

【1 0 1 1】

または、

【1 0 1 2】

【数 3 3 8】

$$\theta = -15 \quad \text{または} \quad -15+360 \times n \quad (\text{度 (degree)}) \cdots \text{式 (S 2 9 9)}$$

【1 0 1 3】

または、

【1 0 1 4】

【数 3 3 9】

$$\begin{aligned} \theta &= 180-15 \quad \text{または} \quad 165+360 \times n \quad (\text{度 (degree)}) \cdots \text{式 (S 3 0 0)} \\ &= 165 \end{aligned}$$

【1 0 1 5】

なお、nは整数とする。

プリコーディング行列Fを式 (S 2 2)、式 (S 2 3)、式 (S 2 4)、式 (S 2 5) のいずれかに設定し、式 (S 2 9 7)、式 (S 2 9 8)、式 (S 2 9 9)、式 (S 3 0 0) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 5 5 のようになる。なお、図 5 5 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

【1 0 1 6】

図 5 5 からわかるように、信号点は、重ならず、1 0 2 4 個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、プリコーディング行列Fを式 (S 2 2)、式 (S 2 3)、式 (S 2 4)、式 (S 2 5) のいずれかに設定し、式 (S 2 9 7)、式 (S 2 9 8)、式 (S 2 9 9)、式 (S 3 0 0) のように  $\theta$  を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$  が  $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  に対応する信号点から  $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$  に対応する信号点の構成例 R 1 で説明した信号  $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ ) における同相 I 一直交 Q 平面の信号点の配置は、図 5 6 のようになる。なお、図 5 6 において、横軸 I、縦軸 Q、「●」が信号点となる。

【1 0 1 7】

図56からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図55の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とし、図56の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とする。すると、 $D_1 > D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 > Q_2$ が成立するとよいことになる。

【1018】

(例5－補足)

上述の例では、高いデータの受信品質を得られる可能性のある $\theta$ の値の例を示したが、 $\theta$ の値は、これらの値でなくても、構成例R1に示した条件を満たすことで、高いデータの受信品質が得られることがある。

【1019】

(例6)

以下では、図5から図7のマッピング部504において、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ )を得るための変調方式を64QAMとし、 $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ )を得るための変調方式を16QAMとし、例えば、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)のいずれかのプリコーディング、および／または、パワー変更を行ったときのプリコーディング行列(F)の構成とパワー変更に関する条件の例について説明する。

【1020】

まず、16QAMのマッピング方法について説明する。図10は、同相I－直交Q平面における16QAMの信号点配置の例を示している。なお、図10において、16個の○が16QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

16QAMの16個の信号点(図10の「○」が信号点である。)の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、 $(3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(3w_{16}, w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(w_{16}, w_{16})$ 、 $(w_{16}, -w_{16})$ 、 $(w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ 、となる( $w_{16}$ は0より大きい実数となる。)

【1021】

ここで、送信するビット(入力ビット)を $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ とする。例えば、送信するビットが $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の場合、図10における信号点1001にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分をI、直交成分をQとすると、 $(I, Q) = (3w_{16}, 3w_{16})$ となる。

つまり、送信するビット( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ )に基づき、(16QAM時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qが決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット(0000～1111)と信号点の座標の関係の一例は図10のとおりである。16QAMの16個の信号点(図10の「○」) $(3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(3w_{16}, w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(3w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(w_{16}, w_{16})$ 、 $(w_{16}, -w_{16})$ 、 $(w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-w_{16}, w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-w_{16}, -3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, 3w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -w_{16})$ 、 $(-3w_{16}, -3w_{16})$ の直下に $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000～1111の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000～1111の直上の信号点(「○」)の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピ

10

20

30

40

50

ング後のベースバンド信号の同相成分 I および直交成分 Q となる。なお、16QAM時の  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  のセット (0000~1111) と信号点の座標の関係は、図10に限ったものではない。そして、(16QAM時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I、直交成分 Q を複素表現した値が、図5から図7のベースバンド信号 ( $s_1(t)$ ) または  $s_2(t)$ ) となる。

64QAMのマッピング方法について説明する。図11は、同相 I - 直交 Q 平面における64QAMの信号点配置の例を示している。なお、図11において、64個の○が64QAMの信号点であり、横軸 I、縦軸 Q となる。

#### 【1022】

64QAMの64個の信号点 (図11の「○」が信号点である。) の同相 I - 直交 Q 平面におけるそれぞれの座標は、

( $7w_{64}$ ,  $7w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $5w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $3w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $-w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $-3w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $-5w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $-7w_{64}$ )  
 ( $5w_{64}$ ,  $7w_{64}$ )、( $5w_{64}$ ,  $5w_{64}$ )、( $5w_{64}$ ,  $3w_{64}$ )、( $5w_{64}$ ,  $w_{64}$ )、( $5w_{64}$ ,  $-w_{64}$ )、( $5w_{64}$ ,  $-3w_{64}$ )、( $5w_{64}$ ,  $-5w_{64}$ )、( $5w_{64}$ ,  $-7w_{64}$ )  
 ( $3w_{64}$ ,  $7w_{64}$ )、( $3w_{64}$ ,  $5w_{64}$ )、( $3w_{64}$ ,  $3w_{64}$ )、( $3w_{64}$ ,  $w_{64}$ )、( $3w_{64}$ ,  $-w_{64}$ )、( $3w_{64}$ ,  $-3w_{64}$ )、( $3w_{64}$ ,  $-5w_{64}$ )、( $3w_{64}$ ,  $-7w_{64}$ )  
 ( $w_{64}$ ,  $7w_{64}$ )、( $w_{64}$ ,  $5w_{64}$ )、( $w_{64}$ ,  $3w_{64}$ )、( $w_{64}$ ,  $w_{64}$ )、( $w_{64}$ ,  $-w_{64}$ )、( $w_{64}$ ,  $-3w_{64}$ )、( $w_{64}$ ,  $-5w_{64}$ )、( $w_{64}$ ,  $-7w_{64}$ )

( $-w_{64}$ ,  $7w_{64}$ )、( $-w_{64}$ ,  $5w_{64}$ )、( $-w_{64}$ ,  $3w_{64}$ )、( $-w_{64}$ ,  $w_{64}$ )、( $-w_{64}$ ,  $-w_{64}$ )、( $-w_{64}$ ,  $-3w_{64}$ )、( $-w_{64}$ ,  $-5w_{64}$ )、( $-w_{64}$ ,  $-7w_{64}$ )  
 ( $-3w_{64}$ ,  $7w_{64}$ )、( $-3w_{64}$ ,  $5w_{64}$ )、( $-3w_{64}$ ,  $3w_{64}$ )、( $-3w_{64}$ ,  $w_{64}$ )、( $-3w_{64}$ ,  $-w_{64}$ )、( $-3w_{64}$ ,  $-3w_{64}$ )、( $-3w_{64}$ ,  $-5w_{64}$ )、( $-3w_{64}$ ,  $-7w_{64}$ )  
 ( $-5w_{64}$ ,  $7w_{64}$ )、( $-5w_{64}$ ,  $5w_{64}$ )、( $-5w_{64}$ ,  $3w_{64}$ )、( $-5w_{64}$ ,  $w_{64}$ )、( $-5w_{64}$ ,  $-w_{64}$ )、( $-5w_{64}$ ,  $-3w_{64}$ )、( $-5w_{64}$ ,  $-5w_{64}$ )、( $-5w_{64}$ ,  $-7w_{64}$ )  
 ( $-7w_{64}$ ,  $7w_{64}$ )、( $-7w_{64}$ ,  $5w_{64}$ )、( $-7w_{64}$ ,  $3w_{64}$ )、( $-7w_{64}$ ,  $w_{64}$ )、( $-7w_{64}$ ,  $-w_{64}$ )、( $-7w_{64}$ ,  $-3w_{64}$ )、( $-7w_{64}$ ,  $-5w_{64}$ )、( $-7w_{64}$ ,  $-7w_{64}$ )  
 となる ( $w_{64}$  は 0 より大きい実数となる。)

#### 【1023】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  とする。例えば、送信するビットが ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ ) = (0、0、0、0、0、0) の場合、図11における信号点1101にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を I、直交成分を Q とすると、( $I$ ,  $Q$ ) = ( $7w_{64}$ ,  $7w_{64}$ ) となる。

#### 【1024】

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ ) に基づき、(64QAM時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I、直交成分 Q が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット (000000~111111) と信号点の座標の関係の一例は図11のとおりである。64QAMの64個の信号点 (図11の「○」) ( $7w_{64}$ ,  $7w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $5w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $3w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $-w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $-3w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $-5w_{64}$ )、( $7w_{64}$ ,  $-7w_{64}$ )、

$(w_{64}, -5w_{64}), (7w_{64}, -7w_{64}), (5w_{64}, 7w_{64}), (5w_{64}, 5w_{64}), (5w_{64}, 3w_{64}), (5w_{64}, w_{64}), (5w_{64}, -w_{64}), (5w_{64}, -3w_{64}), (5w_{64}, -5w_{64}), (5w_{64}, -7w_{64}), (3w_{64}, 7w_{64}), (3w_{64}, 5w_{64}), (3w_{64}, 3w_{64}), (3w_{64}, w_{64}), (3w_{64}, -w_{64}), (3w_{64}, -3w_{64}), (3w_{64}, -5w_{64}), (3w_{64}, -7w_{64}), (w_{64}, 7w_{64}), (w_{64}, 5w_{64}), (w_{64}, 3w_{64}), (w_{64}, w_{64}), (w_{64}, -w_{64}), (w_{64}, -3w_{64}), (w_{64}, -5w_{64}), (w_{64}, -7w_{64})$

10

$(-w_{64}, 7w_{64}), (-w_{64}, 5w_{64}), (-w_{64}, 3w_{64}), (-w_{64}, w_{64}), (-w_{64}, -w_{64}), (-w_{64}, -3w_{64}), (-w_{64}, -5w_{64}), (-w_{64}, -7w_{64}), (-3w_{64}, 7w_{64}), (-3w_{64}, 5w_{64}), (-3w_{64}, 3w_{64}), (-3w_{64}, w_{64}), (-3w_{64}, -w_{64}), (-3w_{64}, -3w_{64}), (-3w_{64}, -5w_{64}), (-3w_{64}, -7w_{64}), (-5w_{64}, 7w_{64}), (-5w_{64}, 5w_{64}), (-5w_{64}, 3w_{64}), (-5w_{64}, w_{64}), (-5w_{64}, -w_{64}), (-5w_{64}, -3w_{64}), (-5w_{64}, -5w_{64}), (-5w_{64}, -7w_{64}), (-7w_{64}, 7w_{64}), (-7w_{64}, 5w_{64}), (-7w_{64}, 3w_{64}), (-7w_{64}, w_{64}), (-7w_{64}, -w_{64}), (-7w_{64}, -3w_{64}), (-7w_{64}, -5w_{64}), (-7w_{64}, -7w_{64})$

の直下にb0、b1、b2、b3、b4、b5のセット000000~111111の値が示されている。b0、b1、b2、b3、b4、b5のセット000000~111111の直上の信号点(「○」)の同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、64QAM時のb0、b1、b2、b3、b4、b5のセット(000000~111111)と信号点の座標の関係は、図11に限ったものではない。そして、(64QAM時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを複素表現した値が、図5から図7のベースバンド信号( $s_1(t)$ または $s_2(t)$ )となる。

20

30

#### 【1025】

ここでの例では、図5~図7において、ベースバンド信号505A( $s_1(t)$ ( $s_1(i)$ ))の変調方式を64QAM、ベースバンド信号505B( $s_2(t)$ ( $s_2(i)$ ))の変調方式を16QAMとし、プリコーディング行列の構成について説明する。

このとき、図5~図7のマッピング部504の出力であるベースバンド信号505A( $s_1(t)$ ( $s_1(i)$ ))の平均電力とベースバンド信号505B( $s_2(t)$ ( $s_2(i)$ ))の平均電力を等しくするのが一般的となる。したがって、上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式(82)、および、式(83)が成立する。なお、式(S82)および式(S83)において、 $z$ は0より大きい実数とする。そして、

40

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列F

の構成、および、 $Q_1$ と $Q_2$ の関係について、以下で説明する。

#### 【1026】

50

上述で説明した16QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{16}$ および上述で説明した64QAMのマッピング方法のところで記載した係数 $w_{64}$ に関して、式(S11)および式(S12)が成立し、

<1>式(S2)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<2>式(S3)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<3>式(S4)において、 $P_1^2 = P_2^2$ とした場合

<4>式(S5)の場合

<5>式(S8)の場合

の演算を行うときのプリコーディング行列Fとして、式(S93)、式(S94)、式(S95)、式(S96)のいずれかの式を考える。

【1027】

なお、式(S93)、式(S95)において、 $\beta$ は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$ は0(ゼロ)ではない。

このとき、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値について考える。

まず、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)における信号 $z_2(t)$ ( $z_2(i)$ )に着目し、受信装置が良好なデータの受信品質を得るための $\theta$ の値として、以下がある。

【1028】

【数340】

$$\theta = 15 \quad \text{または} \quad 15 + 360 \times n \quad (\text{度 (degree)}) \cdots \text{式 (S301)}$$

【1029】

または、

【1030】

【数341】

$$\theta = 180 + 15 \quad \text{または} \quad 195 + 360 \times n \quad (\text{度 (degree)}) \cdots \text{式 (S302)}$$

$$= 195$$

【1031】

または、

【1032】

【数342】

$$\theta = -15 \quad \text{または} \quad -15 + 360 \times n \quad (\text{度 (degree)}) \cdots \text{式 (S303)}$$

【1033】

または、

【1034】

【数343】

$$\theta = 180 - 15 \quad \text{または} \quad 165 + 360 \times n \quad (\text{度 (degree)}) \cdots \text{式 (S304)}$$

$$= 165$$

【1035】

なお、 $n$ は整数とする。

プリコーディング行列Fを式(S93)、式(S94)、式(S95)、式(S96)

のいずれかに設定し、式(S301)、式(S302)、式(S303)、式(S304

10

20

30

40

50

のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_2(t)$  ( $u_2(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図55のようになる。なお、図55において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

【1036】

図55からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

10

そして、プリコーディング行列Fを式(S93)、式(S94)、式(S95)、式(S96)のいずれかに設定し、式(S301)、式(S302)、式(S303)、式(S304)のように $\theta$ を設定した場合、上述と同様に考えると、 $(b_{0,16}, b_{1,16}, b_{2,16}, b_{3,16}, b_{0,64}, b_{1,64}, b_{2,64}, b_{3,64}, b_{4,64}, b_{5,64})$ が $(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ に対応する信号点から $(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ に対応する信号点の構成例R1で説明した信号 $u_1(t)$  ( $u_1(i)$ )における同相I一直交Q平面の信号点の配置は、図56のようになる。なお、図56において、横軸I、縦軸Q、「●」が信号点となる。

【1037】

20

図56からわかるように、信号点は、重ならず、1024個存在していることがわかる。そのため、受信装置において高い受信品質を得られる可能性が高い。

そして、図55の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_2$ とし、図56の1024個の信号点の最小ユークリッド距離を $D_1$ とする。すると、 $D_1 < D_2$ が成立する。したがって、構成例R1より、式(S2)、式(S3)、式(S4)、式(S5)、式(S8)において、 $Q_1 \neq Q_2$ の場合、 $Q_1 < Q_2$ が成立するとよいことになる。

【1038】

(例6ー補足)

30

上述の例では、高いデータの受信品質を得られる可能性のある $\theta$ の値の例を示したが、 $\theta$ の値は、これらの値でなくても、構成例R1に示した条件を満たすことで、高いデータの受信品質が得られることがある。

【1039】

次に、(例1)～(例4)およびその変形例、(例5)、(例6)を用いて送信装置が変調信号を送信したときの受信装置の動作について説明する。

図53に、送信アンテナと受信アンテナの関係を示している。送信装置の送信アンテナ#1(S4902A)から変調信号#1(S4901A)が送信され、アンテナ#2(S4902B)から変調信号#2(S4901B)が送信されるものとする。そして、受信装置の受信アンテナ#1(S4903X)および受信アンテナ#2(S4903Y)では、送信装置が送信した変調信号を受信(受信信号S490Xおよび受信信号S4904Yを得る。)することになるが、このとき、送信アンテナ#1(S4902A)から受信アンテナ#1(S4903X)の伝搬係数を $h_{11}(t)$ とし、送信アンテナ#1(S4902A)から受信アンテナ#2(S4903Y)の伝搬係数を $h_{21}(t)$ とし、送信アンテナ#2(S4902B)から受信アンテナ#1(S4903X)の伝搬係数を $h_{12}(t)$ とし、送信アンテナ#2(S4902B)から受信アンテナ#2(S4903Y)の伝搬係数を $h_{22}(t)$ とする。(tは時間)

40

50

図54は受信装置の構成の一例である。無線部5402Xは、受信アンテナ#1(S4903X)で受信した受信信号5401Xを入力とし、増幅、周波数変換等の処理を施し、信号5403Xを出力する。

#### 【1040】

信号処理部5404Xは、例えば、OFDM方式を用いている場合であれば、フーリエ変換、パラレルシリアル変換等の処理を施し、ベースバンド信号5405Xを得る。このとき、ベースバンド信号5405Xを $r'_1(t)$ とあらわすものとする。

無線部5402Yは、受信アンテナ#2(S4903Y)で受信した受信信号5401Yを入力とし、増幅、周波数変換等の処理を施し、信号5403Yを出力する。

#### 【1041】

信号処理部5404Yは、例えば、OFDM方式を用いている場合であれば、フーリエ変換、パラレルシリアル変換等の処理を施し、ベースバンド信号5405Yを得る。このとき、ベースバンド信号5405Yを $r'_2(t)$ とあらわすものとする。

チャネル推定部5406Xは、ベースバンド信号5405Xを入力とし、例えば、図9のフレーム構成におけるパイロットシンボルから、チャネル推定(伝搬係数の推定)を行い、チャネル推定信号5407Xを出力する。なお、チャネル推定信号5407Xは、 $h_{11}(t)$ の推定信号であるものとし、 $h'_{11}(t)$ とあらわすものとする。

#### 【1042】

チャネル推定部5408Xは、ベースバンド信号5405Xを入力とし、例えば、図9のフレーム構成におけるパイロットシンボルから、チャネル推定(伝搬係数の推定)を行い、チャネル推定信号5409Xを出力する。なお、チャネル推定信号5409Xは、 $h_{12}(t)$ の推定信号であるものとし、 $h'_{12}(t)$ とあらわすものとする。

チャネル推定部5406Yは、ベースバンド信号5405Yを入力とし、例えば、図9のフレーム構成におけるパイロットシンボルから、チャネル推定(伝搬係数の推定)を行い、チャネル推定信号5407Yを出力する。なお、チャネル推定信号5407Yは、 $h_{21}(t)$ の推定信号であるものとし、 $h'_{21}(t)$ とあらわすものとする。

#### 【1043】

チャネル推定部5408Yは、ベースバンド信号5405Yを入力とし、例えば、図9のフレーム構成におけるパイロットシンボルから、チャネル推定(伝搬係数の推定)を行い、チャネル推定信号5409Yを出力する。なお、チャネル推定信号5409Yは、 $h_{22}(t)$ の推定信号であるものとし、 $h'_{22}(t)$ とあらわすものとする。

制御情報復調部5410は、ベースバンド信号5005Xおよびベースバンド信号5405Yを入力とし、データ(シンボル)とともに送信装置が送信した送信方法、変調方式、送信電力等に関する情報を含む制御情報を伝送するためのシンボルを復調(検波・復号)し、制御情報5411を出力する。

#### 【1044】

上述で説明した送信方法のいずれかを用いて送信装置は、変調信号を送信していることになる。したがって、以下のいずれかの送信方法となる。

<1>式(S2)の送信方法

<2>式(S3)の送信方法

<3>式(S4)の送信方法

<4>式(S5)の送信方法

<5>式(S6)の送信方法

<6>式(S7)の送信方法

<7>式(S8)の送信方法

<8>式(S9)の送信方法

10

20

30

40

50

< 9 > 式 ( S 1 0 ) の送信方法

< 1 0 > 式 ( S 2 9 5 ) の送信方法

< 1 1 > 式 ( S 2 9 6 ) の送信方法

ところで、式 ( S 2 ) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【 1 0 4 5 】

【数 3 4 4 】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (S 3 0 5) \\
 &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

【 1 0 4 6 】

式 ( S 3 ) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【 1 0 4 7 】

【数 3 4 5 】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \\
 &\quad \cdots (S 3 0 6)
 \end{aligned}$$

【 1 0 4 8 】

式 ( S 4 ) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【 1 0 4 9 】

【数 3 4 6 】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \\
 &\quad \cdots (S 3 0 7)
 \end{aligned}$$

【 1 0 5 0 】



式 (S 5) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【1 0 5 1】

【数 3 4 7】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (S 3 0 8) \end{aligned}$$

10

【1 0 5 2】

式 (S 6) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【1 0 5 3】

【数 3 4 8】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (S 3 0 9) \end{aligned}$$

20

【1 0 5 4】

式 (S 7) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【1 0 5 5】

【数 3 4 9】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (S 3 1 0) \end{aligned}$$

30

【1 0 5 6】

式 (S 8) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【1 0 5 7】

40

【数 3 5 0】

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \text{(S 3 1 1)} \\
&= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

10

【1 0 5 8】

式 (S 9) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【1 0 5 9】

【数 3 5 1】

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \text{(S 3 1 2)}
\end{aligned}$$

20

【1 0 6 0】

式 (S 1 0) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【1 0 6 1】

【数 3 5 2】

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(i) & b(i) \\ c(i) & d(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \text{(S 3 1 3)}
\end{aligned}$$

30

【1 0 6 2】

式 (S 2 9 5) の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【1 0 6 3】

【数 3 5 3】

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta \times e^{j\theta_{11}(i)} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & \beta \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \\
&\cdots \text{式 (S 3 1 4)}
\end{aligned}$$

40

50

【1064】

式(S296)の方法で送信された場合、以下の関係が成立する。

【1065】

【数354】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r'_1(i) \\ r'_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h'_{11}(i) & h'_{12}(i) \\ h'_{21}(i) & h'_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

・・・式(S315)

【1066】

検波部5412は、ベースバンド信号5405X、5405Y、チャネル推定信号5407X、5409X、5407Y、5409Y、および、制御情報5411を入力とする。そして、制御情報5411に基づくことで、上記の式(S305)、式(S306)、式(S307)、式(S308)、式(S309)、式(S310)、式(S311)、式(S312)、式(S313)、式(S314)、式(S315)のいずれかの関係式が成立しているかが、検波部5412はわかる。

【1067】

そこで、式(S305)、式(S306)、式(S307)、式(S308)、式(S309)、式(S310)、式(S311)、式(S312)、式(S313)、式(S314)、式(S315)のいずれかの関係式に基づいて、検波部5412は、 $s_1(t)$  ( $s_1(i)$ ) および  $s_2(t)$  ( $s_2(i)$ ) により伝送されるデータの各ビットの検波を行い(各ビットの対数尤度、または、各ビットの対数尤度比を求める)、検波結果5413を出力する。

【1068】

そして、復号部5414は、検波結果5413を入力とし、誤り訂正符号の復号を行い、受信データ5415を出力する。

以上、本構成例では、MIMO伝送方式におけるプリコーディング方法、および、そのプリコーディング方法を用いた送信装置および受信装置の構成について説明した。本プリコーディング方法を用いることにより、受信装置において、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。

【1069】

なお、以上の構成例で説明した、送信アンテナ、受信アンテナのそれぞれは、複数のアンテナにより構成された一つのアンテナユニットであってもよい。また、プリコーディングを行った後の2つの変調信号のそれぞれを送信する複数のアンテナは、異なる時間において一つの変調信号を同時に送信するよう用いられてもよい。

また、受信装置において、受信アンテナを2本具備している場合の受信装置について説明したが、これに限ったものではなく、受信アンテナを3本以上具備していても、同様に、実施することで、受信データを得ることができる。

【1070】

また、本構成例のプリコーディング方法は、シングルキャリア方式、OFDM方式、ウェーブレット変換を用いたOFDM方式等のマルチキャリア方式、スペクトル拡散方式を適用したときも、同様に実施することができる。

なお、以上の各構成例で説明した送信方法、受信方法、送信装置及び受信装置は、あくまで以降の各実施の形態で説明する発明を適用可能な構成の一例である。以降の各実施の形態で説明する発明が、以上で説明した送信方法、受信方法、送信装置及び受信装置とは異なる、送信方法、受信方法、送信装置及び受信装置に対しても適用可能であることは言うまでもない。

【1071】

<実施の形態1～4について>

10

以下の実施の形態では、上述した（構成例R1）や（構成例S1）の符号化部とマッピング部の内部または／及び符号化部とマッピング部の前後で行われる処理の変形例について説明する。符号化部及びマッピング部を含む、この構成はBICM（Bit Interleaved Coded Modulation）と呼ばれることもある。

【1072】

第1の複素信号 $s_1$ （ $s_1(t)$ または $s_1(f)$ または $s_1(t, f)$ （ $t$ は時間、 $f$ は周波数））は、ある変調方式、例えば、BPSK（Binary Phase Shift Keying）、QPSK（Quadrature Phase Shift Keying）、16QAM（16 Quadrature Amplitude Modulation）、64QAM（64 Quadrature Amplitude Modulation）、256QAM（256 Quadrature Amplitude Modulation）等のマッピングに基づいた、同相成分I、直交成分Qで表現することができるベースバンド信号である。同様に、第2の複素信号 $s_2$ （ $s_2(t)$ または $s_2(f)$ または $s_2(t, f)$ ）も、ある変調方式、例えば、BPSK（Binary Phase Shift Keying）、QPSK（Quadrature Phase Shift Keying）、16QAM（16 Quadrature Amplitude Modulation）、64QAM（64 Quadrature Amplitude Modulation）、256QAM（256 Quadrature Amplitude Modulation）等のマッピングに基づいた、同相成分I、直交成分Qで表現することができるベースバンド信号である。

20

【1073】

30

マッピング部504は、第2ビット列を入力とする。そして、マッピング部504は、 $(X+Y)$ のビット列を入力とする。マッピング部504は、 $(X+Y)$ のビット列のうちの第1のビット数 $X$ を用い、第1の変調方式のマッピングに基づき第1の複素信号 $s_1$ を生成する。同様に、マッピング部504は、 $(X+Y)$ のビット列のうちの第2のビット数 $Y$ を用い、第2の変調方式のマッピングに基づき第2の複素信号 $s_2$ を生成する。

【1074】

なお、本明細書の以降の実施の形態において、マッピング部504以降では、（構成例R1）（構成例S1）で説明した具体的なプリコーディングが施されてもよいし、また、式（R2）、式（R3）、式（R4）、式（R5）、式（R6）、式（R7）、式（R8）、式（R9）、式（R10）、式（S2）、式（S3）、式（S4）、式（S5）、式（S6）、式（S7）、式（S8）、式（S9）、式（S10）のいずれかで表されるプリコーディングが施されてもよい。

40

【1075】

符号化部502は、 $K$ ビットの情報ビット列から（誤り訂正符号の）符号化を行い、 $N$ ビットの符号語である第1ビット列（503）を出力する。したがって、ここでは、誤り訂正符号として、 $N$ ビットの符号語、つまり、 $N$ ビットのブロック長（符号長）をもつブロック符号が用いられるものとする。ブロック符号の例としては、例えば、非特許文献1、非特許文献6等に記載されているLDPC（ブロック）符号、テイルバイティングを用

50

いたターボ符号、非特許文献3、非特許文献4等に記載されているテイルバイティングを用いたDuo-Binary Turbo符号、非特許文献5等に記載されているLDPC（ブロック）符号とBCH符号（Bose-Chaudhuri-Hocquenghem code）を接続した符号などの符号がある。

。なお、 $K$ 、 $N$ は自然数であり、 $N > K$ の関係が成立する。そして、LDPC符号でよく用いられる組織符号では、第1ビット列には、 $K$ ビットの情報ビット列が含まれることになる。

#### 【1076】

さて、ビット数 $X+Y$ の値によっては、符号化部の出力である符号語長（ $N$ ビット）が、2つの複素信号 $s_1$ と $s_2$ を生成するためのビット数 $(X+Y)$ のビットの倍数とならない場合が存在する。

10

例えば、符号語長 $N$ が64800ビット、変調方式として64QAMを用い、 $X=6$ とし、また、変調方式として256QAMを用い、 $Y=8$ とし、 $X+Y=14$ である場合を考える。また、例えば、符号語長 $N$ が16200ビット、方式として256QAMを用い、 $X=8$ とし、また、変調方式として256QAMを用い、 $Y=8$ とし、 $X+Y=16$ で場合を考える。

#### 【1077】

いずれの場合も、「符号化部の出力である符号語長（ $N$ ビット）が、2つの複素信号 $s_1$ と $s_2$ を生成するためのビット数 $(X+Y)$ のビットの倍数とならない」となる。以下の各実施の形態では、符号化部の出力する符号語の長さ（ $N$ ビット）が任意の長さであっても、マッピング部がビット数を余すことなく処理を行うための調整を行う。

20

なお、補足として、符号化部の出力である符号語長（ $N$ ビット）が、2つの複素信号 $s_1$ と $s_2$ を生成するためのビット数 $(X+Y)$ のビットの倍数となる場合の利点について説明する。

#### 【1078】

送信装置が符号化に用いる符号語長 $N$ ビットの誤り訂正符号の一つのブロックを効率良く伝送する方法について考える。このとき、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号 $s_1$ および第2の複素信号 $s_2$ により送信することができるビット数 $(X+Y)$ においてビット数 $(X+Y)$ が複数のブロックのビットで構成されていないほうが、送信装置、および／または、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

30

#### 【1079】

例えば、（第1の複素信号 $s_1$ の変調方式、第2の複素信号 $s_2$ の変調方式）＝（16QAM, 16QAM）のとき、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号 $s_1$ および第2の複素信号 $s_2$ により送信することができるビット数 $(X+Y)$ は8ビットで、この8ビットは、複数の（誤り訂正符号の）ブロックのデータを含まないほうがよい。つまり、送信装置が選択した変調方式において、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号 $s_1$ および第2の複素信号 $s_2$ により送信することができるビット数 $(X+Y)$ は、複数の（誤り訂正符号の）ブロックのデータを含まないほうがよい。

#### 【1080】

したがって、「符号化部の出力である符号語長（ $N$ ビット）が、2つの複素信号 $s_1$ と $s_2$ を生成するためのビット数 $(X+Y)$ のビットの倍数となる」とよい。

40

ところで、送信装置において、第1の複素信号 $s_1$ の変調方式、および、第2の複素信号 $s_2$ の変調方式、いずれも、複数の変調方式の切り替えが可能である可能性が高い。したがって、ビット数 $(X+Y)$ は、複数の値をとる可能性が高いことになる。

#### 【1081】

このとき、ビット数 $(X+Y)$ がとりうるすべての値において、「符号化部の出力である符号語長（ $N$ ビット）が、2つの複素信号 $s_1$ と $s_2$ を生成するためのビット数 $(X+Y)$ のビットの倍数となる」を満たすとは限らない。したがって、以下の実施の形態で説明する処理方法が必要となる。以下では、その説明を行う。

（実施の形態1）

50

図57は、実施の形態1の「送信装置の変調信号を生成する部分」（以下、変調部と呼ぶ）の構成である。図中、前述の構成例R1で説明した「変調信号を生成する部分」と同じ機能や信号には同じ参照符号を付している。

#### 【1082】

本実施の形態の変調部は、符号化部502、マッピング部504の間にビット長調整部5701を有する。

符号化部502は、制御信号512に従って、Kビットの情報ビット列からNビットの符号語（ブロック長（符号長））である第1のビット列（503）を出力する。

マッピング部504は、制御信号512に従って複素信号 $s_1(t)$ の生成に用いる変調方式である第1の変調方式と複素信号 $s_2(t)$ の生成に用いる変調方式である第2の変調方式を選択する。入力された第2のビット列5703のうち、入力された第2のビット列5703のうち、第1の複素信号 $s_1$ を生成するための第1のビット数 $X$ と第2の複素信号 $s_2$ を生成するための第2のビット数 $Y$ から得られるビット数 $(X+Y)$ のビット列を用い、第1の複素信号 $s_1(t)$ と第2の複素信号 $s_2(t)$ を生成する。（詳細については、上述で説明したとおりである。）

ビット長調整部5701は、符号化部502の後段、マッピング部504の前段に、位置する。ビット長調整部5701は、第1のビット列503を入力し、第1のビット列503のビット長（ここでは、誤り訂正符号の符号語（ブロック）の符号語長（ブロック長（符号長）））に対し、ビット長の調整を行い、第2のビット列5703を生成する。

#### 【1083】

図58は、本実施の形態の変調処理方法におけるビット長調整処理を示す図である。

図示しない制御部は、第1の複素信号 $s_1$ を生成するための第1のビット数 $X$ と第2の複素信号 $s_2$ を生成するための第2のビット数 $Y$ から得られるビット数 $(X+Y)$ を取得する（ステップS5801。）

次に、制御部は、誤り訂正符号の符号語（ブロック）の符号語長（ブロック長（符号長））に対し、ビット長調整を行うか否かを判定する（S5803）。判定の条件として、制御信号から得られた、誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））Nビットが $X+Y$ の値の「倍数でないか／倍数であるか」を利用することができる。又、 $X+Y$ の値とビット数Nとの値の対応テーブルの値により、この判定を行ってもよい。また、 $X+Y$ の情報は、複素信号 $s_1(t)$ の生成に用いる変調方式である第1の変調方式と複素信号 $s_2(t)$ の生成に用いる変調方式である第2の変調方式の情報であってもよい。

#### 【1084】

例えば、誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））Nが64800ビットであり、 $X+Y$ の値が16である場合、誤り訂正符号の符号語長Nビットは、 $X+Y$ の値の倍数である。制御部は、「ビット長調整をしない」と判定する（S5803の結果がNO）。

制御部は、ビット長調整が不要であると判定した場合（S5803の結果がNO）、ビット長調整部5701に、入力した第1のビット列503を、そのまま第2のビット列5703として出力するよう設定する（S5805）。つまり、上述の例では、ビット長調整部5701において、誤り訂正符号の64800ビットの符号語が入力であり、誤り訂正符号の64800ビットの符号語が出力となる。（ビット長調整部5701は、入力したビット列503をそのまま5703としてマッピング部に出力する。）

そして、誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））Nが64800ビットであり、 $X+Y$ の値が14である場合、誤り訂正符号の符号語長Nビットは、 $X+Y$ の値の倍数ではない。この場合、制御部は「ビット長調整する」と判定することになる（S5803の結果がYES）。

#### 【1085】

制御部は、「ビット長調整する」と判定した場合、ビット長調整部5701に、入力した第1のビット列503にビット長調整処理を行うよう設定する（S5805）。

図59は、本実施の形態におけるビット長調整処理のフロー図である。

制御部は、第1のビット列503に何ビットの調整が必要かに対応する値PadNumを決定する(S5901)。つまり、誤り訂正符号の符号語長Nビットに対し、付加するビットの数がPadNumとなる。

#### 【1086】

実施の形態1では、以下の数式で導出される値と等しい数(不足分)をPadNum(ビット)の値と決定する。

$$\text{PadNum} = \text{ceil}(N / (X+Y)) \times (X+Y) - N$$

ここでceil関数は、少数点以下を切り上げた整数を返す関数である。

尚、この決定処理は、上記の式の値と等しい結果を得られるものであれば演算によらなくても、テーブルに保持した値を用いるものでもよい。

10

#### 【1087】

例えば、予め制御信号(誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長))、s1を生成するための変調方式の情報とs2を生成するための変調方式の情報の組)に対し、調整が必要なビット数(PadNumの値)を保持しておき、現在のX+Yの値に対応するPadNumの値を、調整が必要なビット数として決定としてもよい。テーブルには、誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長))NとX+Yの値の関係に対応して調整ビット数を得られるものであれば、符号化率、パワーインバランスの値等、何をインデクス値とするものであってもかまわない。

#### 【1088】

なお、上記制御は、s1を生成するための変調方式とs2を生成するための変調方式がそれぞれ切り替わる通信システムのときに、特に必要となる。

20

次に、制御部は、ビット長調整部5701に対し、PadNumビットで構成されるビット長調整のための調整ビット列を生成するよう指示する(S5903)。

なお、PadNumビットで構成されるビット長調整のための調整ビット列は、例えば、PadNumビットの「0(ゼロ)」で構成されていてもよいし、PadNumビットの「1」で構成されていてもよい。重要な点は、図57の変調部を具備する送信装置と、この送信装置が送信した変調信号を受信する受信装置が、PadNumビットで構成されるビット長調整のための調整ビット列に関する情報を共有できていればよい。したがって、特定の規則でPadNumビットで構成されるビット長調整のための調整ビット列を生成し、この特定の規則を送信装置と受信装置が共有していればよいことになる。したがって、PadNumビットで構成されるビット長調整のための調整ビット列は上述の例に限ったものではない。

30

#### 【1089】

そして、ビット長調整部5701は、第1のビット列503を入力とし、符号語長(ブロック長(符号長))Nの誤り訂正符号の符号語の例えば後端や先端等の所定の位置に調整ビット列(つまり、PadNumビットで構成されるビット長調整のための調整ビット列)を付加し、構成するビット数がビット数(X+Y)の倍数となる、マッピング部のための第2ビット列を出力する。

#### 【1090】

40

<本実施の形態の効果>

符号化部が誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長))Nの符号語を出力した際、Nの値に依らず、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号s1および第2の複素信号s2により送信することができるビット数(X+Y)は、複数の(誤り訂正符号の)ブロックのデータを含まないようにするものとする。これにより、送信装置、および/または、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

#### 【1091】

尚、ビット長調整部5701は、符号化部502の一機能としても、マッピング部504の一機能に含めるとしてもよい。

50

(実施の形態 2)

図 60 は、本実施の形態の変調部の構成である。

【1092】

本実施の形態の変調部は、符号化部 502 LA、ビット長調整部 6001、及び、マッピング部 504 を含む。マッピング部 504 の処理は同一であるため説明を割愛する。

<符号化部 502 LA>

符号化部 502 LA は、K ビット (K は自然数) の情報ビットを入力とし、N ビット (N は自然数) で構成される例えば組織符号の LDPC 符号の符号語を得、出力する。ただし、 $N > K$  とする。なお、情報部分以外のパリティ部分の  $N - K$  ビットのパリティ部分のビット列を得るために、LDPC 符号のパリティ検査行列は、アキュムレート構造 (Accumulate) をもつものとする。

【1093】

LDPC 符号化を行うための入力となる、第  $i$  番目のブロックの情報を  $X_{i,j}$  ( $i$  は整数であり、 $j$  は 1 以上  $N$  以下の整数とする。) とあらわす。そして、符号化後に得られるパリティを  $P_{i,k}$  ( $k$  は  $N + 1$  以上  $K$  以下の整数とする。) とあらわす。そして、第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のベクトルを  $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$  とし、この LDPC 符号のパリティ検査行列を  $H$  とする。すると、 $Hu = 0$  (なお、ここでの「 $Hu = 0$  の 0 (ゼロ)」は、全ての要素が 0 のベクトルであることを意味する。) が成立する。

【1094】

このとき、パリティ検査行列  $H$  は、図 61 のようにあらわされる。図 61 に示されているように、パリティ検査行列  $H$  において、行数は  $N - K$  (第 1 行から第  $N - K$  行まで存在する)、列数は  $N$  (第 1 列から第  $N$  列まで存在する) となる。そして、情報に関連する部分行列 (61-1) ( $H_{cx}$ ) の行数は  $N - K$  (第 1 行から第  $N - K$  行まで存在する) となり、列数は  $K$  (第 1 列から第  $K$  列まで存在する) となる。また、パリティに関連する部分行列 (61-2) ( $H_{cp}$ ) の行数は  $N - K$  (第 1 行から第  $N - K$  行まで存在する) となり、列数は  $N - K$  (第 1 列から第  $N - K$  列まで存在する) となる。すると、パリティ検査行列  $H = [H_{cx} \ H_{cp}]$  とあらわされることになる。

【1095】

図 62 は、本実施の形態において、例としてあげているアキュムレート構造をもつ LDPC 符号のパリティ検査行列  $H$  におけるパリティに関連する部分行列  $H_{cp}$  の構成を示している。図 62 に示すように、パリティに関連する部分行列  $H_{cp}$  の  $i$  行  $j$  列の要素を  $H_{cp,comp}[i][j]$  ( $i$  および  $j$  は 1 以上  $N - K$  以下の整数 ( $i, j = 1, 2, 3, \dots, N - K - 1, N - K$ )) とあらわすものとする、以下が成立する。

【1096】

【数 355】

$i = 1$  の場合 :

$$H_{cp,comp}[1][1] = 1 \quad \dots (1-1)$$

$$H_{cp,comp}[1][j] = 0 \quad \text{for } \forall j; j = 2, 3, \dots, N - K - 1, N - K \quad \dots (1-2)$$

( $j$  は 2 以上  $N - K$  以下の整数 ( $j = 2, 3, \dots, N - K - 1, N - K$ ) であり、これを満たす、すべての  $j$  で式 (1-2) は成立する。)

【1097】



## 【数 3 5 6】

$i \neq 1$  の場合 ( $i$  は 2 以上  $N-K$  以下の整数、つまり、 $i = 2, 3, \dots, N-K-1, N-K$ ) :

$$H_{cp,comp}[i][i]=1 \quad \text{for } \forall i; i=2,3,\dots,N-K-1,N-K \quad \dots (2-1)$$

( $i$  は 2 以上  $N-K$  以下の整数 ( $i = 2, 3, \dots, N-K-1, N-K$ ) であり、これを満たす、すべての  $i$  で式 (2-1) は成立する。)

$$H_{cp,comp}[i][i-1]=1 \quad \text{for } \forall i; i=2,3,\dots,N-K-1,N-K \quad \dots (2-2)$$

10

( $i$  は 2 以上  $N-K$  以下の整数 ( $i = 2, 3, \dots, N-K-1, N-K$ ) であり、これを満たす、すべての  $i$  で式 (2-2) は成立する。)

$$H_{cp,comp}[i][j]=0 \quad \text{for } \forall i \forall j; i \neq j; i-1 \neq j; i=2,3,\dots,N-K-1,N-K; j=1,2,3,\dots,N-K-1,N-K$$

$\dots (2-3)$

( $i$  は 2 以上  $N-K$  以下の整数 ( $i = 2, 3, \dots, N-K-1, N-K$ ) であり、かつ、 $j$  は 1 以上  $N-K$  以下の整数 ( $j = 1, 2, 3, \dots, N-K-1, N-K$ ) であり、かつ、 $\{i \neq j \text{ または } i-1 \neq j\}$  であり、これを満たす、すべての  $i$ 、すべての  $j$  で式 (2-3) は成立する。)

20

## 【1 0 9 8】

図 6 3 は、符号化部 5 0 2 L A で実行される LDPC 符号化処理のフロー図である。まず、符号化部 5 0 2 L A は、LDPC 符号の符号語中、情報部分に関連する演算を行う。例として、パリティ検査行列  $H$  の  $j$  (ただし、 $j$  は 1 以上  $N-K$  以下の整数とする、) 行目を例に説明する。

パリティ検査行列  $H$  の情報に関連する部分行列 (6 1-1) ( $H_{cx}$ ) の  $j$  行目のベクトルと、第  $i$  番目のブロックの情報を  $X_{i,j}$  を用い、演算を行い、中間値  $Y_{i,j}$  を得る (S 6 3 0 1)。

次に、符号化部 5 0 2 L A は、パリティに関連する部分行列 (6 1-2) ( $H_{cp}$ ) がア

30

キュミュレート構造を有しているので、以下の演算を行い、パリティを得る。  
 $P_{i,N+j} = Y_{i,j} \text{ XOR } P_{i,N+j-1}$   
 (XOR は 2 を法とする加算である。) ただし、 $j$  が 1 のとき、以下の演算を行うことになる。

$$P_{i,N+1} = Y_{i,j} \text{ XOR } 0$$

図 6 4 は、上記アキュミュレート処理を実現する構成の例である。図 6 4 において、6 4-1 は排他的論理和、6 4-2 はレジスタである、なお、レジスタ 6 4-2 の初期値は「0 (ゼロ)」となる。

## 【1 0 9 9】

40

## &lt;ビット長調整部 6 0 0 1&gt;

ビット長調整部 6 0 0 1 は、実施の形態 1 のビット長調整部同様、 $N$  ビットの符号語 (ブロック長 (符号長)) である第 1 のビット列 5 0 3 を入力し、ビット長調整を行い、第 2 のビット列 6 0 0 3 を出力する。

## 【1 1 0 0】

特徴的な点は、符号化処理により得られた (第  $i$  番目のブロックの)  $N$  ビットの符号語のうち所定の部分のビット値を部分的に 1 以上繰り返して (レベティション) 用いることである。

図 6 5 は、本実施の形態のビット長調整処理のフロー図である。

ビット長調整処理は、実施の形態 1 図 5 8 のステップ S 5 8 0 7 が起動されるのに対応

50

した条件で起動される。

#### 【1101】

図58と同様に、何ビットの調整が必要かを決定する（ステップS6501）。この処理は、実施の形態1の図59のステップS5901に対応するステップである。

次に、制御部は、ビット長調整部6001に、Nビットの符号語のうち所定の部分のビット値を繰り返すことにより調整用のビット列（ここでは、「調整ビット列」とよぶ。）を生成するよう指示する（S6503）

以下では、図66、図67、図68を用いて「調整ビット列」の生成方法の例を説明する。

#### 【1102】

10

上述で説明したように、第i番目のブロックのLDPC符号の符号語のベクトルを $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$ となる。

<図66（例1）による「調整ビット列」の生成方法>

図66（例1）では、まず、第i番目のブロックのLDPC符号の符号語のベクトルを $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$ （66-1）の情報ビットのうちの $X_a$ のビットを抽出する。そして、 $X_a$ を繰り返し、 $X_a$ を複数個（複数ビット）生成し、これを「調整ビット列」（66-2）とし、「調整ビット列」（66-2）を第i番目のブロックのLDPC符号の符号語に付加する（図66の66-1および66-2となる。）  
。したがって、図60のビット長調整部6001において、図60のビット長調整部6001の入力である第1のビット列（503）が第i番目のブロックのLDPC符号の符号語であり、図60のビット長調整部6001の出力である第2ビット列（6003）が第i番目のブロックのLDPC符号の符号語66-1および「調整ビット列」66-2となる。

20

#### 【1103】

なお、図66（例1）において、「調整ビット列」を最後尾に挿入（付加）しているが、これに限ったものではなく、第i番目のブロックのLDPC符号の符号語のいずれの位置に挿入してもよい。また、「調整ビット列」から1ビット以上で構成するブロックを複数個生成し、各ブロックを第i番目のブロックのLDPC符号の符号語のいずれかの位置に挿入する構成としてもよい。

30

#### 【1104】

<図66（例2）による「調整ビット列」の生成方法>

図66（例2）では、まず、第i番目のブロックのLDPC符号の符号語のベクトルを $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$ （66-3）のパリティビットのうちの $P_b$ のビットを抽出する。そして、 $P_b$ を繰り返し、 $P_b$ を複数個（複数ビット）生成し、これを「調整ビット列」（66-2）とし、「調整ビット列」（66-4）を第i番目のブロックのLDPC符号の符号語に付加する（図66の66-3および66-4となる。）  
。したがって、図60のビット長調整部6001において、図60のビット長調整部6001の入力である第1のビット列（503）が第i番目のブロックのLDPC符号の符号語であり、図60のビット長調整部6001の出力である第2ビット列（6003）が第i番目のブロックのLDPC符号の符号語66-3および「調整ビット列」66-4となる。

40

#### 【1105】

なお、図66（例2）において、「調整ビット列」を最後尾に挿入（付加）しているが

50

、これに限ったものではなく、第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のいずれの位置に挿入してもよい。また、「調整ビット列」から 1 ビット以上で構成するブロックを複数個生成し、各ブロックを第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のいずれかの位置に挿入する構成としてもよい。

【1106】

＜図 67 による「調整ビット列」の生成方法＞

図 67 では、まず、第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のベクトルを  $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$  (67-1) から、 $M$  ビットを選択する。例えば、選択したビットに、 $X_a$  および  $P_b$  を含み、選択した  $M$  ビットの各ビットを 1 回コピーする。このとき、 $M$  ビットで構成されるベクトル  $m$  を  $m = [X_a, P_b, \dots]$  であらわすものとする。そして、ベクトル  $m = [X_a, P_b, \dots]$  を「調整ビット列」(67-2) とし、「調整ビット列」(67-2) を第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語に付加する(図 67 の 67-1 および 67-2 となる。)。したがって、図 60 のビット長調整部 6001 において、図 60 のビット長調整部 6001 の入力である第 1 のビット列(503)が第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語であり、図 60 のビット長調整部 6001 の出力である第 2 ビット列(6003)が第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語 67-1 および「調整ビット列」67-2 となる。

【1107】

なお、図 67 において、「調整ビット列」を最後尾に挿入(付加)しているが、これに限ったものではなく、第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のいずれの位置に挿入してもよい。また、「調整ビット列」から 1 ビット以上で構成するブロックを複数個生成し、各ブロックを第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のいずれかの位置に挿入する構成としてもよい。

【1108】

また、「調整ビット列」は、情報ビットのみから生成してもよいし、パリティビットのみから生成してもよいし、情報ビットとパリティビット両者を用いて生成してもよい。

＜図 68 による「調整ビット列」の生成方法＞

図 68 では、まず、第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のベクトルを  $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$  (68-1) から、 $M$  ビットを選択する。例えば、選択したビットに、 $X_a$  および  $P_b$  を含み、選択した  $M$  ビットの各ビットを 1 回コピーする。このとき、 $M$  ビットで構成されるベクトル  $m$  を  $m = [X_a, P_b, \dots]$  であらわすものとする。

【1109】

$M$  ビットで構成されるベクトル  $m = [X_a, P_b, \dots]$  の各ビットを最低限 1 回コピーし、 $\Gamma$  ビットで構成されるベクトル  $\gamma$  を  $\gamma = [X_a, X_a, P_b, \dots]$  であらわすものとする。(なお、 $M < \Gamma$  となる。)そして、ベクトル  $\gamma = [X_a, X_a, P_b, \dots]$  を「調整ビット列」(68-2) とし、「調整ビット列」(68-2) を第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語に付加する(図 68 の 68-1 および 68-2 となる。))。

【1110】

したがって、図 60 のビット長調整部 6001 において、図 60 のビット長調整部 6001 の入力である第 1 のビット列(503)が第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語であり、図 60 のビット長調整部 6001 の出力である第 2 ビット列(6003)が第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語 68-1 および「調整ビット列」68-2 となる。

## 【1111】

なお、図68において、「調整ビット列」を最後尾に挿入（付加）しているが、これに限ったものではなく、第*i*番目のブロックのLDPC符号の符号語のいずれの位置に挿入してもよい。また、「調整ビット列」から1ビット以上で構成するブロックを複数個生成し、各ブロックを第*i*番目のブロックのLDPC符号の符号語のいずれかの位置に挿入する構成としてもよい。

## 【1112】

また、「調整ビット列」は、情報ビットのみから生成してもよいし、パリティビットのみから生成してもよいし、情報ビットとパリティビット両者を用いて生成してもよい。

10

<ビット長調整部6001が生成する「調整ビット列」の数について>

ビット長調整部6001が生成する「調整ビット列」の数は、実施の形態1等で記載した内容と同様に、決定することができる。この点について、図60を用いて説明する。

## 【1113】

図60において、第1の複素信号 $s_1$  ( $s_1(t)$  または  $s_1(f)$  または  $s_1(t, f)$  ( $t$  は時間、 $f$  は周波数)) は、ある変調方式、例えば、BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM等のマッピングに基づいた、同相成分I、直交成分Qで表現することができるベースバンド信号である。同様に、第2の複素信号 $s_2$  ( $s_2(t)$  または  $s_2(f)$  または  $s_2(t, f)$ ) も、ある変調方式、例えば、BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM等のマッピングに基づいた、同相成分I、直交成分Qで表現することができるベースバンド信号である。

20

## 【1114】

マッピング部504は、第2ビット列を入力とする。そして、マッピング部504は、 $(X+Y)$ のビット列を入力とする。マッピング部504は、 $(X+Y)$ のビット列のうちの第1のビット数 $X$ を用い、第1の変調方式のマッピングに基づき第1の複素信号 $s_1$ を生成する。同様に、マッピング部504は、 $(X+Y)$ のビット列のうちの第2のビット数 $Y$ を用い、第2の変調方式のマッピングに基づき第2の複素信号 $s_2$ を生成する。

符号化部502は、 $K$ ビットの情報ビット列から（誤り訂正符号の）符号化を行い、 $N$ ビットの符号語である第1ビット列（503）を出力する。

30

## 【1115】

さて、ビット数 $X+Y$ の値によっては、符号化部の出力である符号語長（ $N$ ビット）が、2つの複素信号 $s_1$ と $s_2$ を生成するためのビット数 $(X+Y)$ のビットの倍数とならない場合が存在する。

例えば、符号語長 $N$ が64800ビット、変調方式として64QAMを用い、 $X=6$ とし、また、変調方式として256QAMを用い、 $Y=8$ とし、 $X+Y=14$ である場合を考える。また、例えば、符号語長 $N$ が16200ビット、方式として256QAMを用い、 $X=8$ とし、また、変調方式として256QAMを用い、 $Y=8$ とし、 $X+Y=16$ で

40

## 【1116】

いずれの場合も、「符号化部の出力である符号語長（ $N$ ビット）が、2つの複素信号 $s_1$ と $s_2$ を生成するためのビット数 $(X+Y)$ のビットの倍数とならない」となる。そこで、本実施の形態では、符号化部の出力する符号語の長さ（ $N$ ビット）が任意の長さであっても、マッピング部がビット数を余すことなく処理を行うための調整を、ビット長調整部6001が行うことになる。

## 【1117】

補足として、符号化部の出力である符号語長（ $N$ ビット）が、2つの複素信号 $s_1$ と $s$

50

2を生成するためのビット数( $X+Y$ )のビットの倍数となる場合の利点について説明する。

送信装置が符号化に用いる符号語長 $N$ ビットの誤り訂正符号の一つのブロックを効率良く伝送する方法について考える。このとき、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号 $s_1$ および第2の複素信号 $s_2$ により送信することができるビット数( $X+Y$ )においてビット数( $X+Y$ )が複数のブロックのビットで構成されていないほうが、送信装置、および／または、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

#### 【1118】

例えば、(第1の複素信号 $s_1$ の変調方式、第2の複素信号 $s_2$ の変調方式) = (16 QAM, 16 QAM) のとき、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号 $s_1$ および第2の複素信号 $s_2$ により送信することができるビット数( $X+Y$ )は8ビットで、この8ビットは、複数の(誤り訂正符号の)ブロックのデータを含まないほうがよい。つまり、送信装置が選択した変調方式において、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号 $s_1$ および第2の複素信号 $s_2$ により送信することができるビット数( $X+Y$ )は、複数の(誤り訂正符号の)ブロックのデータを含まないほうがよい。

#### 【1119】

したがって、「符号化部の出力である符号語長( $N$ ビット)が、2つの複素信号 $s_1$ と $s_2$ を生成するためのビット数( $X+Y$ )のビットの倍数となる」とよい。

ところで、送信装置において、第1の複素信号 $s_1$ の変調方式、および、第2の複素信号 $s_2$ の変調方式、いずれも、複数の変調方式の切り替えが可能である可能性が高い。したがって、ビット数( $X+Y$ )は、複数の値をとる可能性が高いことになる。

#### 【1120】

このとき、ビット数( $X+Y$ )がとりうるすべての値において、「符号化部の出力である符号語長( $N$ ビット)が、2つの複素信号 $s_1$ と $s_2$ を生成するためのビット数( $X+Y$ )のビットの倍数となる」を満たすとは限らない。したがって、以下の実施の形態で説明する処理方法が必要となる。

マッピング部504は、制御信号512に従って複素信号 $s_1(t)$ の生成に用いる変調方式である第1の変調方式と複素信号 $s_2(t)$ の生成に用いる変調方式である第2の変調方式を選択する。入力された第2のビット列6003のうち、入力された第2のビット列6003のうち、第1の複素信号 $s_1$ を生成するための第1のビット数 $X$ と第2の複素信号 $s_2$ を生成するための第2のビット数 $Y$ から得られるビット数( $X+Y$ )のビット列を用い、第1の複素信号 $s_1(t)$ と第2の複素信号 $s_2(t)$ を生成する。

#### 【1121】

ビット長調整部6001は、第1のビット列503を入力し、第1のビット列503のビット長(ここでは、誤り訂正符号の符号語(ブロック)の符号語長(ブロック長(符号長)))に対し、ビット長の調整を行い、第2のビット列5703を生成する。

図58は、本実施の形態の変調処理方法におけるビット長調整処理を示す図である。図示しない制御部は、第1の複素信号 $s_1$ を生成するための第1のビット数 $X$ と第2の複素信号 $s_2$ を生成するための第2のビット数 $Y$ から得られるビット数( $X+Y$ )を取得する(ステップS5801。)

次に、制御部は、誤り訂正符号の符号語(ブロック)の符号語長(ブロック長(符号長))に対し、ビット長調整を行うか否かを判定する(S5803)。判定の条件として、制御信号から得られた、誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長)) $N$ ビットが $X+Y$ の値の「倍数でないか／倍数であるか」を利用することができる。又、 $X+Y$ の値とビット数 $N$ との値の対応テーブルの値により、この判定を行ってもよい。また、 $X+Y$ の情報は、複素信号 $s_1(t)$ の生成に用いる変調方式である第1の変調方式と複素信号 $s_2(t)$ の生成に用いる変調方式である第2の変調方式の情報であってもよい。

#### 【1122】

例えば、誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長)) $N$ が64800ビットであり、 $X+Y$ の値が16である場合、誤り訂正符号の符号語長 $N$ ビットは、 $X+Y$ の値の倍

10

20

30

40

50

数である。制御部は、「ビット長調整をしない」と判定する（S5803の結果がNO）。

制御部は、ビット長調整が不要であると判定した場合（S5803の結果がNO）、ビット長調整部5701に、入力した第1のビット列503を、そのまま第2のビット列5703として出力するよう設定する（S5805）。つまり、上述の例では、ビット長調整部5701において、誤り訂正符号の64800ビットの符号語が入力であり、誤り訂正符号の64800ビットの符号語が出力となる。（ビット長調整部5701は、入力したビット列503をそのまま5703としてマッピング部に出力する。）

そして、誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））Nが64800ビットであり、 $X+Y$ の値が14である場合、誤り訂正符号の符号語長Nビットは、 $X+Y$ の値の倍数ではない。この場合、制御部は「ビット長調整する」と判定することになる（S5803の結果がYES）。

10

#### 【1123】

制御部は、「ビット長調整する」と判定した場合、ビット長調整部5701に、入力した第1のビット列503にビット長調整処理を行うよう設定する（S5805）。つまり、本実施の形態における、上述で説明したように、ビット長調整処理として、「調整ビット列」を生成し、第i番目のブロックのLDPC符号の符号語のベクトルに、「調整ビット列」を付加することになる。（例えば、図66、図67、図68、のとおりである。）

したがって、例えば、第i番目のブロックのLDPC符号の符号語のベクトルの符号語長（ブロック長（符号長））Nが64800ビットのように固定であった場合、 $X+Y$ の値、つまり、第1の変調方式と第2の変調方式のセットが切り替わる場合（または、第1の変調方式と第2の変調方式のセットの設定変更が可能な場合）、適宜、「調整ビット列」のビット数を変更することになる。（なお、 $X+Y$ の値（1の変調方式と第2の変調方式のセット）によっては、「調整ビット列」が必要ないこともある。）

20

そして、一つの重要な点は、第i番目のブロックのLDPC符号の符号語と「調整ビット列」で構成される第2ビット列（6003）のビット数が、設定された第1の変調方式と第2の変調方式のセットで決定するビット数（ $X+Y$ ）の倍数となっていることである。

#### 【1124】

30

次に、特徴的な「調整ビット列」の生成方法の例について説明する。

図69、図70は、ビット長調整部が生成する「調整ビット列」の変形例を示している。図69、図70の503は、図60のビット長調整部6001の入力となる第1のビット列（503）となる。図69、図70の6003は、ビット長調整部が出力する第2のビット列を示している。なお、図69、図70では、理解しやすくするため、第2のビット列6003は、第1のビット列503のあとに「調整ビット列」が付加される構成としている。（ただし、「調整ビット列」の付加する位置はこれに限ったものではない。）

#### <凡例>

40

個々の四角枠は、第1のビット列503あるいは第2のビット列6003のビットの個々を示している。

図中、「0」を囲む四角枠は、値を「0」とするビットを示す。

図中、「1」を囲む四角枠は、値を「1」とするビットを示す。

#### 【1125】

図中、ハッチングされた（斜線の）四角枠であるp\_lastは、「アキュムレート処理の最終出力ビットに対応する位置のビットに対応するビットのビット値」である。つまり、上述で説明したパリティ検査行列において、パリティに関連する部分行列がアキュムレート構造をもつLDPC符号では、p\_lastは、第i番目のブロックのLDPC符号の符号語のベクトルを $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X$

50

$P_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$ とした場合の  $P_N$  となる ( $p\_last$  は、パリティ検査行列において、パリティに関連する部分行列がアキュムレート構造をもつ LDPC 符号において、アキュムレート構造のパリティに関連する部分行列の最終列に関連するビットとなる。)

黒塗りされた四角枠 (connected) は、符号化部 502 が、図 63 の処理において、「 $p\_last$  の値の導出に用いたいどれかのビット」である。

#### 【1126】

connected ビットの 1 つが、ステップ S6303 のアキュムレート処理において  $p\_last$  の導出に用いられる最後から 2 番目のビット  $p\_2ndlast$  に対応するビットのビット値である。つまり、上述で説明したパリティ検査行列において、パリティに関連する部分行列がアキュムレート構造をもつ LDPC 符号では、 $p\_2ndlast$  は、第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のベクトルを  $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$  とした場合、connected ビットの 1 つが  $P_{N-1}$  となる。

10

#### 【1127】

また、第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のベクトルを  $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$  とするパリティに関連する部分行列がアキュムレート構造をもつ LDPC 符号のパリティ検査行列  $H$  ( $N-K$  行  $N$  列の行列) において、第  $N-K$  行を構成するベクトルを  $h_{N-K}$  とする。このとき、 $h_{N-K}$  は 1 行  $N$  列のベクトルとなる。

20

#### 【1128】

そして、ベクトル  $h_{N-K}$  において、「1」となる列を  $g$  とする。なお、 $g$  は 1 以上  $K$  以下の整数とする。このとき、connected ビットとして、 $X_g$  も候補となる。図中、any を囲む四角枠は、「0」「1」いずれかのビットである。

また、PadNum で示す矢印の長さは、ビット長を (不足分を補う方法で) 調整する場合の調整ビット数である。

#### 【1129】

以下、例の説明を行う。ハッチングされた (斜線の)  $p\_last$  は  $P_N$  となる。

図 60 のビット長調整部 6001 は、以下の変形例のいずれかの「調整ビット列」を生成する。(なお、「調整ビット列」の配置方法については、図 60 に限ったものではないことは、上述で説明したとおりである。)

30

#### <図 69 の第 1 の変形例>

ビット長調整部 6001 は、「調整ビット列」を、 $p\_last$  の値を 1 以上繰り返すことで、生成する。

#### 【1130】

#### <図 69 の第 2 の変形例>

ビット長調整部 6001 は、「調整ビット列」の一部を、 $p\_last$  の値を 1 以上繰り返すことで、生成する。なお、「any」についても第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語のベクトルを  $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$  のいずれかのビットから生成される。

40

#### 【1131】

#### <図 69 の第 3 の変形例>

ビット長調整部 6001 は、「調整ビット列」の一部を、 $p\_last$  の値を 1 以上繰り返すことで、生成する。また、「調整ビット列」の一部を、予め決められたビットで構成する。

50

## 【1132】

<図70の第4の変形例>

ビット長調整部6001は、「調整ビット列」を、connectedビットの値を1以上繰り返すことで、生成する。

<図70の第5の変形例>

ビット長調整部6001は、「調整ビット列」の一部を、connectedビットの値を1以上繰り返すことで、生成する。なお、「any」についても第*i*番目のブロックのLDPC符号の符号語のベクトルを $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$ のいずれかのビットから生成される。

10

## 【1133】

<図70の第6の変形例>

ビット長調整部6001は、「調整ビット列」を、p\_lastの値およびconnectedビットの値をから生成する。

<図70の第7の変形例>

ビット長調整部6001は、「調整ビット列」の一部を、p\_lastの値およびconnectedビットの値をから生成する。なお、「any」についても第*i*番目のブロックのLDPC符号の符号語のベクトルを $u = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_{K-2}, X_{K-1}, X_K, P_{K+1}, P_{K+2}, P_{K+3}, \dots, P_{N-2}, P_{N-1}, P_N)^T$ のいずれかのビットから生成される。

20

## 【1134】

<図70の第8の変形例>

ビット長調整部6001は、「調整ビット列」の一部を、p\_lastの値およびconnectedビットの値をから生成する。また、「調整ビット列」の一部を、予め決められたビットで構成する。

30

## 【1135】

<図70の第9の変形例>

ビット長調整部6001は、「調整ビット列」の一部を、connectedビットの値をから生成する。また、「調整ビット列」の一部を、予め決められたビットで構成する。

## 【1136】

<本実施の形態の効果>

図71は、本実施の形態に係る発明の着眼の1つを説明する図である。

40

図上段は、図69及び図70の第1のビット列（第*i*番目のブロックのLDPC符号の符号語）503の再掲図である。

## 【1137】

図中段は、（ステップS6303の）アキュムレート処理を伴うLDPC符号化処理により観念される観念上のLDPC符号のパリティ検査行列Hである。

図中「1」は、観念上のLDPC符号のパリティ検査行列において、タナグラフを描いた際、エッジを形成することになる。ステップS6303で説明したとおり、p\_lastの値は、p\_2ndlastの値を用いて演算される。しかし、p\_lastの値はアキュムレート処理順で最終のビットであり、次のビット値との関連を有さない。従って、観念上のパリティ検査行列Hにおいて、p\_last（あるいはp\_lastに対応

50



するビット)の列重みは、他のパリティ部分のビットの列重み2に比して少なく、列重み1となる。(なお、列重みとは、パリティ検査行列の各列の列ベクトルにおいて、「1」の要素を持つ数である。)

図の下段は、上記観念上のパリティ検査行列Hのタナグラフである。

#### 【1138】

丸(○)は変数(ビット)ノードを示す。丸のうちハッチングされた(斜線の)丸は、`p_last`を抽象する変数(ビット)ノードである。また、黒塗りされた丸は、`connected`ビットを抽象するビットノードである。又、この図下段において、四角(□)はこれらの変数(ビット)ノードが連結されたチェックノードを示している。特に、`checknode_last`で示すチェックノードは、`p_last`を抽象するビットノードが接続している(エッジ1がたっている)チェックノードである。また、図下段のうち実線は、`checknode_last`とエッジを有する変数(ビット)ノードである。

10

前述、`connected`ビットは`p_2ndlast`を含め、`checknode_last`に直接接続しているビット群である。図下段において、実線は`checknode_last`に接続されたビットノードと直接接続しているエッジを示している。又、図下段において、破線は他のチェックノードの観念上のパリティ検査行列Hのエッジを示している。

#### 【1139】

さて、パリティに関連する部分行列がアキュムレート構造をもつLDPC符号において、sum-product復号のようなBP(Belief Propagation)復号を行う場合を考える。

20

図71の下段のタナグラフに着目する。特に、パリティの変数(ビット)ノードとチェックノードで形成するグラフに着目する。

#### 【1140】

このとき、`p_2ndlast`等の`p_last`とは異なるパリティ部分のビットを抽象する変数(ビット)ノードは、2つのチェックノードに接続されている(図中エッジ数2)。

パリティの変数(ビット)ノードとチェックノードで形成するグラフに着目した場合、パリティエッジ数が2の場合、2つの方向の(チェックノード)から外部値を得ることができる。そして、反復復号が行われるため、遠くのチェックノード、変数(ビット)ノードから、信頼度が伝播することになる。

30

#### 【1141】

これに対し、`p_last`を抽象する変数(ビット)ノードは、パリティの変数(ビット)ノードとチェックノードで形成するグラフに着目した場合、1つのチェックノード(`checknode_last`)としかエッジを有さない(図中、エッジ数1と記載した線)。

よって、`p_last`の変数(ビット)ノードは、外部値を1方向からしか得られないことを意味する。そして、反復復号が行われるため、遠くのチェックノード、変数(ビット)ノードから、信頼度が伝播することになるが、`p_last`の変数(ビット)ノードは、外部値を1方向からしか得られないため、多くの信頼度を得ることが困難なため、`p_last`の信頼性は、他のパリティビットの信頼性に比べ低いことになる。

40

#### 【1142】

したがって、`p_last`の信頼性が低いため、これにより、他のビットに対し、誤り伝播が発生していることになる。

よって、`p_last`の信頼性を向上させると、誤り伝播の発生を抑えることができるため、他のビットの信頼度が向上することになる。本実施の形態に係る発明では、この点に着目し、`p_last`を繰り返し送信することを提案している。

#### 【1143】

また、`p_last`の信頼性の低さによって、信頼性が低くなるビットが、`conne`

50

connectedビットである。（なお、この点は、上述で説明した「 $H_u = 0$ 」の関係から導くことができる。）そして、connectedビットの信頼性が低いため、これにより、他のビットに対し、誤り伝播が発生していることになる。

よって、connectedビットの信頼性を向上させると、誤り伝播の発生を抑えることができるため、他のビットの信頼度が向上することになる。本実施の形態に係る発明では、この点に着目し、connectedビットを繰り返し送信することを提案している。

#### 【1144】

当然であるが、本明細書において説明した実施の形態を複数組み合わせ、実施してもよい。

10

#### （実施の形態3）

図73は、本実施の形態の変調部の構成である。

図73の変調部は、符号化部502LA、ビットインタリーブ部502BI、ビット長調整部7301、並びに、マッピング部504を含み構成される。

#### 【1145】

マッピング部504は、上述の実施の形態で説明したものと同様に動作するため、その動作についての説明は省略する。

符号化部502LAは、第*i*番目のブロックにおける*K*ビットの情報を入力しとし、第*i*番目のブロックの*N*ビットの符号語503Λを出力する。ここで、*N*ビットのビット列5は、4320ビット、16800ビット、64800ビット等のある特定のビット数であるものとする。

20

#### 【1146】

ビットインタリーブ部502BIは、例えば、第*i*番目のブロックを構成する*N*ビットのビット列503Λを入力し、ビットインタリーブ処理を行い、*N*ビットの（インタリーブ後の）ビット列503Vを出力する。インタリーブ処理は、ビットインタリーブ部502BIの入力ビットの順番に対し、順番の入れ替えを行い、順番の入れ替えを行ったビット列を出力するという処理となる。例えば、ビットインタリーブ部502BIの入力ビットの列が、*b*1、*b*2、*b*3、*b*4、*b*5の順で並んでいた場合、インタリーブ処理を行うことで、ビットインタリーブ部502BIの出力ビット列が、*b*2、*b*4、*b*5、*b*1、*b*3の順となる。（ただし、順番はこれに限ったものではない。）

30

ビット長調整部7301は、例えば、*N*ビットの（ビットインタリーブ後の）ビット列503Vを入力し、ビット長の調整を行い、ビット長調整後のビット列7303を出力する。

#### 【1147】

図74は、図73のビットインタリーブ部502BIの動作を出力されるビット列で説明する図である。ただし、図74は、ビットインタリーブ方法の一例であり、ビットインタリーブ方法は、これ以外の方法であってもよい。

図中、ハッチングされた（斜線の）四角枠、及び、黒塗りされた四角枠は、実施の形態2の図69等で説明したものと同一意味で使われている。

#### 【1148】

図74の503Λは、ビットインタリーブ処理前のビット列の順序を示している。

40

図74の503Uは、1回目のビットインタリーブ処理（ $\sigma 1$ ）後のビット列の順序を示している。

図74の503Vは、2回目のビットインタリーブ処理（ $\sigma 2$ ）後のビット列の順序を示している。

#### 【1149】

実線矢印は、矢印元の位置（順番）のビットが、1回目のビットインタリーブ処理により、矢印先の位置（順番）に移動することを意味している。例えば、 $\sigma 1 (N-1)$ は、パリティ部分の最終ビット値である*N*−1の位置（*N*番目）の*p<sub>last</sub>*が、1回目のインタリーブによる位置の移動の様子を示している。図の例では、 $\sigma 1 (N-1)$ は*N*−

50

1であり位置が変わらない。又、 $\sigma 1 (N-2)$ は、 $p\_2ndlast$ の位置の移動の様子を示している。

#### 【1150】

ビットインタリーブは、LDPC符号の符号化により生成された符号語の特にパリティにおいて、隣接する2つのビットの位置の距離を長くすることにより、通信路におけるバースト誤りへの耐性を強めるために行う処理である。符号化処理直後の503Λにおいて隣接していた $p\_last$ と $p\_2ndlast$ は、インタリーブ処理 $\sigma 1$ により、503Uに示すような位置の間隔を持つことになる。

#### 【1151】

破線矢印は、矢印元の位置（順番）のビットが、複数回のビットインタリーブ処理（ $\sigma 1$ 、 $\sigma 2$ 、・・・）を行った結果、矢印先の位置（順番）に移動することを意味している。 $\sigma (N-1)$ は、複数回の $\sigma 1$ 、 $\sigma 2$ の合成置換である。2つの置換を用いる図の例では、 $\sigma 2 (\sigma 1 (N-1))$ と等価である。

10

このように、ビットインタリーブ502BIは、ビットインタリーブ502BIの入力ビットの順番に対し、順番の入れ替えを行い、順番の入れ替えを行ったビット列を出力するという処理となる。

#### 【1152】

図75は、ビットインタリーブ502の実装例である。

ビットインタリーブ処理は、インタリーブ対象のビット列を前記ビット列のビット数の約数である $N_r$ と $N_c$ のサイズのメモリに格納し、メモリへの書き込み順と読み出し順と

20

を変更することにより、実施されるものである。

まず、ビットインタリーブは、ビットインタリーブ処理の対象とするビット数 $N$ のメモリを確保する。ただし、 $N = N_r \times N_c$ とする。

#### 【1153】

$N_r$ 及び $N_c$ は、誤り訂正符号の符号化率、および／または、設定した変調方式（または変調方式のセット）に応じて、変更することができる。

図75において、 $N_r \times N_c$ 個の個々の四角は、対応するビットの値が書き込まれる（値0または値1が累積される）記憶部を示している。

縦方向に繰返される実線矢印（WRITE方向）は、矢印元から矢印先に向けてビット列をメモリへ書き込むことを意味している。図中の $Bitfirst$ は、の最初のビットを書き込む位置を示している。なお、各列において、各列の先頭の書き込み位置は変更することが可能であってもよい。

30

#### 【1154】

そして、横方向に繰返される破線矢印は（READ方向）は、読み出し方向を示している。

図75の例は、503Λのうち、パリティ部分のビット列を並び替える処理（所謂パリティインタリーブ処理）を示している。WRITE方向にアドレスの連続したメモリに書き込まれた $p\_2ndlast$ と $p\_last$ とは、間隔が開くことになる。

#### 【1155】

図76は、本実施の形態におけるビット長調整処理を示している。

40

まず、図73において、図示しない制御部は、何ビットの調整が必要かを決定する（ステップS7601）。この処理は、実施の形態1のステップS5901に対応するステップである。

次に、制御部は、図73のビット長調整部7301に、例えば、第 $i$ 番目のブロックの $N$ ビットの符号語に付加するビット列（例えば、実施の形態1で説明した付加するビット、実施の形態2で説明した「調整ビット列」）のビットインタリーブ後に付加する位置を指定する（S7603）。

#### 【1156】

一例について、図77を用いて説明する。図77において、503Vは、図73のインタリーブ後のビット列を示しており、例えば、インタリーブ後の第 $i$ 番目のブロックの $N$

50

ビットの符号語であるものとする。7303は、図73のビット長調整後のビット列を示しており、インタリーブ後の第*i*番目のブロックの*N*ビットの符号語に対し、付加するビット列を付加するものとする。

#### 【1157】

そして、図77において、四角枠（□）はインタリーブ後の第*i*番目のブロックの*N*ビットの符号語の各ビットを示しており、黒塗りされた四角枠（■）は付加するビット列のビットを示している。

図77の例では、7314#1Aの□と7314#1Bの□の間に付加するビット列のビット（■）7314#1を挿入し、7314#2Aの□と7314#2Bの□の間に付加するビット列のビット（■）7314#2を挿入するという方法で、ビット長調整後のビット列7303を形成する。つまり、インタリーブ後の第*i*番目のブロックの*N*ビットの符号語に付加するビット列を挿入・付加することで、ビット長調整後のビット列7303は生成されることになる（S7605）。

#### 【1158】

なお、実施の形態1、実施の形態2で説明したように、「第*i*番目のブロックの（LDPC符号の）符号語のベクトルの符号語長（ブロック長（符号長））*N*が64800ビットのように固定であった場合、 $X+Y$ の値、つまり、 $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセットが切り替わる場合（または、 $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセットの設定変更が可能な場合）、適宜、付加するビット列のビット数を変更することになる。（なお、 $X+Y$ の値（ $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセット）によっては、付加するビット列が必要ないこともある。）

そして、一つの重要な点は、第*i*番目のブロックのLDPC符号の符号語と付加するビット列で構成されるビット長調整後のビット列（7303）のビット数が、設定された $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセットで決定するビット数（ $X+Y$ ）の倍数となっていることである。

#### 【1159】

上述では、「ビット長調整部7301は、例えば、*N*ビットの（ビットインタリーブ後の）ビット列503Vを入力し、ビット長の調整を行い、ビット長調整後のビット列7303を出力する。」としていたが、「ビット長調整部7301は、例えば、 $N \times z$ ビットの（ビットインタリーブ後の）ビット列503Vを入力し、ビット長の調整を行い、ビット長調整後のビット列7303を出力する。（ $z$ は1以上の整数）」としてもよい。

#### 【1160】

図75は、ビットインタリーブ502の実装例である。

ビットインタリーブ処理は、インタリーブ対象のビット列を前記ビット列のビット数の約数である $N_r$ と $N_c$ のサイズのメモリに格納し、メモリへの書き込み順と読み出し順とを変更することにより、実施されるものである。

まず、ビットインタリーブは、ビットインタリーブ処理の対象とするビット数 $N \times z$ のメモリを確保する。ただし、 $N \times z = N_r \times N_c$ とする。

#### 【1161】

$N_r$ 及び $N_c$ は、誤り訂正符号の符号化率、および／または、設定した変調方式（または変調方式のセット）に応じて、変更することができる。

図75において、 $N_r \times N_c$ 個の個々の四角は、対応するビットの値が書き込まれる（値0または値1が累積される）記憶部を示している。

縦方向に繰返される実線矢印（WRITE方向）は、矢印元から矢印先に向けてビット列をメモリへ書き込むことを意味している。図中の*Bit first*は、の最初のビットを書き込む位置を示している。なお、各列において、各列の先頭の書き込み位置は変更することが可能であってもよい。

#### 【1162】

10

20

30

40

50

そして、横方向に繰返される破線矢印は（R E A D方向）は、読み出し方向を示している。

図75の例は、503Λのうち、パリティ部分のビット列を並び替える処理（所謂パリティインタリーブ処理）を示している。W R I T E方向にアドレスの連続したメモリに書き込まれたp<sub>2ndlast</sub>とp<sub>last</sub>とは、間隔が開くことになる。

#### 【1163】

図76は、本実施の形態におけるビット長調整処理を示している。

まず、図73において、図示しない制御部は、何ビットの調整が必要かを決定する（ステップS7601）。この処理は、実施の形態1のステップS5901に対応するステップである。

10

次に、制御部は、図73のビット長調整部7301に、例えば、Nビットの符号語で形成されるブロックをz個分に付加するビット列（例えば、実施の形態1で説明した付加するビット、実施の形態2で説明した「調整ビット列」）のビットインタリーブ後に付加する位置を指定する（S7603）。

#### 【1164】

一例について、図77を用いて説明する。図77において、503Vは、図73のインタリーブ後のビット列を示しており、例えば、インタリーブ後のNビットの符号語で形成されるブロックz個分であるものとする。

7303は、図73のビット長調整後のビット列を示しており、インタリーブ後のNビットの符号語で形成されるブロックz個分に対し、付加するビット列を付加するものとする。

20

#### 【1165】

そして、図77において、四角枠（□）はNビットの符号語で形成されるブロックz個分の各ビットを示しており、黒塗りされた四角枠（■）は付加するビット列のビットを示している。

図77の例では、7314#1Aの□と7314#1Bの□の間に付加するビット列のビット（■）7314#1を挿入し、7314#2Aの□と7314#2Bの□の間に付加するビット列のビット（■）7314#2を挿入するという方法で、ビット長調整後のビット列7303を形成する。つまり、インタリーブ後のNビットの符号語で形成されるブロックz個分に付加するビット列を挿入・付加することで、ビット長調整後のビット列7303は生成されることになる（S7605）。

30

#### 【1166】

なお、実施の形態1、実施の形態2で説明と同様に考えると、「第i番目のブロックの（LDPC符号の）符号語のベクトルの符号語長（ブロック長（符号長））Nが64800ビットのように固定であった場合、X+Yの値、つまり、s<sub>1</sub>(t)の第1の変調方式とs<sub>2</sub>(t)の第2の変調方式のセットが切り替わる場合（または、s<sub>1</sub>(t)の第1の変調方式とs<sub>2</sub>(t)の第2の変調方式のセットの設定変更が可能な場合）、適宜、付加するビット列のビット数を変更することになる。（なお、X+Yの値（s<sub>1</sub>(t)の第1の変調方式とs<sub>2</sub>(t)の第2の変調方式のセット）によっては、付加するビット列が必要ないこともある。）

40

そして、一つの重要な点は、「第i番目のブロックのLDPC符号の符号語z個分のビット列、つまり、N×zのビット列」と「付加するビット列」で構成されるビット長調整後のビット列（7303）のビット数が、設定されたs<sub>1</sub>(t)の第1の変調方式とs<sub>2</sub>(t)の第2の変調方式のセットで決定するビット数（X+Y）の倍数となっていることである。

#### 【1167】

<本実施の形態の着眼>

50

## (1) 変調方式の変更に対する対応

本発明の1つの課題は、実施の形態1、実施の形態2で説明したように、複素信号  $s_1(t)$  の変調方式と  $s_2(t)$  の変調方式のセットの切り替わりに対し、ビットの不足に対応することである。

【1168】

(インタリーブのサイズが  $N$  ビットの場合)

## (効果1)

上述で述べたように、「第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語と付加するビット列で構成されるビット長調整後のビット列 (7303) のビット数が、設定された  $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットで決定するビット数 ( $X+Y$ ) の倍数となっていることである。」

これにより、符号化部が誤り訂正符号の符号語長 (ブロック長 (符号長))  $N$  ビットの符号語を出力した際、 $N$  の値に依らず、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号  $s_1$  および第2の複素信号  $s_2$  により送信することができるビット数 ( $X+Y$ ) は、複数の (誤り訂正符号の) ブロックのデータを含まないようにするものとする。これにより、送信装置、および/または、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

【1169】

## (効果2)

$X+Y$  の値、つまり、 $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットが切り替わる場合 (または、 $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットの設定変更が可能な場合)、図73のように、ビット長調整部7301を、ビットインタリーバ502BIの後段に設置することで、ビットインタリーバのメモリサイズを、 $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットによらず、一定とすることができる。これにより、ビットインタリーバのメモリの増加を防ぐことができるという効果を得ることができる。(ビット長調整部7301とビットインタリーバ502BIの順が逆となると、 $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットにより、メモリサイズを変更する必要がある。よって、ビットインタリーバ502BIの後段にビット長調整部7301を配置することが重要となる、なお、図73では、ビットインタリーバ502BIの直後にビット長調整部7301を配置しているが、ビットインタリーバ502BIとビット長調整部7301の間に、別のインタリーブを行うインタリーバが挿入されていてもよいし、その他の処理部が挿入されていてもよい。)

なお、誤り訂正符号の符号語長 (ブロック長 (符号長)) を複数用意してもよい。例えば、誤り訂正符号の符号語長 (ブロック長 (符号長)) として、 $N_a$  ビット、 $N_b$  ビットを用意するものとする。符号語長 (ブロック長 (符号長))  $N_a$  ビットの誤り訂正符号を用いたとき、ビットインタリーバのメモリサイズは  $N_a$  ビットとし、ビットインタリーバを施し、その後、図73のビット長調整部7301は、必要な場合、付加するビット列を付加することになる。同様に、符号語長 (ブロック長 (符号長))  $N_b$  ビットの誤り訂正符号を用いたとき、ビットインタリーバのメモリサイズは  $N_b$  ビットとし、ビットインタリーバを施し、その後、図73のビット長調整部7301は、必要な場合、付加するビット列を付加することになる。

【1170】

(インタリーブのサイズが  $N \times z$  ビットの場合)

## (効果3)

上述で述べたように、「第  $i$  番目のブロックの LDPC 符号の符号語  $z$  個分のビット列、つまり、 $N \times z$  ビットのビット列」と「付加するビット列」で構成されるビット長調整

10

20

30

40

50

後のビット列（7 3 0 3）のビット数が、設定された  $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットで決定するビット数（ $X+Y$ ）の倍数となっていることである。

#### 【1171】

これにより、符号化部が誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長）） $N$ ビットの符号語を出力した際、 $N$ の値に依らず、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号  $s_1$  および第2の複素信号  $s_2$  により送信することができるビット数（ $X+Y$ ）は、 $z$  個の符号語以外のブロックのデータを含まないようにするものとする。これにより、送信装置、および／または、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

10

#### 【1172】

##### （効果4）

$X+Y$ の値、つまり、 $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットが切り替わる場合（または、 $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットの設定変更が可能な場合）、図73のように、ビット長調整部7301を、ビットインタリーブ502BIの後段に設置することで、ビットインタリーブのメモリサイズを、 $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットによらず、一定とすることができる。これにより、ビットインタリーブのメモリの増加を防ぐことができるという効果を得ることができる。（ビット長調整部7301とビットインタリーブ502BIの順が逆となると、 $s_1(t)$  の第1の変調方式と  $s_2(t)$  の第2の変調方式のセットにより、メモリサイズを変更する必要がある。よって、ビットインタリーブ502BIの後段にビット長調整部7301を配置することが重要となる、なお、図73では、ビットインタリーブ502BIの直後にビット長調整部7301を配置しているが、ビットインタリーブ502BIとビット長調整部7301の間に、別のインタリーブを行うインタリーブが挿入されていてもよいし、その他の処理部が挿入されていてもよい。）

20

なお、誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））を複数用意してもよい。例えば、誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））として、 $N_a$ ビット、 $N_b$ ビットを用意するものとする。符号語長（ブロック長（符号長）） $N_a$ ビットの誤り訂正符号を用いたとき、ビットインタリーブのメモリサイズは  $N_a \times z$  ビットとし、ビットインタリーブを施し、その後、図73のビット長調整部7301は、必要な場合、付加するビット列を付加することになる。同様に、符号語長（ブロック長（符号長）） $N_b$ ビットの誤り訂正符号を用いたとき、ビットインタリーブのメモリサイズは  $N_b \times z$  ビットとし、ビットインタリーブを施し、その後、図73のビット長調整部7301は、必要な場合、付加するビット列を付加することになる。

30

#### 【1173】

また、各誤り訂正符号の符号長（ブロック長（符号長））に対し、複数のビットインタリーブサイズを用意してもよい。例えば、誤り訂正符号の符号語長が  $N$  ビットのとき、ビットインタリーブサイズとして、 $N \times a$  ビット、 $N \times b$  ビットを用意するものとする（ただし、 $a$ 、 $b$  いずれも1以上の整数とする。）。そして、ビットインタリーブサイズとして、 $N \times a$  ビットを用いたとき、ビットインタリーブを施し、その後、図73のビット長調整部7301は、必要な場合、付加するビット列を付加することになる。同様に、ビットインタリーブサイズとして、 $N \times b$  ビットを用いたとき、ビットインタリーブを施し、その後、図73のビット長調整部7301は、必要な場合、付加するビット列を付加することになる。

40

##### （実施の形態3の補足）

##### （方法1）、誤り訂正符号の符号語長 $N$ の変更による対応

誤り訂正符号の符号語長  $N$  を因数  $X+Y$  含む値に決定することで、本来的な解決とする。

#### 【1174】

50

しかし、まず、誤り訂正符号の符号語長 $N$ を新たな変調方式の組による $X+Y$ のあらゆるパターンの値を因数とした数にすることには限界がある。例えば、 $X+Y$ が $6+8$ の場合の $14$ に対応するには、誤り訂正符号の符号語長 $N$ は因数として $7$ を含む数にしなければならない。その後、変調方式の組として $X=10$ と $Y=12$ の合計値 $22$ に対応する場合は、誤り訂正符号の符号語長 $N$ は新たに $11$ をも因数とする数にする必要がある。

【1175】

(方法2) 過去のビットインタリーブの $N_r \times N_c$ メモリへの後方互換

さらに、図75で説明したように、ビットインタリーブは所定数のビットについて $N_c \times N_r$ の所定数のメモリの書き込み又は読み出しアドレスの相違を用いて実現するものがあつた。しかし、第1の段階での仕様(規格)において、選択可能な変調方式が、例えば、 $X+Y$ が $12$ 以下となる数の際、誤り訂正符号の符号語 $N$ に対して、適切なビットインタリーブ処理が行われるものとする。そして、第2の段階での仕様(規格)において、例えば、 $X+Y$ の新たな数として $14$ が加わるものとする。すると、 $X+Y=14$ のとき、第1の段階での仕様(規格)の適切なビットインタリーブを含む制御をすることは難しい。この点について「値を繰り返すべきビット」を $p\_last$ として説明する。

【1176】

図78では、ビットインタリーブ502BIの(後段ではなく)前段にビット列調整部を挿入している。図中の破線四角枠が、仮に挿入されたビット長調整部である。

ビット長調整部が、ビットインタリーブ502BIの(後段ではなく)前段に位置すれば、 $p\_last$ のビット位置は、ビット列503Aの最終ビットである。

【1177】

この場合、 $N$ ビットのビット列503に、6ビットの調整ビットを付加した6003を後段に出力することになる。6ビットの調整ビットを受け取ったインタリーブは、第1の段階での仕様(規格)で定まった $N_r \times N_c$ ビットの倍数ではない、新たな因数(例えば7や11)を有するビット数のビット列のインタリーブ処理をしなければならないことになる。従って、ビットインタリーブ502BIの(後段ではなく)前段に、ビット列調整部を挿入した場合、第1の段階での仕様(規格)のビットインタリーブに対する親和性が低い。

【1178】

これに対し、図73に示す本実施の形態の構成では、ビット長調整部7301は、ビットインタリーブ502BIの(前段ではなく)後段に位置する。

この順の構成により、ビットインタリーブ502BIは、第1の段階での仕様(規格)の誤り訂正符号の符号語 $N$ ビットを入力し、503の符号語長、あるいは符号語中の所定の数のビットに適合したビットインタリーブ処理を行うことができる。

【1179】

また、他の実施の形態同様、複素信号 $s_1(t)$ と $s_2(t)$ の組を生成するためのビット数( $X+Y$ )に対するビットの不足に対応することができる。

<他の例>

図79は、本実施の形態の変調部の変形例である。

【1180】

符号化部502LAの後段に、ビット長調整部7301を構成するビット値保持部7301A及び調整ビット列生成部7301Bを備えている。

ビット値保持部7301Aは、まず入力された $N$ ビットの503をそのままビットインタリーブへ供給する。その後、ビットインタリーブ502BIは、ビット長(誤り訂正符号の符号長) $N$ ビットのビット列503をビットインタリーブ処理しビット列503Vを出力する。

10

20

30

40

50



## 【1181】

又、ビット値保持部7301Aは、符号化部の出力する第1のビット列503のうち「値を繰り返すべきビット位置」のビット値を保持し、調整ビット列生成部7301Bへ供給する。

調整ビット列生成部7301Bは、取得した「値を繰り返すべきビットのビット値」を用いて、実施の形態2のいずれかの調整ビット列を生成しNビットのビット列503Vとともに調整ビット列を503に含めて出力する。

## 【1182】

この変形例によれば(1)「値を繰り返すべきビット」の位置を、例えば、誤り訂正符号の符号化率等によって変更されるビットインタリーブのパターンの影響を受けずに容易に得ることができる。例えば「値を繰り返すべきビット」がp\_l a s tである場合、p\_l a s tの位置は容易に取得できる。そのため、ビット長調整部は、ビット列を固定的な位置である最後に入力されたビットの繰り返しから生成することができる。

(2) 所定の誤り訂正符号の符号語長のために設計されたビットインタリーブの処理と親和性の点においても好適である。

## 【1183】

尚、図中破線枠で示す通り、7301A及び7301Bの機能をビットインタリーバ502BIの機能に含めるとして構成してもよい。

## (実施の形態4)

実施の形態1～3では、ビット列503のビット長の、 $X+Y$ の値の倍数に対する不足分(PadNumビット)を調整ビット列によりを補うことを説明した。

## 【1184】

実施の形態4では、ビット長を $X+Y$ の値の倍数になるよう余剰分短くすることにより調整する方法を説明する。特に、誤り訂正符号の符号化の前段において、既知の情報を挿入し、既知情報を含む情報に対し、符号化を行い、その後、既知情報を削除することにより、ビット系列長を調整する方法について説明する。なお、TmpPadNumは、挿入する既知の情報のビット数であるとともに、その後、削除するビットの数でもある。

## 【1185】

図80は、本実施の形態の変調部の構成を示している。

本実施の形態の、ビット長調整部8001は、前段部8001Aとビット長調整部後段部8001Bを含む。

前段部8001Aは、「前段部に関する処理」を実行する。前段部は、入力された情報のビット列に、一時的に、既知の情報である「調整ビット列」を付加し、Kビットのビット列を出力する。

## 【1186】

符号化部502は、Kビットの既知情報を含む情報ビット列を入力とし、符号化を行いNビットの符号語である第1のビット列(503)を出力する。なお、符号化部502で使用する誤り訂正符号は、組織符号(情報とパリティで構成される符号)であるものとする。

後段部8001Bは、「後段部に関する処理」を実行する。後段部は、ビット列503を入力し、前段部8001Aで一時的に挿入した既知の情報である「調整ビット列」を削除(リムーブ)する。これにより、前段部8001Aが出力するビット長調整後のビット列8003の系列長は、 $X+Y$ の値の倍数となる。

## 【1187】

なお、「 $X+Y$ の値」については、上述の実施の形態1から実施の形態3で説明したものと同様である。

図81は、本実施の形態の処理を示すフロー図である。

破線枠OUTERは、「前段部に関する処理」を示している。

前段部に関する処理は、制御部が前段部に処理内容を設定するための処理である。なお

10

20

30

40

50

、制御部は、図80には図示していないが、信号線512を出力するのが、制御部となる。

#### 【1188】

制御部は、 $X+Y$ の値に基づいて、誤り訂正符号の符号語 $N$ ビットのうちの $K$ ビットの情報のうち、既知の情報のビット長 $TmpPadNum$ を取得する（S8101）。

例えば、取得される値として、以下の計算式を考える。

$$TmpPadNum = N - (\text{floor}(N / (X+Y)) \times (X+Y))$$

ここで、 $\text{floor}$ は、少数点以下の切り上げ関数である。

#### 【1189】

この値の取得は、演算によって求める必要は必ずしもなく、例えば、符号化部502の誤り訂正符号の符号語長（ブロック長） $N$ などのパラメータによりテーブルで取得されるものであってもよい。

10

次に、制御部は、前段部の出力ビット列501が $K$ ビットになるように、 $TmpPadNum$ の長さのフィールドを、確保する。つまり、 $K$ ビットのうち、情報を $K-TmpPadNum$ （ビット）、挿入する既知の情報が $TmpPadNum$ （ビット）となるように制御する。（S8103）

（例1）図80の前段部8001Aが、フレーム生成処理部の一部である場合：

図80の前段部8001Aは、変調部より機能的に前段のフレーム構成部に位置してもよい。

20

#### 【1190】

例えば、DVB等のシステムにおいて、 $X+Y$ の値に応じて、通常 $K$ ビットの（情報）ビット列として構成されるベースバンドフレーム（所謂BBFRAME）のうち、 $TmpPadNum$ の長さのフィールドを事前に確保してもよい。図82は、BBFRAMEの長さ $K$ ビットと確保される $TmpPadNum$ の長さの関係を示す図である。BBHEADERはBBFRAMEのヘッダである。DATAFIELDは長さDFL（ビット）のデータビット列である。ハッチングした部分の長さである第1のパディング長は、 $X+Y$ の値によらず、TSパケットの整数倍等でDFLに満たないビット数の調整に用いられるパディングである。図に示すとおり、 $TmpPadNum$ は、第1のパディングとは別に、一時的にパディングする数である $TmpPadNum$ を確保されるビット長である。

30

#### 【1191】

また、入力段に位置する前段部は、符号語長 $N$ （あるいはそれと等価な情報を与えるテーブルのインデクス（符号化率等）を含む）に基づいてフィールド長を確保するとしてもよい。

（例2）図80の前段部8001Aが、外符号の符号化処理を行う他の符号化部である場合：

図80の前段部8001Aは、変調部内において、符号化部502の符号語の外符号として接続される外符号を生成する外符号処理部であってもよい。

40

#### 【1192】

この場合、外符号の符号化率（符号語長）を変更することで、 $X+Y$ 分のフィールドを確保できる。例えば外符号処理としてBCH符号を利用する場合、生成多項式 $g(x)$ の次数を $X+Y$ 少なくすることで（外符号の）符号語長 $N_{outer}$ は、 $X+Y$ 短くすることができる。このような方法により $X+Y$ ビットのフィールドを確保することができる。

次数の変更には種々の変形が考えられる。例えば、生成多項式 $g(x)$ の次数が、調整が不要な場合に比して少なくなるよう、テーブルに値（あるいは次数変更のためのインデクス）が設定されており、このテーブルにより制御信号を通じて $g(x)$ が生成されるよう与えられるとしてもよい。

50

## 【1193】

「フィールド」とは、後段の符号化部が処理するKビットのビット列のうち、ビットの並びで連続あるいは離散、の別を問わずTm p P a d N u mの数の値をパディングあるいは間欠的に挿入するための1以上の複数を含むフィールドである。

制御部は、前段部に確保された長さTm p P a d N u mのフィールドに、調整ビット列（既知の情報）をフィルするよう指示する（S8105）。図80の前段部8001Aは、その後フィールドに調整ビット列をフィルし、長さKビットのビット列501を符号化部502へ出力する（S8105）。

## 【1194】

10

ここで、既知の情報（調整ビット列）は、例えば、「全て値が0（ゼロ）」であるものとする。そして、この既知の情報と伝送するための情報で構成したKビットの対し、図80の符号化部102は符号化を行い、情報とパリティで構成されたNビットの符号語を得る（S8107）。なお、符号化を簡単に行う一つの方法として、既知の情報（調整ビット列）を「全て値が0（ゼロ）」という方法があるが、既知の情報としてはこれに限ったものではなく、符号側、復号側の両方で、既知の情報系列が何であるか、を共有できていればよい。尚、図80の符号化部502の処理結果にビットインタリーブ処理を含めるとしてもよい。

## 【1195】

20

図80の後段部8001Bは、一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）（あるいはインタリーブされた後に元の調整ビット列の個々のビットに対応するビット群）を除去（リムーブ）し、Nビットより短いビット数の第2のビット列（ビット長調整後のビット列）8003を出力する（S8109）。この処理も、 $X+Y$ の値に応じて削除する位置を示したテーブルの値により指示されるものとしてもよい。

## 【1196】

（効果）

第i番目のブロックのLDPC符号の符号語の符号長Nに対し、一時的に挿入された調整ビット列を削除した、 $N - Tm p P a d N u m$ （ビット）の第2のビット列（ビット長調整後のビット列）8003において、第2のビット列（ビット長調整後のビット列）8003のビット数 $N - Tm p P a d N u m$ が、設定された $s1(t)$ の第1の変調方式と $s2(t)$ の第2の変調方式のセットで決定するビット数（ $X+Y$ ）の倍数となっていることである。

30

## 【1197】

そして、第i番目のブロックの（LDPC符号の）符号語のベクトルの符号語長（ブロック長（符号長））Nが64800ビットのように固定であった場合、 $X+Y$ の値、つまり、 $s1(t)$ の第1の変調方式と $s2(t)$ の第2の変調方式のセットが切り替わる場合（または、 $s1(t)$ の第1の変調方式と $s2(t)$ の第2の変調方式のセットの設定変更が可能な場合）、適宜、一時的に挿入し、その後削除する調整ビット列（ビット数Tm p P a d N u m）の数を変更することになる。（なお、 $X+Y$ の値（ $s1(t)$ の第1の変調方式と $s2(t)$ の第2の変調方式のセット）によっては、Tm p P a d N u mがゼロの場合もある。）

40

これにより、符号化部が誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））Nビットの符号語を出力した際、Nの値に依らず、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号s1および第2の複素信号s2により送信することができるビット数（ $X+Y$ ）は、複数の（誤り訂正符号の）ブロックのデータを含まないようにするものとする。これにより、送信装置、および／または、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

## 【1198】

50

図 8 3 は、図 8 0 とは異なる変調部の構成である。なお、図 8 3 において、図 8 0 と同様に動作するものについては、同一の付番を付している。図 8 3 が、図 8 0 と異なる点は、符号化部 5 0 2 の後段、および、後段部 8 0 0 1 B の前段にビットインタリーブ 5 0 2 B I が挿入されている点である。なお、図 8 3 の動作については、図 8 4 を用いて説明する。

#### 【1199】

図 8 4 は、ビット列 5 0 1 ~ 8 0 0 3 のビット長を説明する図である。

ビット列 5 0 1 は、前段部 8 0 0 1 A が出力するビット列であり、既知の情報のための長さ  $TmpPadNum$  (ビット) のフィールドを含み、長さ  $K$  ビットの (情報) ビット列である。

10

ビット列 5 0 3 A は、符号化部 5 0 2 が出力するビット列であり、誤り訂正符号の符号語である長さ  $N$  ビットのビット列 (第 1 のビット列) である。

#### 【1200】

ビット列 5 0 3 V は、ビットインタリーブによりビットの値の順番が入れ替わった長さ  $N$  ビットのビット列である。

ビット列 8 0 0 3 は、後段部 8 0 0 1 B が出力する、長さ  $N - TmpPadNum$  ビットに調整された第 2 のビット列 (ビット長調整後のビット列) である。なお、ビット列 8 0 0 3 は、ビット列 5 0 3 V から  $TmpPadNum$  ビットの既知の情報を削除したビット列となる。

#### 【1201】

20

#### <本実施の形態の効果>

上述構成により、受信側の復号において特殊な処理を要することなく、誤り訂正符号の符号語の推定 (復号処理) を行うことができる。

また、送信側において、挿入する調整ビット列を既知の情報とし、かつ、一次的に挿入した調整ビット列 (既知の情報) のみ削除する構成をとる。このため、受信装置の復号では、既知の情報を利用し、誤り訂正符号の復号が行われるため、高い誤り訂正能力を得ることができる可能性が高くなる。

#### 【1202】

30

尚、前処理部が、BCHやRSの外符号を生成する処理である場合、フィールドの確保も容易であり、更に、好適である。

#### (実施の形態 5)

実施の形態 5 及び 6 では、送信装置より送信されたビット列 5 0 1 を、(受信装置側で) 復号する方法・構成に係る発明を説明する。

#### 【1203】

より詳細には、実施の形態 1 から実施の形態 4 の「変調信号を生成する部分」(変調部) により、(情報) ビット列 5 0 1 から生成され、MIMOプレコーディング処理等の処理を経由して送信された複素信号  $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$  信号に対し、復調 (検波) の処理を行い、複素信号 ( $x_1(t)$  及び  $x_2(t)$ ) から、ビット列に復元する処理である。

40

#### 【1204】

なお、 $x_1(t)$  及び  $x_2(t)$  は、各受信アンテナで受信した受信信号から得た複素ベースバンド信号である。

図 8 5 は、実施の形態 1 から実施の形態 3 の送信方法に基づき送信された変調信号を受信する受信装置のビット列復号部である。

#### 【1205】

50

図中、ハキャレット (c a r e t) は、キャレットの下の参照符号の信号の推定結果であることを示している。以下の説明ではキャレットを参照符号前にハを付して省略する。

図 8 5 のビット列復号部は、検波 (復調) 部、ビット長調整部、及び、誤り訂正復号部を含み構成される。

検波 (復調) 部は、各受信アンテナで受信した受信信号から得た複素ベースバンド信号  $x_1(t)$  及び  $x_2(t)$  から、第 1 の複素信号  $s_1$  に含まれる第 1 のビット数  $X$  と第 2 の複素信号  $s_2$  に含まれる第 2 のビット数  $Y$  のビット数  $(X+Y)$  のビットに対応する硬判定値または軟判定値または対数対数尤度または対数尤度比等のデータを生成し、 $X+Y$  の整数倍の長さである第 2 のビット列に対応するデータ列を出力する。なお、 $\wedge 5703$  は、 $N+PadNum$  の、例えば、「第 2 のビット列」 $R202$  に対応するデータ列である。

10

#### 【1206】

図 8 5 のビット長調整部は、第 2 のビット長のビット列に対応するデータ列 ( $\wedge 5703$ ) を入力とする。そして、ビット長調整部は、送信側で挿入された長さ  $PadNum$  の「調整ビット列」に対応するデータを抽出し、誤り訂正復号部へ出力し、また、 $N$  個のビット列に対応するデータ列 ( $\wedge 503V$ ) を出力する。

デインタリーバは、 $N$  個のビット列に対応するデータ列 ( $\wedge 503V$ ) に対し、デインタリーブを行い、デインタリーブ後の  $N$  個のデータ列 ( $\wedge 503\Lambda$ ) を誤り訂正復号部へ出力する。 $\wedge 503V$  及び  $\wedge 503\Lambda$  は、それぞれビット列  $503V$  及び  $503\Lambda$  に相当するデータ列である。

20

#### 【1207】

図 8 5 の誤り訂正復号部は、長さ  $PadNum$  の「調整ビット列」に対応するデータおよびデインタリーブ後の  $N$  個のデータ列 ( $\wedge 503\Lambda$ ) を入力とし、誤り訂正復号 (例えば、LDPC 符号を用いているときは、信頼度伝播 (BP (Belief Propagation)) 復号 (例えば、sum-product 復号、min-sum 復号、Normalized BP 復号、offset BP 復号等) や Bit Flipping 復号) を行い、 $K$  ビットの情報ビット推定系列を得る。

#### 【1208】

なお、送信側において、ビットインタリーバを使用している場合、図 8 5 のように、デインタリーバを挿入することになる。一方で、送信側において、ビットインタリーバを使用していない場合、図 8 5 におけるデインタリーバが不要となる。

30

図 8 6 は、本実施の形態のビット列調整部の入出力を説明する図である。

#### 【1209】

$\wedge 5703$  は、 $N$  ビット +  $PadNum$  の長さのビット列に対応するデータ列である。6 つの四角で囲む 0 が、調整ビット列である。 $\wedge 503$  は、ビット長調整部が出力する  $N$  ビットの符号語に対応するデータ列を示す。

図 8 7 は、実施の形態 4 の送信方法に基づき送信された変調信号を受信する受信装置のビット列復号部である。

#### 【1210】

40

検波 (復調) 部は、各受信アンテナで受信した受信信号から得た複素ベースバンド信号  $x_1(t)$  及び  $x_2(t)$  から、第 1 の複素信号  $s_1$  に含まれる第 1 のビット数  $X$  と第 2 の複素信号  $s_2$  に含まれる第 2 のビット数  $Y$  のビット数  $(X+Y)$  のビットに対応する硬判定値または軟判定値または対数対数尤度または対数尤度比等のデータを生成し、 $X+Y$  の整数倍の長さである第 2 のビット列に対応するデータ列  $8701$  を出力する。なお、 $8701$  は、 $N-TmpPadNum$  の、例えば、「第 2 のビット列」 $8003$  (図 8 3) に対応するデータ列である。

#### 【1211】

図 8 7 の対数尤度比挿入部は、第 2 のビット列に対応するデータ列  $8701$  を入力とし、第 2 のビット列に対応するデータ列  $8701$  に対し、実施の形態 4 で述べた「送信側で

50

削除した既知の情報である「調整ビット列」に対応する、（例えば、）対数尤度比（ $T_{mpPadNum}$ 分）を挿入し、調整後のデータ列 8702 を出力する。したがって、調整後のデータ列 8702 は、 $N$  個分のデータ列となる。

#### 【1212】

図 87 のデインタリーバは、調整後のデータ列 8702 を入力とし、データの並び換えを行い、並び替え後のデータ列 8703 を出力する。

図 87 の誤り訂正復号部は、並び替え後のデータ列 8703 を入力とし、誤り訂正復号（例えば、LDPC 符号を用いているときは、信頼度伝播（BP（Belief Propagation））復号（例えば、sum-product 復号、min-sum 復号、Normalized BP 復号、offset BP 復号等）や Bit Flipping 復号）を行い、 $K$  ビットの情報ビット推定系列を得る。そして、既知の情報削除部は、 $K$  ビットの情報ビット推定系列から、既知の情報を削除したデータ 8704 を得て、出力する。

10

#### 【1213】

なお、送信側において、ビットインタリーバを使用している場合、図 87 のように、デインタリーバを挿入することになる。一方で、送信側において、ビットインタリーバを使用していない場合、図 87 におけるデインタリーバが不要となる。

#### <本実施の形態の効果>

図 85、図 87 を用いて、実施の形態 1 から実施の形態 4 の送信方法を用いて、変調信号を送信した場合の受信装置の動作について説明を行った。

20

#### 【1214】

いずれの受信装置においても、送信装置が用いた  $s_1(t)$  のための変調方式、 $s_2(t)$  のための変調方式に相当する情報に基づき、受信装置の動作を変更し、誤り訂正復号の動作を実施することで、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高い。

また、符号化部が誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長）） $N$  ビットの符号語を出力した際、 $N$  の値に依らず、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第 1 の複素信号  $s_1$  および第 2 の複素信号  $s_2$  により送信することができるビット数 ( $X+Y$ ) は、複数の（誤り訂正符号の）ブロックのデータを含まないようにするものしており、これに伴い、誤り訂正復号部が、復調および復号が行えるように適宜動作することで、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

30

#### 【1215】

#### （実施の形態 6）

図 88 は、本実施の形態の受信装置のビット列復号部である。

デインタリーブ部、検波部の動作は実施の形態 5 のものと同じである。

検波部は、ビット列として実施の形態 2 で説明した調整ビット列の第 1 の変形例～第 9 の変形例のいずれかの調整ビット列が挿入されたビット列 86003 を出力する。

#### 【1216】

本実施の形態のビット長調整部は、第 2 のビット列に対応するデータ列（例えば、第 2 のビット列に対応する対数尤度比）、前記  $N$  ビットのうち所定の部分のビット値に対応する部分データ（例えば、対数尤度比）を抽出する。

40

ビット列調整部は、高い誤り訂正能力を得るために、例えば以下の処理を行う。

- ・  $N+T_{mpPadNum}$  ビットのビット列 86003 から調整ビット列に対応するデータを選択的に抽出する。

- ・ 調整ビット列の個々のビットに対応するデータから、例えば、調整ビット列に関連する、例えば、対数尤度比  $Additional\_Prob$  を生成する。

- ・ 生成した  $Additional\_Prob$  を誤り訂正復号部へ供給する。

- ・ 誤り訂正復号部は、 $Additional\_Prob$  と  $N$  ビットのうち所定の部分のビット値に対応する部分データ（例えば、対数尤度比）とを用いて、誤り訂正符号の  $N$  ビット

50

の符号語を推定する。

その際、誤り訂正復号部は、実施の形態 2 のタナグラフ構造（パリティ検査行列）に基づいて、例えば、sum-product 復号を実行する。

#### 【1217】

図 89 は、本実施の形態の処理を概念的に説明する図である。

図中、丸や四角は実施の形態 2 で説明したものと同一情報を指す。

図中  $\wedge 6003$  は、デマッピング部の出力するビット長  $N + padNum$  の第 2 のビット列である。

図中  $\wedge 503$  は、ビット長調整部の出力するビット長  $N$  のビット列  $\wedge 503$  である。図中、Additional\_Prob は、調整ビット列の例えば、対数尤度比から得られた、さらなる対数尤度比である。この更なる対数尤度比を用いて、実施の形態 2 の各種変形例で説明した「所定の部分」の対数尤度比を与えることになる。

#### 【1218】

例えば、「所定の部分」が  $p\_last$  である場合、 $p\_last$  の対数尤度比を与えることができる。又、所定の部分に  $p\_2ndlast$  を加えることで、 $p\_2ndlast$  の対数尤度比、あるいは、間接的に  $p\_last$  への対数尤度比が与えられることになる。

これにより、高い誤り訂正能力を得ることができる可能性が高くなる。

#### 【1219】

（実施の形態 7）

実施の形態 1 から実施の形態 4 では送信方法および送信側の装置について、実施の形態 5 および実施の形態 6 では受信方法および受信側の装置について説明した。本実施の形態では、送信方法および送信側の装置、と、受信方法および受信側の装置の関係について、補足説明を行う。

#### 【1220】

図 90 は、本実施の形態の送信装置および受信装置の関係を示した図である。

図 90 に示したように、送信装置は二つの変調信号を異なるアンテナからそれぞれ送信することになる。送信装置の無線処理部は、例えば、OFDM の信号処理、周波数変換、電力増幅などの処理を行う。

そして、図 90 の送信装置の信号生成部 9001 は、送信情報を入力とし、符号化、マッピング、プリコーディング等の処理を施し、プリコーディング後の変調信号  $z1(t)$  および  $z2(t)$  を出力する。よって、信号生成部 9001 では、実施の形態 1 から実施の形態 4 で記載した送信方法に関する処理、および、上述で述べたプリコーディングの処理が行われることになる。

#### 【1221】

図 90 の受信装置の受信アンテナ RX1 では、送信装置のアンテナ TX1 で送信した信号と送信アンテナ TX2 で送信した信号の空間で多重された信号を受信することになる。

同様に、受信装置の受信アンテナ RX2 では、送信装置のアンテナ TX1 で送信した信号と送信アンテナ TX2 で送信した信号の空間で多重された信号を受信することになる。

#### 【1222】

図 90 の受信装置のチャネル推定部では、変調信号  $z1(t)$  のチャネル変動、および、変調信号  $z2(t)$  のチャネル変動の推定が、各アンテナで行われることになる。

そして、図 90 の受信装置の信号処理部 9002 では、実施の形態 5 および実施の形態 6 で説明した受信処理等が行われることになり、その結果、送信装置が送信した送信情報の推定結果を、受信装置は得ることになる。

#### 【1223】

なお、上述では、実施の形態 1 から実施の形態 6 に当てはめて説明したが、以降の実施

10

20

30

40

50

の形態で、送信方法および送信側の装置の構成について説明している場合、図90の送信装置に関する説明であり、受信方法および受信側の装置の構成について説明している場合、図90の受信装置に関する説明となる。

(実施の形態8)

本実施の形態では、実施の形態4で説明した「ビット長を $X+Y$ の値の倍数になるよう余剰分を短くする調整方法」の変形例について説明する。

【1224】

(例1)

図91は、本実施の形態の送信側の変調部の構成を示している。図91において、上述で説明した実施の形態で示した図と同様に動作するものについては、同一番号を付した。

符号化部502は、制御情報512および第*i*ブロックの*K*ビットの情報501を入力とし、制御情報512に含まれる誤り訂正符号の方式、符号化率、ブロック長(符号長)の情報に基づき、LDPC符号化等の誤り訂正符号化を行い、第*i*ブロックの*N*ビットの符号語503を出力する。

【1225】

ビット長調整部9101は、制御情報512および第*i*ブロックの*N*ビットの符号語503を入力とし、制御情報512に含まれる $s_1(t)$ のための変調方式および $s_2(t)$ のための変調方式の情報、または、「 $X+Y$ の値」に基づき、*N*ビットの符号語503から削除するビットのビット数*PunNum*の数を決定し、*N*ビットの符号語503から*PunNum*ビットのデータを削除し、 $N-PunNum$ ビットのデータ列9102を出力する。なお、上述で説明した実施の形態と同様、 $N-PunNum$ が、「 $X+Y$ の値」の倍数となるような、*PunNum*を決定することになる。(なお、 $X+Y$ の値( $s_1(t)$ )の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセット)によっては、*PunNum*が0(ゼロ)となることもある。)

ただし、「 $X+Y$ の値」については、上述で説明した実施の形態で説明したものと同様である。

【1226】

マッピング部504は、制御情報512および $N-PunNum$ ビットのデータ列9102を入力とし、制御情報512に含まれる $s_1(t)$ のための変調方式および $s_2(t)$ のための変調方式の情報から、 $s_1(t)$ のための変調方式および $s_2(t)$ のための変調方式に基づいたマッピングを行い、第1の複素信号 $s_1(t)$ (505A)および第2の複素信号 $s_2(t)$ (505B)を出力する。

【1227】

図92は、各ビット列のビット長を示しており、四角一つは、1ビットをあらわしている。図91の第*i*ブロックの*K*ビットの情報501は、図92のように示したとおりである。

そして、図91の第*i*ブロックの*N*ビットの符号語503は、図92のように示したとおりである。そして、第*i*ブロックの*N*ビットの符号語503から*PunNum*ビットを選択し、削除を行い、 $N-PunNum$ ビットのデータ列9102を生成する(図92参照)。

【1228】

(例2)

図93は、本実施の形態の図91とは異なる送信側の変調部の構成を示している。図93において、上述で説明した実施の形態で示した図と同様に動作するものについては、同一番号を付した。

【1229】

符号化部502は、制御情報512および第*i*ブロックの*K*ビットの情報501を入力とし、制御情報512に含まれる誤り訂正符号の方式、符号化率、ブロック長(符号長)

10

20

30

40

50



の情報に基づき、LDPC符号化等の誤り訂正符号化を行い、第*i*ブロックの*N*ビットの符号語503を出力する。

ビットインタリーブ9103は、制御情報512および第*i*ブロックの*N*ビットの符号語503を入力とし、制御情報512に含まれるビットインタリーブ方法の情報に基づき、第*i*ブロックの*N*ビットの符号語の順番を並び替え、インタリーブ後の第*i*ブロックの*N*ビットの符号語9104を出力する。

#### 【1230】

ビット長調整部9101は、制御情報512およびインタリーブ後の第*i*ブロックの*N*ビットの符号語9104を入力とし、制御情報512に含まれる*s*1(*t*)のための変調方式および*s*2(*t*)のための変調方式の情報、または、「*X+Y*の値」に基づき、インタリーブ後の第*i*ブロックの*N*ビットの符号語9104から削除するビットのビット数*PunNum*の数を決定し、インタリーブ後の第*i*ブロックの*N*ビットの符号語9104から、*PunNum*ビットのデータを削除し、*N-PunNum*ビットのデータ列9102を出力する。なお、上述で説明した実施の形態と同様、*N-PunNum*が、「*X+Y*の値」の倍数となるような、*PunNum*を決定することになる。(なお、*X+Y*の値(*s*1(*t*)の第1の変調方式と*s*2(*t*)の第2の変調方式のセット)によっては、*PunNum*が(ゼロ)となることもある。)

ただし、「*X+Y*の値」については、上述で説明した実施の形態で説明したものと同様である。

#### 【1231】

マッピング部504は、制御情報512および*N-PunNum*ビットのデータ列9102を入力とし、制御情報512に含まれる*s*1(*t*)のための変調方式および*s*2(*t*)のための変調方式の情報から、*s*1(*t*)のための変調方式および*s*2(*t*)のための変調方式に基づいたマッピングを行い、第1の複素信号*s*1(*t*)(505A)および第2の複素信号*s*2(*t*)(505B)を出力する。

#### 【1232】

図94は、各ビット列のビット長を示しており、四角一つは、1ビットをあらわしている。図94の第*i*ブロックの*K*ビットの情報501は、図94のように示したとおりである。

そして、図93の第*i*ブロックの*N*ビットの符号語503は、図94のように示したとおりである。その後、図94のように、第*i*ブロックの*N*ビットの符号語503に対し、ビットインタリーブ、つまり、ビットの並び替えを行い、インタリーブ後の第*i*ブロックの*N*ビットの符号語9104を生成する。

#### 【1233】

そして、インタリーブ後の第*i*ブロックの*N*ビットの符号語9104から*PunNum*ビットを選択し、削除を行い、*N-PunNum*ビットのデータ列9102を生成する(図94参照)。

#### (効果)

上述で述べたように、ビット長調整部9101が出力する*N-PunNum*ビットのデータ列9102において、*N-PunNum*が、「*X+Y*の値」の倍数となるような、*PunNum*を決定することになる。

#### 【1234】

これにより、符号化部が誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長))*N*ビットの符号語を出力した際、*N*の値に依らず、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、*N-PunNum*が、「*X+Y*の値」の倍数となっているので、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号*s*1および第2の複素信号*s*2により送信することができるビット数(*X+Y*)は、複数の(誤り訂正符号の)ブロックのデータを含まないようにするものとする。これにより、送信装置、および/または、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

10

20

30

40

50

## 【1235】

また、 $X+Y$ の値、つまり、 $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセットが切り替わる場合（または、 $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセットの設定変更が可能な場合）、図93のように、ビット長調整部9101を、ビットインタリーバ9103の後段に設置することで、ビットインタリーバのメモリサイズを、 $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセットによらず、一定とすることができる。これにより、ビットインタリーバのメモリの増加を防ぐことができるという効果を得ることができる。（ビット長調整部9101とビットインタリーバ9103の順が逆となると、 $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセットにより、メモリサイズを変更する必要がある。よって、ビットインタリーバ9103の後段にビット長調整部9101を配置することが重要となる、なお、図93では、ビットインタリーバ9103の直後にビット長調整部9101を配置しているが、ビットインタリーバ9103とビット長調整部9101の間に、別のインタリーブを行うインタリーバが挿入されていてもよいし、その他の処理部が挿入されていてもよい。）

10

なお、誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））を複数用意してもよい。例えば、誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））として、 $N_a$ ビット、 $N_b$ ビットを用意するものとする。符号語長（ブロック長（符号長）） $N_a$ ビットの誤り訂正符号を用いたとき、ビットインタリーバのメモリサイズは $N_a$ ビットとし、ビットインタリーバを施し、その後、図93のビット長調整部9101は、必要な場合、必要数の数のビットを削除する。同様に、符号語長（ブロック長（符号長）） $N_b$ ビットの誤り訂正符号を用いたとき、ビットインタリーバのメモリサイズは $N_b$ ビットとし、ビットインタリーバを施し、図93のビット長調整部9101は、必要な場合、必要数の数のビットを削除することになる。

20

## 【1236】

## （例3）

図93は、本実施の形態の図91とは異なる送信側の変調部の構成を示している。図93において、上述で説明した実施の形態で示した図と同様に動作するものについては、同一番号を付した。

## 【1237】

30

符号化部502は、制御情報512および第 $i$ ブロックの $K$ ビットの情報501を入力とし、制御情報512に含まれる誤り訂正符号の方式、符号化率、ブロック長（符号長）の情報に基づき、LDPC符号化等の誤り訂正符号化を行い、第 $i$ ブロックの $N$ ビットの符号語503を出力する。

ビットインタリーバ9103は、制御情報512、および、 $N$ ビットの符号語 $z$ 個分、つまり、 $N \times z$ のビットを入力とし（ただし、 $z$ は1以上の整数とする。）、制御情報512に含まれるビットインタリーブ方法の情報に基づき、 $N \times z$ のビットの順番を並び替え、インタリーブ後のビット列9104を出力する。

## 【1238】

40

ビット長調整部9101は、制御情報512、および、インタリーブ後のビット列9104を入力とし、制御情報512に含まれる $s_1(t)$ のための変調方式および $s_2(t)$ のための変調方式の情報、または、「 $X+Y$ の値」に基づき、インタリーブ後のビット列9104から削除するビットのビット数 $PunNum$ の数を決定し、インタリーブ後のインタリーブ後のビット列9104から、 $PunNum$ ビットのデータを削除し、 $N \times z - PunNum$ ビットのデータ列9102を出力する。

## 【1239】

なお、上述で説明した実施の形態と同様、 $N \times z - PunNum$ が、「 $X+Y$ の値」の倍数となるような、 $PunNum$ を決定することになる。（なお、 $X+Y$ の値（ $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセット）によっては、 $PunNum$ が（ゼロ）となることもある。）

50

ただし、「 $X+Y$ の値」については、上述で説明した実施の形態で説明したものと同様である。

#### 【1240】

マッピング部504は、制御情報512および $N \times z - PunNum$ ビットのデータ列9102を入力とし、制御情報512に含まれる $s1(t)$ のための変調方式および $s2(t)$ のための変調方式の情報から、 $s1(t)$ のための変調方式および $s2(t)$ のための変調方式に基づいたマッピングを行い、第1の複素信号 $s1(t)$ (505A)および第2の複素信号 $s2(t)$ (505B)を出力する。

#### 【1241】

図95は、各ビット列のビット長を示しており、四角一つは、1ビットをあらわしている。図95の501は、 $K$ ビットの情報の束 $z$ 個分を示している。

10

そして、図95の $N$ ビットの符号語 $z$ 個分503は、図95のように示したとおりである。その後、図95のように、 $N$ ビットの符号語 $z$ 個分503に対し、ビットインタリーブ、つまり、ビットの並び替えを行い、 $N \times z$ ビットのインタリーブ後のビット列9104を生成する。

#### 【1242】

そして、 $N \times z$ ビットのインタリーブ後のビット列9104から $PunNum$ ビットを選択し、削除を行い、 $N \times z - PunNum$ ビットのデータ列9102を生成する(図95参照)。

20

#### (効果)

上述で述べたように、ビット長調整部9101が出力する $N \times z - PunNum$ ビットのデータ列9102において、 $N \times z - PunNum$ が、「 $X+Y$ の値」の倍数となるような、 $PunNum$ を決定することになる。

#### 【1243】

これにより、符号化部が誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長)) $N$ ビットの符号語を出力した際、 $N$ の値に依らず、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、 $N \times z - PunNum$ が、「 $X+Y$ の値」の倍数となっているので、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号 $s1$ および第2の複素信号 $s2$ により送信することができるビット数( $X+Y$ )は、 $z$ 個の符号語以外のブロックのデータを含まないようにするものとする。これにより、送信装置、および/または、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

30

#### 【1244】

また、

$X+Y$ の値、つまり、 $s1(t)$ の第1の変調方式と $s2(t)$ の第2の変調方式のセットが切り替わる場合(または、 $s1(t)$ の第1の変調方式と $s2(t)$ の第2の変調方式のセットの設定変更が可能な場合)、図93のように、ビット長調整部9101を、ビットインタリーバ9103の後段に設置することで、ビットインタリーバのメモリサイズを、 $s1(t)$ の第1の変調方式と $s2(t)$ の第2の変調方式のセットによらず、一定とすることができる。これにより、ビットインタリーバのメモリの増加を防ぐことができるという効果を得ることができる。(ビット長調整部9101とビットインタリーバ9103の順が逆となると、 $s1(t)$ の第1の変調方式と $s2(t)$ の第2の変調方式のセットにより、メモリサイズを変更する必要がある。よって、ビットインタリーバ9103の後段にビット長調整部9101を配置することが重要となる、なお、図93では、ビットインタリーバ9103の直後にビット長調整部9101を配置しているが、ビットインタリーバ9103とビット長調整部9101の間に、別のインタリーブを行うインタリーバが挿入されていてもよいし、その他の処理部が挿入されていてもよい。)

40

なお、誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長))を複数用意してもよい。例えば、誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長))として、 $Na$ ビット、 $Nb$ ビットを用意するものとする。符号語長(ブロック長(符号長)) $Na$ ビットの誤り訂正符号を

50

用いたとき、ビットインタリーブのメモリサイズは $N a$ ビットとし、ビットインタリーブを施し、その後、図93のビット長調整部9101は、必要な場合、必要数の数のビットを削除する。同様に、符号語長（ブロック長（符号長）） $N b$ ビットの誤り訂正符号を用いたとき、ビットインタリーブのメモリサイズは $N b$ ビットとし、ビットインタリーブを施し、図93のビット長調整部9101は、必要な場合、必要数の数のビットを削除することになる。

#### 【1245】

また、各誤り訂正符号の符号長（ブロック長（符号長））に対し、複数のビットインタリーブサイズを用意してもよい。例えば、誤り訂正符号の符号語長が $N$ ビットのとき、ビットインタリーブサイズとして、 $N \times a$ ビット、 $N \times b$ ビットを用意するものとする（ただし、 $a$ 、 $b$ いずれも1以上の整数とする。）。そして、ビットインタリーブサイズとして、 $N \times a$ ビットを用いたとき、ビットインタリーブを施し、その後、図93のビット長調整部9101は、必要な場合、必要数の数のビットを削除する。同様に、ビットインタリーブサイズとして、 $N \times b$ ビットを用いたとき、ビットインタリーブを施し、その後、図93のビット長調整部9101は、必要な場合、必要数の数のビットを削除することになる。

#### 【1246】

#### （実施の形態9）

本実施の形態では、実施の形態8で説明した送信方法で送信した変調信号を受信する受信装置の、特に、ビット列復号部の動作について説明する。

実施の形態8の「変調信号を生成する部分」（変調部）により、（情報）ビット列501から生成され、MIMOプレコーディング処理等の処理を経由して送信された複素信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 信号に対し、復調（検波）の処理を行い、複素信号（ $x_1(t)$ 及び $x_2(t)$ ）から、ビット列に復元する処理である。

#### 【1247】

なお、 $x_1(t)$ 及び $x_2(t)$ は、各受信アンテナで受信した受信信号から得た複素ベースバンド信号である。

図96は、実施の形態8の送信方法に基づき送信された変調信号を受信する受信装置のビット列復号部である。

図中、ハキャレット（caret）は、キャレットの下参照符号の信号の推定結果であることを示している。以下の説明ではキャレットを参照符号前にハを付して省略する。

#### 【1248】

図96のビット列復号部は、検波（復調）部、ビット長調整部、及び、誤り訂正復号部を含み構成される。

図96の検波（復調）部は、各受信アンテナで受信した受信信号から得た複素ベースバンド信号 $x_1(t)$ 及び $x_2(t)$ から、第1の複素信号 $s_1$ に含まれる第1のビット数 $X$ と第2の複素信号 $s_2$ に含まれる第2のビット数 $Y$ のビット数 $(X+Y)$ のビットに対応する硬判定値または軟判定値または対数対数尤度または対数尤度比等のデータを生成し、 $X+Y$ の整数倍の長さである $N - P_{unNum}$ ビットのデータ列または $N \times z - P_{unNum}$ ビットのデータ列9102に対応するデータ列9601を出力する。

#### 【1249】

図96の対数尤度比挿入部は、 $N - P_{unNum}$ ビットのデータ列または $N \times z - P_{unNum}$ ビットのデータ列9102に対応するデータ列9601を入力とし、送信側で削除した $P_{unNum}$ ビットそれぞれのビットにおける対数尤度比を挿入、つまり、 $P_{unNum}$ 個の対数尤度比を、 $N - P_{unNum}$ ビットのデータ列または $N \times z - P_{unNum}$ ビットのデータ列9102に対応するデータ列9601に挿入し、 $N$ 個または $N \times z$ 個の対数尤度比系列9602を出力する。

#### 【1250】

図96のデインタリーブは、 $N$ 個または $N \times z$ 個の対数尤度比系列9602を入力とし

、デインタリーブを行い、デインタリーブ後の $N$ 個または $N \times z$ 個の対数尤度比系列 9 6 0 3 を出力する。

図 9 6 の誤り訂正復号部は、デインタリーブ後の $N$ 個または $N \times z$ 個の対数尤度比系列 9 6 0 3 を入力とし、誤り訂正復号（例えば、LDPC 符号を用いているときは、信頼度伝播（BP（Belief Propagation））復号（例えば、sum-product 復号、min-sum 復号、Normalized BP 復号、offset BP 復号等）や Bit Flipping 復号）を行い、 $K$ ビットまたは $K \times z$ ビットの情報ビット推定系列を得る。

#### 【1 2 5 1】

なお、送信側において、ビットインタリーブを使用している場合、図 9 6 のように、デインタリーブを挿入することになる。一方で、送信側において、ビットインタリーブを使用していない場合、図 9 6 におけるデインタリーブが不要となる。

10

<本実施の形態の効果>

図 9 6 を用いて、実施の形態 8 の送信方法を用いて、変調信号を送信した場合の受信装置の動作について説明を行った。

#### 【1 2 5 2】

いずれの受信装置においても、送信装置が用いた  $s_1(t)$  のための変調方式、 $s_2(t)$  のための変調方式に相当する情報に基づき、受信装置の動作を変更し、誤り訂正復号の動作を実施することで、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高い。

また、符号化部が誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長）） $N$ ビットの符号語を出力した際、 $N$ の値に依らず、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第 1 の複素信号  $s_1$  および第 2 の複素信号  $s_2$  により送信することができるビット数  $(X+Y)$  は、複数の（誤り訂正符号の）ブロックのデータを含まないようにするものしており、これに伴い、誤り訂正復号部が、復調および復号が行えるように適宜動作することで、受信装置のメモリを削減することができる可能性が高い。

20

#### 【1 2 5 3】

（実施の形態 1 0）

これまで、プリコーディング方法に広く適用した場合のビット長調整方法について説明した。本実施の形態では、プリコーディングを行った後に規則的に位相変更を行う送信方法を用いたときのビット長調整方法について説明する。

30

#### 【1 2 5 4】

図 9 7 は、本実施の形態の送信装置における、プリコーディング関連の処理を行う部分の図である。

図 9 7 のマッピング部 9 7 0 2 は、ビット系列 9 7 0 1、制御信号 9 7 1 2 を入力とする。そして、制御信号 9 7 1 2 が、伝送方式として、二つのストリームを送信することを指定したものとする。加えて、制御信号 9 7 1 2 が二つのストリームの各変調方式として、変調方式  $\alpha$  と変調方式  $\beta$  を指定したものとする。なお、変調方式  $\alpha$  は  $x$  ビットのデータを変調する変調方式、変調方式  $\beta$  は  $y$  ビットのデータを変調する変調方式とする。（例えば 1 6 Q A M（16 Quadrature Amplitude Modulation）の場合、4 ビットのデータを変調する変調方式であり、6 4 Q A M（64 Quadrature Amplitude Modulation）の場合、6 ビットのデータを変調する変調方式である。）

40

すると、マッピング部 9 7 0 2 は、 $x+y$  ビットのデータのうちの  $x$  ビットのデータに対し、変調方式  $\alpha$  で変調し、ベースバンド信号  $s_1(t)$ （9 7 0 3 A）を生成、出力し、また、残りの  $y$  ビットのデータのデータに対し、変調方式  $\beta$  で変調し、ベースバンド信号  $s_2(t)$ （9 7 0 3 B）を出力する。（なお、図 9 7 では、マッピング部を一つとしているが、これとは別の構成として、 $s_1(t)$  を生成するためのマッピング部と  $s_2(t)$  を生成するためのマッピング部が別々に存在していてもよい。このとき、ビット系列 9 7 0 1 は、 $s_1(t)$  を生成するためのマッピング部と  $s_2(t)$  を生成するためのマ

50

ッピング部に振り分けられることになる。)

なお、 $s_1(t)$  および  $s_2(t)$  は複素数で表現され(ただし、複素数、実数、いずれであってもよい)、また、 $t$  は時間である。なお、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 等のマルチキャリアを用いた伝送方式を用いている場合、 $s_1$  および  $s_2$  は、 $s_1(f)$  および  $s_2(f)$  のように周波数  $f$  の関数、または、 $s_1(t, f)$  および  $s_2(t, f)$  のように時間  $t$ 、周波数  $f$  の関数と考えることもできる。

#### 【1255】

以降では、ベースバンド信号、プリコーディング行列、位相変更等を時間  $t$  の関数として説明しているが、周波数  $f$  の関数、時間  $t$  および周波数  $f$  の関数と考えてもよい。

したがって、ベースバンド信号、プリコーディング行列、位相変更等をシンボル番号  $i$  の関数として説明を進めている場合もあるが、この場合、時間  $t$  の関数、周波数  $f$  の関数、時間  $t$  および周波数  $f$  の関数と考えればよい。つまり、シンボル、ベースバンド信号を、時間軸方向で生成し、配置してもよいし、周波数軸方向で生成し、配置してもよい。また、シンボル、ベースバンド信号を、時間軸方向および周波数軸方向で生成し、配置してもよい。

#### 【1256】

パワー変更部 9704A (パワー調整部 9704A) は、ベースバンド信号  $s_1(t)$  (9703A)、および、制御信号 9712 を入力とし、制御信号 9712 に基づき、実数  $P_1$  を設定し、 $P_1 \times s_1(t)$  をパワー変更後の信号 9705A として出力する。(なお、 $P_1$  を実数としているが、複素数であってもよい。)

同様に、パワー変更部 9704B (パワー調整部 9704B) は、ベースバンド信号  $s_2(t)$  (9703B)、および、制御信号 9712 を入力とし、実数  $P_2$  を設定し、 $P_2 \times s_2(t)$  をパワー変更後の信号 9705B として出力する。(なお、 $P_2$  を実数としているが、複素数であってもよい。)

重み付け合成部 9706 は、パワー変更後の信号 9705A、パワー変更後の信号 9705B、および、制御信号 9712 を入力とし、制御信号 9712 に基づき、プリコーディング行列  $F$  (または  $F(i)$ ) を設定する。スロット番号 (シンボル番号) を  $i$  とすると、重み付け合成部 9706 は、以下の演算を行う。

#### 【1257】

#### 【数357】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_1(i) \\ u_2(i) \end{pmatrix} &= F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (R10-1) \\ &= \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

#### 【1258】

ここで、 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  は、複素数で表現でき(実数であってもよい)、 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  のうち、3つ以上が 0 (ゼロ) であってはならない。なお、 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  は、 $s_1(t)$  の変調方式、および、 $s_2(t)$  の変調方式のセットが決定することで決まる係数であるものとする。

そして、重み付け合成部 9706 は、式 (R10-1) における  $u_1(i)$  を重み付け合成後の信号 9707A として出力し、式 (R10-1) における  $u_2(i)$  を重み付け合成後の信号 9707B として出力する。

#### 【1259】

位相変更部 9708 は、式 (R10-1) における  $u_2(i)$  (重み付け合成後の信号 9707B) および制御信号 9712 を入力とし、制御信号 9712 に基づき、式 (R10-1) における  $u_2(i)$  (重み付け合成後の信号 9707B) の位相を変更する。

したがって、式 (R10-1) における  $u_2(i)$  (重み付け合成後の信号 9707B) の位相を変更後の信号は、 $e^{j\theta(i)} \times u_2(i)$  とあらわされ、 $e^{j\theta(i)} \times u_2(i)$  が位相変更後の信号 9709 として、位相変更部 9708 は、出力する ( $j$  は虚数単位)。なお、変更する位相の値は、 $\theta(i)$  のように  $i$  の関数であることが特徴的な部分となる。

【1260】

パワー変更部 9710A は、重み付け合成後の信号 9707A ( $u_1(i)$ )、および制御信号 9712 を入力とし、制御信号 9712 に基づき、実数  $Q_1$  を設定し、 $Q_1 \times u_1(i)$  をパワー変更後の信号 9711A ( $z_1(i)$ ) として出力する。(なお、 $Q_1$  を実数としているが、複素数であってもよい。)

同様に、パワー変更部 9710B は、位相変更後の信号 9709 ( $e^{j\theta(i)} \times u_2(i)$ )、および、制御信号 9712 を入力とし、制御信号 9712 に基づき、実数  $Q_2$  を設定し、 $Q_2 \times e^{j\theta(i)} \times u_2(i)$  をパワー変更後の信号 9711B ( $z_2(i)$ ) として出力する。(なお、 $Q_2$  を実数としているが、複素数であってもよい。)

したがって、図 97 におけるパワー変更部 9710A および 9710B のそれぞれの出力  $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$  は、次式のようにあらわされる。

【1261】

【数 358】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (R10-2) \\ &= \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

【1262】

なお、式 (R10-2) を実現する方法として、図 97 と異なる構成として、図 98 がある。図 97 と図 98 の異なる点は、パワー変更部と位相変更部の順番が入れ替わっている点である。(パワー変更を行う、位相変更を行うという機能自身はかわらない。) このとき、 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$  は、次式のようにあらわされる。

【1263】

【数 359】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \times s_1(i) \\ P_2 \times s_2(i) \end{pmatrix} \quad \cdots (R10-3) \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

## 【1264】

なお、式(R10-2)の $z_1(i)$ と式(R10-3)の $z_1(i)$ は等しく、また、式(R10-2)の $z_2(i)$ と式(R10-3)の $z_2(i)$ も等しい。

式(R10-2)および式(R10-3)における変更する位相の値 $\theta(i)$ は、例えば、 $\theta(i+1) - \theta(i)$ が固定値となるように設定すると、直接波が支配的な電波伝搬環境において、受信装置は、良好なデータの受信品質が得られる可能性が高い。ただし、変更する位相の値 $\theta(i)$ の与え方は、この例に限ったものではない。なお、 $\theta(i)$ の与え方とビット長調整部の動作の関係については、後で詳しく説明する。

## 【1265】

10

図99は、図97、図98により得られた信号 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ に対し、施す信号処理部の構成の一例を示している。

挿入部9724Aは、信号 $z_1(i)$ (9721A)、パイロットシンボル9722A、制御情報シンボル9723A、制御信号9712を入力とし、制御信号9712に含まれるフレーム構成にしたがって、信号(シンボル) $z_1(i)$ (9721A)に、パイロットシンボル9722A、制御情報シンボル9723Aを挿入し、フレーム構成にしたがった、変調信号9725Aを出力する。

## 【1266】

なお、パイロットシンボル9722A、制御情報シンボル9723Aは、BPSK(Binary Phase Shift Keying)やQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)等で変調されたシンボルである(他の変調方式を用いてもよい。)

20

無線部9726Aは、変調信号9725Aおよび制御信号9712を入力とし、制御信号9712に基づき、変調信号9725Aに対し、周波数変換、増幅等の処理を施し(OFDM方式を用いているときは、逆フーリエ変換等の処理を行う。)、送信信号9727Aを出力し、送信信号9727Aはアンテナ9728Aから電波として出力される。

## 【1267】

挿入部9724Bは、信号 $z_2(i)$ (9721B)、パイロットシンボル9722B、制御情報シンボル9723B、制御信号9712を入力とし、制御信号9712に含まれるフレーム構成にしたがって、信号(シンボル) $z_2(i)$ (9721B)に、パイロットシンボル9722B、制御情報シンボル9723Bを挿入し、フレーム構成にしたがった、変調信号9725Bを出力する。

30

## 【1268】

なお、パイロットシンボル9722B、制御情報シンボル9723Bは、BPSK(Binary Phase Shift Keying)やQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)等で変調されたシンボルである(他の変調方式を用いてもよい。)

無線部9726Bは、変調信号9725Bおよび制御信号9712を入力とし、制御信号9712に基づき、変調信号9725Bに対し、周波数変換、増幅等の処理を施し(OFDM方式を用いているときは、逆フーリエ変換等の処理を行う。)、送信信号9727Bを出力し、送信信号9727Bはアンテナ9728Bから電波として出力される。

## 【1269】

40

ここで、信号 $z_1(i)$ (9721A)と信号 $z_2(i)$ (9721B)において、 $i$ が同一番号の信号 $z_1(i)$ (9721A)と信号 $z_2(i)$ (9721B)は、同一(共通)の周波数を同一時間にそれぞれ異なるアンテナから送信されることになる。(つまり、MIMO方式を用いた伝送方法となる。)

また、パイロットシンボル9722Aおよびパイロットシンボル9722Bは、受信装置において、信号検出、周波数オフセットの推定、ゲインコントロール、チャネル推定等を行うためのシンボルであり、ここでは、パイロットシンボルと名付けているが、リファレンスシンボル等、別の呼び方をしてもよい。

## 【1270】

そして、制御情報シンボル9723Aおよび制御情報シンボル9723Bは、送信装置

50



が用いた変調方式の情報、伝送方式の情報、プリコーディング方式の情報、誤り訂正符号方式の情報、誤り訂正符号の符号化率の情報、誤り訂正符号のブロック長（符号長）の情報等を、受信装置に伝送するためのシンボルである。なお、制御情報シンボル 9723A および制御情報シンボル 9723B の一方のみで、制御情報シンボルを送信してもよい。

【1271】

図100は、二つのストリームを送信する場合の時間一周波数におけるフレーム構成の一例を示している。図100において、横軸周波数、縦軸時間であり、一例として、キャリア1からキャリア38、時間\$1から時間\$11のシンボルの構成を示している。

図100は、図99のアンテナ9728Aから送信する送信信号のフレーム構成とアンテナ9728Bから送信する送信信号のフレームを同時に示している。

10

【1272】

図100において、図99のアンテナ9728Aから送信する送信信号のフレームの場合、データシンボルは、信号（シンボル） $z_1(i)$ に相当する。そして、パイロットシンボルは、パイロットシンボル9722Aに相当する。

図100において、図99のアンテナ9728Bから送信する送信信号のフレームの場合、データシンボルは、信号（シンボル） $z_2(i)$ に相当する。そして、パイロットシンボルは、パイロットシンボル9722Bに相当する。

【1273】

（したがって、上述でも説明したように、信号 $z_1(i)$ （9721A）と信号 $z_2(i)$ （9721B）において、 $i$ が同一番号の信号 $z_1(i)$ （9721A）と信号 $z_2(i)$ （9721B）は、同一（共通）の周波数を同一時間にそれぞれ異なるアンテナから送信されることになる。また、パイロットシンボルの構成は、図100に限ったものではなく、例えば、パイロットシンボルの時間間隔、周波数間隔は、図100に限ったものではない。そして、図100では、図99のアンテナ9728Aおよび図99のアンテナ9728Bから、同一時刻、同一周波数（同一（サブ）キャリア）にパイロットシンボルが送信されるフレーム構成としているが、これに限ったものではなく、例えば、時間A、周波数a（（サブ）キャリアa）において、図99のアンテナ9728Aにパイロットシンボルを配置し、時間A、周波数a（（サブ）キャリアa）において、図99のアンテナ9728Bにはシンボルを配置しないとし、時間B、周波数b（（サブ）キャリアb）において、図99のアンテナ9728Aにシンボルを配置しないとし、時間B、周波数b（（サブ）キャリアb）において、図99の9728Bにパイロットシンボルを配置する、とする構成としてもよい。

20

30

【1274】

なお、図99では、データシンボルとパイロットシンボルしか記述していないが、他のシンボル、例えば、制御情報シンボル等のシンボルがフレームに含まれていてもよい。

図97、図98において、パワー変更部の一部（または、すべて）が存在する場合を例に説明したが、パワー変更部の一部がない場合も考えられる。

例えば、図97または図98において、パワー変更部9704A（パワー調整部9704A）、パワー変更部9704B（パワー調整部9704B）が存在しない場合、 $z_1(i)$ および $z_2(i)$ は以下のようにあらわされる。

40

【1275】

【数 3 6 0】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \text{(R 1 0 - 4)} \\ = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix}$$

10

【1 2 7 6】

また、図 9 7 または図 9 8 において、パワー変更部 9 7 1 0 A (パワー調整部 9 7 1 0 A)、パワー変更部 9 7 1 0 B (パワー調整部 9 7 1 0 B) が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

【1 2 7 7】

【数 3 6 1】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \text{(R 1 0 - 5)}$$

20

【1 2 7 8】

また、図 9 7 または図 9 8 において、パワー変更部 9 7 0 4 A (パワー調整部 9 7 0 4 A)、パワー変更部 9 7 0 4 B (パワー調整部 9 7 0 4 B)、パワー変更部 9 7 1 0 A (パワー調整部 9 7 1 0 A)、パワー変更部 9 7 1 0 B (パワー調整部 9 7 1 0 B) が存在しない場合、 $z_1(i)$  および  $z_2(i)$  は以下のようにあらわされる。

【1 2 7 9】

【数 3 6 2】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{pmatrix} \cdots \text{(R 1 0 - 6)}$$

30

【1 2 8 0】

次に、プリコーディング関連の処理における  $\theta(i)$  の与え方とビット長調整部の動作の関係について説明する。

ところで、本実施の形態において、複素平面における、例えば、偏角のような、位相の単位は、「ラジアン (radian)」としている。

複素平面を利用すると、複素数の極座標による表示として極形式で表示できる。複素数  $z = a + jb$  ( $a, b$  はともに実数であり、 $j$  は虚数単位である) に、複素平面上の点 ( $a, b$ ) を対応させたとき、この点が極座標で  $[r, \theta]$  とあらわされるなら、 $a = r \times \cos \theta$ 、

$b = r \times \sin \theta$

【1 2 8 1】

【数 3 6 3】

$$r = \sqrt{a^2 + b^2} \cdots \text{(R 1 0 - 7)}$$

【1 2 8 2】

50

が成り立ち、 $r$  は  $z$  の絶対値 ( $r = |z|$ ) であり、 $\theta$  が偏角 (argument) となる。そして、 $z = a + j b$  は、 $r \times e^{j \theta}$  とあらわされる。

そして、ベースバンド信号、 $s_1$ 、 $s_2$ 、 $z_1$ 、 $z_2$  は複素信号となるが、複素信号とは、同相信号を  $I$ 、直交信号を  $Q$  としたとき、複素信号は  $I + j Q$  ( $j$  は虚数単位) とあらわされることになる。このとき、 $I$  がゼロとなってもよいし、 $Q$  がゼロとなってもよい。

【1283】

まず、プリコーディング関連の処理における  $\theta(i)$  の与え方の例を説明する。

本実施の形態では、一例として、規則的に  $\theta(i)$  を変更するものとする。具体的には、例として、 $\theta(i)$  の変更の周期を  $z$  とあらわすものとする。(ただし、 $z$  は2以上の整数とする。) このとき、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  としたとき、一例として、以下のように  $\theta(i)$  の変更を行うものとする。

【1284】

スロット番号 (シンボル番号)  $i$  が、

$i = 9 \times k + 0$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 0) = 0$  ラジアン

$i = 9 \times k + 1$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 1) = (2 \times 1 \times \pi) / 9$  ラジアン

$i = 9 \times k + 2$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 2) = (2 \times 2 \times \pi) / 9$  ラジアン

$i = 9 \times k + 3$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 3) = (2 \times 3 \times \pi) / 9$  ラジアン

$i = 9 \times k + 4$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 4) = (2 \times 4 \times \pi) / 9$  ラジアン

$i = 9 \times k + 5$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 5) = (2 \times 5 \times \pi) / 9$  ラジアン

$i = 9 \times k + 6$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 6) = (2 \times 6 \times \pi) / 9$  ラジアン

$i = 9 \times k + 7$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 7) = (2 \times 7 \times \pi) / 9$  ラジアン

$i = 9 \times k + 8$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 8) = (2 \times 8 \times \pi) / 9$  ラジアン

とするように、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  を形成することができる (ただし、 $k$  は整数であるものとする。)

【1285】

なお、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の形成方法は、上記に限ったものではなく、9つの位相、 $\lambda_0$ 、 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 、 $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$ 、 $\lambda_5$ 、 $\lambda_6$ 、 $\lambda_7$ 、 $\lambda_8$  を用意し、スロット番号 (シンボル番号)  $i$  が、

$i = 9 \times k + 0$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 0) = \lambda_0$  ラジアン

$i = 9 \times k + 1$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 1) = \lambda_1$  ラジアン

$i = 9 \times k + 2$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 2) = \lambda_2$  ラジアン

$i = 9 \times k + 3$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 3) = \lambda_3$  ラジアン

$i = 9 \times k + 4$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 4) = \lambda_4$  ラジアン

$i = 9 \times k + 5$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 5) = \lambda_5$  ラジアン

$i = 9 \times k + 6$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 6) = \lambda_6$  ラジアン

$i = 9 \times k + 7$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 7) = \lambda_7$  ラジアン

$i = 9 \times k + 8$  のとき、 $\theta(i = 9 \times k + 8) = \lambda_8$  ラジアン

とするように、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  を形成することができる (ただし、 $k$  は整数であるものとし、 $0 \leq \lambda_v < 2\pi$  とする ( $v$  は0以上8以下の整数。))。

【1286】

ただし、周期  $z = 9$  を成立させるための方法として、以下の二つの方法がある。

(1)  $x$  を0以上8以下の整数、 $y$  を0以上8以下の  $y \neq x$  の整数とし、これを満たす、すべての  $x$ 、すべての  $y$  で  $\lambda_x \neq \lambda_y$  が成立する。

(2)  $x$  を0以上8以下の整数、 $y$  を0以上8以下の  $y \neq x$  の整数とし、 $\lambda_x = \lambda_y$  が成立する  $x$ 、 $y$  が存在するが周期9を形成する。

【1287】

10

20

30

40

50

これを一般的に考えると、なお、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  (ただし、 $z$  は 2 以上の整数とする。) の形成方法は、 $z$  個の位相、 $\lambda_v$  ( $v$  は 0 以上  $z-1$  以下の整数) を用意し、スロット番号 (シンボル番号)  $i$  が、

$$i = z \times k + v \text{ のとき、 } \theta(i = z \times k + v) = \lambda_v \text{ ラジアン}$$

とするように、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を形成することができる (ただし、 $k$  は整数であるものとし、 $0 \leq \lambda_v < 2\pi$  とする)。

【1288】

ただし、周期  $z$  を成立させるための方法として、以下の二つの方法がある。

(1)  $x$  を 0 以上  $z-1$  以下の整数、 $y$  を 0 以上  $z-1$  以下の  $y \neq x$  の整数とし、これを満たす、すべての  $x$ 、すべての  $y$  で  $\lambda_x \neq \lambda_y$  が成立する。

(2)  $x$  を 0 以上  $z-1$  以下の整数、 $y$  を 0 以上  $z-1$  以下の  $y \neq x$  の整数とし、 $\lambda_x = \lambda_y$  が成立する  $x$ 、 $y$  が存在するが周期  $z$  を形成する。

【1289】

次に、図 97、図 98 におけるマッピング部 9702 以前の処理については、実施の形態 1 から実施の形態 9 で説明したとおりである。以下では、本実施形態で特に重要となる点について、詳しく説明する。

<実施の形態 1 の変形例>

実施の形態 1 において、図 97、図 98 におけるマッピング部 9702 以前の処理を行う変調部の構成は、図 57 のとおりである。そして、実施の形態 1 の特徴は、

「図 57 の符号化部 502 が誤り訂正符号の符号語長 (ブロック長 (符号長))  $N$  の符号語を出力した際、 $N$  の値に依らず、マッピング部 504 で使用する 2 つの変調方式が、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第 1 の複素信号  $s_1$  および第 2 の複素信号  $s_2$  により送信することができるビット数 ( $X+Y$ ) は、複数の (誤り訂正符号の) ブロックのデータを含めないようにするために、ビット長調整部 5701 は、第 1 のビット列 503 を入力とし、符号語長 (ブロック長 (符号長))  $N$  の誤り訂正符号の符号語の例えば後端や先端等または所定の位置に調整ビット列を付加し、構成するビット数がビット数 ( $X+Y$ ) の倍数となる、マッピング部のための第 2 ビット列を出力する。」

である。

【1290】

なお、「 $X+Y$  の値」については、上述の実施の形態 1 から実施の形態 3 で説明したものと同様であるものとする。

本実施の形態における実施の形態 1 の変形例では、さらに、上述で説明した  $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を考慮して、調整ビット列のビット数を決定することになる。以下で、具体的に説明する。

【1291】

説明を簡単にするために、より具体的な例をあげて説明する。

使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとし、また、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を 9 とする。そして、変調方式としては QPSK、16QAM、64QAM、256QAM を使用することが可能であるとする。したがって、( $s_1(t)$  (第 1 の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第 2 の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) としては、(QPSK, QPSK)、(QPSK, 16QAM)、(QPSK, 64QAM)、(QPSK, 256QAM)、(16QAM, 16QAM)、(16QAM, 64QAM)、(16QAM, 256QAM)、(64QAM, 256QAM)、(256QAM, 256QAM) というセットを考えることができるが、この中のいくつかの例をピックアップして説明する。

【1292】

なお、本実施の形態では、他の実施の形態と同様に、第1の複素信号  $s_1$  ( $s_1(t)$ ) の変調方式、および、第2の複素信号  $s_2$  ( $s_2(t)$ ) の変調方式、いずれも、複数の変調方式から切り替えが可能であるものとする。

以降の説明のために、以下のような定義をする。

$\alpha$  を0以上の整数とし、また、 $\beta$  を0以上の整数とする。そして、 $\alpha$  と  $\beta$  の最小公倍数を  $LCM(\alpha, \beta)$  であらわすものとする。例えば、 $\alpha$  を8、 $\beta$  を6とすると、 $LCM(\alpha, \beta)$  は24となる。

#### 【1293】

そして、本実施の形態における実施の形態1の変形例の特徴としては、 $(X+Y)$  の値と  $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  と符号長のビット数 ( $N$ ) と調整ビット列のビット数の和に対し、 $\gamma = LCM(X+Y, z)$  とすると、符号長のビット数 ( $N$ ) と調整ビット列のビット数の和は、 $\gamma$  の倍数であるものとする。つまり、符号長のビット数 ( $N$ ) と調整ビット列のビット数の和は、 $X+Y$  と  $z$  の最小公倍数の倍数であるものとする。ただし、 $X$  は1以上の整数、 $Y$  は1以上の整数、したがって、 $X+Y$  は2以上の整数とし、 $z$  は2以上の整数とする。なお、調整ビット列のビット数が0のときが理想的であるが、0とできない場合が発生する可能性がある。このとき、上述の特徴のように調整ビット列を付加することが一つの重要なポイントとなる。

#### 【1294】

以下では、この点について、例を用いて説明する。

#### (例1)

( $s_1(t)$ ) (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) として、(16QAM、16QAM) とし、誤り訂正符号 (例えば、LDPC符号等のブロック符号) の符号語長 (ブロック長 (符号長)) を64800ビットとし、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を9する。すると、 $\gamma = LCM(X+Y, z) = (8, 9) = 72$  となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は  $72 \times n$  ビットとなる (ただし、 $n$  は0以上の整数とする)。

#### 【1295】

図101(A)は、図57の変調部の符号化部502が出力する第1ビット列503の様子を示している。図101(A)において、10101はビット数64800の第*i*番目のブロックの符号語を示しており、10102はビット数64800の第*i*+1番目のブロックの符号語を示しており、10103はビット数64800の第*i*+2番目のブロックの符号語を示しており、10104はビット数64800の第*i*+3番目のブロックの符号語を示しており、以降、第*i*+4番目のブロックの符号語、第*i*+5番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

#### 【1296】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は  $72 \times n$  ビットとなる (ただし、 $n$  は0以上の整数とする)。ここでは、「調整ビット列のビット数」を0 (ゼロ) ビットとする。したがって、図57の変調部のビット長調整部5701が出力する第2ビット列5703の様子は、図101(B)のようになる。つまり、図101(B)は、図57の変調部の符号化部502が出力する第1ビット列503の様子と同様、図57の変調部のビット長調整部5701が出力する第2ビット列5703では、ビット数64800の第*i*番目のブロックの符号語10101、ビット数64800の第*i*+1番目のブロックの符号語10102、ビット数64800の第*i*+2番目のブロックの符号語10103、ビット数64800の第*i*+3番目のブロックの符号語10104、以降、第*i*+4番目のブロックの符号語、第*i*+5番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

#### 【1297】

#### (例2)

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) として、(64QAM、256QAM) とし、誤り訂正符号 (例えば、LDPC 符号等のブロック符号) の符号語長 (ブロック長 (符号長)) を 64800 ビットとし、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を 9 する。すると、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z) = (14, 9) = 126$  となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は  $126 \times n + 90$  ビットとなる (ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする)。

#### 【1298】

図102 (A) は、図57の変調部の符号化部502が出力する第1ビット列503の様子を示している。図102 (A) において、10101はビット数64800の第  $i$  番目のブロックの符号語を示しており、10102はビット数64800の第  $i+1$  番目のブロックの符号語を示しており、10103はビット数64800の第  $i+2$  番目のブロックの符号語を示しており、10104はビット数64800の第  $i+3$  番目のブロックの符号語を示しており、以降、第  $i+4$  番目のブロックの符号語、第  $i+5$  番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

#### 【1299】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は  $126 \times n + 90$  ビットとなる (ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする)。ここでは、「調整ビット列のビット数」を 90 ビットとする。したがって、図57の変調部のビット長調整部5701が出力する第2ビット列5703の様子は、図102 (B) のようになる。

図102 (B) において、10201、10202、10203は「調整ビット列」を示している。「調整ビット列」10201は、ビット数64800の第  $i$  番目のブロックの符号語10101のための調整ビット列であり、そのビット数は90ビットである。したがって、ビット数64800の第  $i$  番目のブロックの符号語10101と「調整ビット列」10201の合計のビット数は64890ビットとなる。これにより、実施の形態1で述べた効果を得ることができる。そして、ビット数64800の第  $i$  番目のブロックの符号語10101と「調整ビット列」10201の合計のビット数は64890ビットを送信するのに必要なスロット数 (ここでは、1スロットとは、 $s_1$  のシンボル1シンボルと  $s_2$  のシンボル1シンボルで形成されるものを意味する。)  $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。

#### 【1300】

これにより、ビット数64800の第  $i$  番目のブロックの符号語10101と「調整ビット列」10201の合計のビット数は64890ビットを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る9つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i$  番目のブロックの符号語10101に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

同様に、「調整ビット列」10202は、ビット数64800の第  $i+1$  番目のブロックの符号語10102のための調整ビット列であり、そのビット数は90ビットである。したがって、ビット数64800の第  $i+1$  番目のブロックの符号語10102と「調整ビット列」10202の合計のビット数は64890ビットとなる。これにより、実施の形態1で述べた効果を得ることができる。そして、ビット数64800の第  $i+1$  番目のブロックの符号語10102と「調整ビット列」10202の合計のビット数は64890ビットを送信するのに必要なスロット数  $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。よって、ビット数64800の第  $i+1$  番目のブロックの符号語10102と「調整ビット列」10202の合計のビット数は64890ビットを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る9つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i+1$  番目のブロックの符号語10102に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

#### 【1301】

同様に、「調整ビット列」10203は、ビット数64800の第  $i+2$  番目のブロックの符号語10103のための調整ビット列であり、そのビット数は90ビットである。したがって、ビット数64800の第  $i+2$  番目のブロックの符号語10103と「調整ビット列」10203の合計のビット数は64890ビットとなる。これにより、実施の

10

20

30

40

50

形態1で述べた効果を得ることができる。そして、ビット数64800の第 $i+2$ 番目のブロックの符号語10103と「調整ビット列」10203の合計のビット数は64890ビットを送信するのに必要なスロット数 $\theta(i)$ の変更の周期 $z=9$ の整数倍となる。よって、ビット数64800の第 $i+2$ 番目のブロックの符号語10103と「調整ビット列」10203の合計のビット数は64890ビットを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$ が取り得る9つの値の各出現回数が等しくなるため、第 $i+2$ 番目のブロックの符号語10103に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

#### 【1302】

なお、調整ビット列の挿入方法については、図102に限ったものではなく、64800ビットの符号語と90ビット調整ビット列の計64890ビットをどのような順番に並べてもよい。

10

#### <実施の形態2の変形例>

実施の形態2において、図97、図98におけるマッピング部9702以前の処理を行う変調部の構成は、図60のとおりである。そして、実施の形態2の特徴は、

「図60の符号化部502LAが誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長）） $N$ の符号語を出力した際、 $N$ の値に依らず、マッピング部504で使用する2つの変調方式が、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号 $s_1$ および第2の複素信号 $s_2$ により送信することができるビット数 $(X+Y)$ は、複数の（誤り訂正符号の）ブロックのデータを含めないようにするために、ビット長調整部6001は、第1のビット列503を入力とし、符号語長（ブロック長（符号長）） $N$ の誤り訂正符号の符号語の例えば後端や先端または所定の位置に調整ビット列を付加し、構成するビット数がビット数 $(X+Y)$ の倍数となる、マッピング部のための第2ビット列を出力する。そして、調整ビット列は、符号化処理により得られた $N$ ビットの符号語のうち所定の部分のビット値を部分的に1以上繰り返して（レペティション）構成することである。」

20

である。なお、「 $X+Y$ の値」については、上述の実施の形態1から実施の形態3で説明したものと同様であるものとする。

#### 【1303】

本実施の形態における実施の形態2の変形例では、さらに、上述で説明した $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を考慮して、調整ビット列のビット数を決定することになる。以下で、具体的に説明する。

30

説明を簡単にするために、より具体的な例をあげて説明する。

使用する誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を64800ビットとし、また、 $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を9とする。そして、変調方式としてはQPSK、16QAM、64QAM、256QAMを使用することが可能であるとする。したがって、 $(s_1(t))$ （第1の複素信号 $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号 $s_2$ ）の変調方式）としては、(QPSK, QPSK)、(QPSK, 16QAM)、(QPSK, 64QAM)、(QPSK, 256QAM)、(16QAM, 16QAM)、(16QAM, 64QAM)、(16QAM, 256QAM)、(64QAM, 256QAM)、(256QAM, 256QAM)というセットを考えることができるが、この中のいくつかの例をピックアップして説明する。

40

#### 【1304】

なお、本実施の形態では、他の実施の形態と同様に、第1の複素信号 $s_1(s_1(t))$ の変調方式、および、第2の複素信号 $s_2(s_2(t))$ の変調方式、いずれも、複数の変調方式から切り替えが可能であるものとする。

そして、本実施の形態における実施の形態2の変形例の特徴としては、 $(X+Y)$ の値と $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ と符号長のビット数 $(N)$ と調整ビット列のビット数の和に対し、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z)$ とすると、符号長のビット数 $(N)$ と調整ビット列のビット数の和は、 $\gamma$ の倍数であるものとする。つまり、符号長のビット数 $(N)$ と調整ビット

50

列のビット数の和は、 $X + Y$ と $z$ の最小公倍数の倍数であるものとする。ただし、 $X$ は1以上の整数、 $Y$ は1以上の整数、したがって、 $X + Y$ は2以上の整数とし、 $z$ は2以上の整数とする。なお、調整ビット列のビット数が0のときが理想的であるが、0とできない場合が発生する可能性がある。このとき、上述の特徴のように調整ビット列を付加することが一つの重要なポイントとなる。

### 【1305】

以下では、この点について、例を用いて説明する。

#### (例3)

( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)として、(16QAM、16QAM)とし、誤り訂正符号(例えば、LDPC符号等のブロック符号)の符号語長(ブロック長(符号長))を64800ビットとし、 $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を9する。すると、 $\gamma = \text{LCM}(X + Y, z) = (8, 9) = 72$ となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は $72 \times n$ ビットとなる(ただし、 $n$ は0以上の整数とする)。

### 【1306】

図101(A)は、図60の変調部の符号化部502LAが出力する第1ビット列503の様子を示している。図101(A)において、10101はビット数64800の第 $i$ 番目のブロックの符号語を示しており、10102はビット数64800の第 $i + 1$ 番目のブロックの符号語を示しており、10103はビット数64800の第 $i + 2$ 番目のブロックの符号語を示しており、10104はビット数64800の第 $i + 3$ 番目のブロックの符号語を示しており、以降、第 $i + 4$ 番目のブロックの符号語、第 $i + 5$ 番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

### 【1307】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は $72 \times n$ ビットとなる(ただし、 $n$ は0以上の整数とする)。ここでは、「調整ビット列のビット数」を0(ゼロ)ビットとする。したがって、図60の変調部のビット長調整部6001が出力する第2ビット列6003の様子は、図101(B)のようになる。つまり、図101(B)は、図60の変調部のR102LAが出力する第1ビット列503の様子と同様、図60の変調部のビット長調整部6001が出力する第2ビット列6003では、ビット数64800の第 $i$ 番目のブロックの符号語10101、ビット数64800の第 $i + 1$ 番目のブロックの符号語10102、ビット数64800の第 $i + 2$ 番目のブロックの符号語10103、ビット数64800の第 $i + 3$ 番目のブロックの符号語10104、以降、第 $i + 4$ 番目のブロックの符号語、第 $i + 5$ 番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

### 【1308】

#### (例4)

( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)として、(64QAM、256QAM)とし、誤り訂正符号(例えば、LDPC符号等のブロック符号)の符号語長(ブロック長(符号長))を64800ビットとし、 $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を9する。すると、 $\gamma = \text{LCM}(X + Y, z) = (14, 9) = 126$ となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は $126 \times n + 90$ ビットとなる(ただし、 $n$ は0以上の整数とする)。

### 【1309】

図102(A)は、図60の変調部の符号化部502LAが出力する第1ビット列503の様子を示している。図102(A)において、10101はビット数64800の第 $i$ 番目のブロックの符号語を示しており、10102はビット数64800の第 $i + 1$ 番目のブロックの符号語を示しており、10103はビット数64800の第 $i + 2$ 番目のブロックの符号語を示しており、10104はビット数64800の第 $i + 3$ 番目のブ



ックの符号語を示しており、以降、第  $i + 4$  番目のブロックの符号語、第  $i + 5$  番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

#### 【1310】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は  $126 \times n + 90$  ビットとなる（ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする）。ここでは、「調整ビット列のビット数」を 90 ビットとする。したがって、図 60 の変調部のビット長調整部 6001 が出力する第 2 ビット列 6003 の様子は、図 102 (B) のようになる。

#### 【1311】

図 102 (B) において、10201、10202、10203 は「調整ビット列」を示している。「調整ビット列」10201 は、ビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語 10101 のための調整ビット列であり、そのビット数は 90 ビットである。したがって、ビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語 10101 と「調整ビット列」10201 の合計のビット数は 64890 ビットとなる。これにより、実施の形態 2 で述べた効果を得ることができる。そして、ビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語 10101 と「調整ビット列」10201 の合計のビット数は 64890 ビットを送信するのに必要なスロット数（ここでは、1 スロットとは、 $s_1$  のシンボル 1 シンボルと  $s_2$  のシンボル 1 シンボルで形成されるものを意味する。） $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。

#### 【1312】

これにより、ビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語 10101 と「調整ビット列」10201 の合計のビット数は 64890 ビットを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る 9 つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i$  番目のブロックの符号語 10101 に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

同様に、「調整ビット列」10202 は、ビット数 64800 の第  $i + 1$  番目のブロックの符号語 10102 のための調整ビット列であり、そのビット数は 90 ビットである。したがって、ビット数 64800 の第  $i + 1$  番目のブロックの符号語 10102 と「調整ビット列」10202 の合計のビット数は 64890 ビットとなる。これにより、実施の形態 2 で述べた効果を得ることができる。そして、ビット数 64800 の第  $i + 1$  番目のブロックの符号語 10102 と「調整ビット列」10202 の合計のビット数は 64890 ビットを送信するのに必要なスロット数  $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。よって、ビット数 64800 の第  $i + 1$  番目のブロックの符号語 10102 と「調整ビット列」10202 の合計のビット数は 64890 ビットを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る 9 つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i + 1$  番目のブロックの符号語 10102 に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

#### 【1313】

同様に、「調整ビット列」10203 は、ビット数 64800 の第  $i + 2$  番目のブロックの符号語 10103 のための調整ビット列であり、そのビット数は 90 ビットである。したがって、ビット数 64800 の第  $i + 2$  番目のブロックの符号語 10103 と「調整ビット列」10203 の合計のビット数は 64890 ビットとなる。これにより、実施の形態 2 で述べた効果を得ることができる。そして、ビット数 64800 の第  $i + 2$  番目のブロックの符号語 10103 と「調整ビット列」10203 の合計のビット数は 64890 ビットを送信するのに必要なスロット数  $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。よってビット数 64800 の第  $i + 2$  番目のブロックの符号語 10103 と「調整ビット列」10203 の合計のビット数は 64890 ビットを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る 9 つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i + 2$  番目のブロックの符号語 10103 に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

#### 【1314】

なお、実施の形態 2 で述べたように、調整ビット列は、符号化処理により得られた  $N$  ビットの符号語のうち所定の部分のビット値を部分的に 1 以上繰り返して（レペティション）構成することになる。なお、調整ビット列の具体的な構成方法については、実施の形態

10

20

30

40

50

2で説明したとおりである。

そして、調整ビット列の挿入方法については、図102に限ったものではなく、64800ビットの符号語と90ビット調整ビット列の計64890ビットをどのような順番に並べてもよい。

【1315】

＜実施の形態3の変形例＞

実施の形態3において、図97、図98におけるマッピング部9702以前の処理を行う変調部の構成は、図73のとおりである。そして、実施の形態3の特徴は、

「図73の符号化部502LAが誤り訂正符号の符号語長（ブロック長（符号長））Nの符号語を出力した際、Nの値に依らず、マッピング部504で使用する2つの変調方式が、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号s1および第2の複素信号s2により送信することができるビット数(X+Y)は、複数の（誤り訂正符号の）ブロックのデータを含めないようにするために、ビット長調整部7301は、ビット列503Vを入力とし、符号語長（ブロック長（符号長））Nの誤り訂正符号の符号語の例えば後端や先端または所定の位置に調整ビット列を付加し、構成するビット数がビット数(X+Y)の倍数となる、マッピング部のためのビット長調整後のビット列を出力する。そして、調整ビット列は、符号化処理により得られたNビットの符号語のうち所定の部分のビット値を部分的に1以上繰り返して（レペティション）構成する、または、所定のビット列で構成することである。」  
である。なお、「X+Yの値」については、上述の実施の形態1から実施の形態3で説明したものと同様であるものとする。

【1316】

本実施の形態における実施の形態2の変形例では、さらに、上述で説明した $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を考慮して、調整ビット列のビット数を決定することになる。以下で、具体的に説明する。

説明を簡単にするために、より具体的な例をあげて説明する。

使用する誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を64800ビットとし、また、 $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を9とする。そして、変調方式としてはQPSK、16QAM、64QAM、256QAMを使用することが可能であるとする。したがって、 $(s_1(t))$ （第1の複素信号s1）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号s2）の変調方式）としては、（QPSK, QPSK）、（QPSK, 16QAM）、（QPSK, 64QAM）、（QPSK, 256QAM）、（16QAM, 16QAM）、（16QAM, 64QAM）、（16QAM, 256QAM）、（64QAM, 256QAM）、（256QAM, 256QAM）というセットを考えることができるが、この中のいくつかの例をピックアップして説明する。

【1317】

なお、本実施の形態では、他の実施の形態と同様に、第1の複素信号s1（ $s_1(t)$ ）の変調方式、および、第2の複素信号s2（ $s_2(t)$ ）の変調方式、いずれも、複数の変調方式から切り替えが可能であるものとする。

そして、本実施の形態における実施の形態3の変形例の特徴としては、 $(X+Y)$ の値と $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ と符号長のビット数(N)と調整ビット列のビット数の和に対し、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z)$ とすると、符号長のビット数(N)と調整ビット列のビット数の和は、 $\gamma$ の倍数であるものとする。つまり、符号長のビット数(N)と調整ビット列のビット数の和は、 $X+Y$ と $z$ の最小公倍数の倍数であるものとする。ただし、Xは1以上の整数、Yは1以上の整数、したがって、 $X+Y$ は2以上の整数とし、 $z$ は2以上の整数とする。なお、調整ビット列のビット数が0のときが理想的であるが、0とできない場合が発生する可能性がある。このとき、上述の特徴のように調整ビット列を付加することが一つの重要なポイントとなる。

【1318】

以下では、この点について、例を用いて説明する。

(例5)

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) として、(16 QAM、16 QAM) とし、誤り訂正符号 (例えば、LDPC 符号等のブロック符号) の符号語長 (ブロック長 (符号長)) を 64800 ビットとし、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を 9 する。すると、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z) = (8, 9) = 72$  となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は  $72 \times n$  ビットとなる (ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする)。

【1319】

10

図101 (A) は、図73の変調部の符号化部502 LAが出力する第1ビット列503 Aの様子を示している。図101 (A) において、10101はビット数64800の第  $i$  番目のブロックの符号語を示しており、10102はビット数64800の第  $i+1$  番目のブロックの符号語を示しており、10103はビット数64800の第  $i+2$  番目のブロックの符号語を示しており、10104はビット数64800の第  $i+3$  番目のブロックの符号語を示しており、以降、第  $i+4$  番目のブロックの符号語、第  $i+5$  番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

【1320】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は  $72 \times n$  ビットとなる (ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする)。ここでは、「調整ビット列のビット数」を 0 (ゼロ) ビットとする。したがって、図73の変調部のビット長調整部7301が出力するビット長調整後のビット列7303の様子は、図101 (B) のようになる。つまり、図101 (B) は、図73の変調部のR102 LAが出力する第1ビット列503 Aの様子と同様、図73の変調部のビット長調整部7301が出力するビット長調整後のビット列7303では、ビット数64800の第  $i$  番目のブロックの符号語10101、ビット数64800の第  $i+1$  番目のブロックの符号語10102、ビット数64800の第  $i+2$  番目のブロックの符号語10103、ビット数64800の第  $i+3$  番目のブロックの符号語10104、以降、第  $i+4$  番目のブロックの符号語、第  $i+5$  番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

20

【1321】

30

(例6)

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) として、(64 QAM、256 QAM) とし、誤り訂正符号 (例えば、LDPC 符号等のブロック符号) の符号語長 (ブロック長 (符号長)) を 64800 ビットとし、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を 9 する。すると、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z) = (14, 9) = 126$  となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は  $126 \times n + 90$  ビットとなる (ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする)。

【1322】

図103 (A) は、図73の変調部の符号化部502 LAが出力する第1ビット列503 Aの様子を示している。図103 (A) において、10101はビット数64800の第  $i$  番目のブロックの符号語を示しており、10102はビット数64800の第  $i+1$  番目のブロックの符号語を示しており、以降、第  $i+2$  番目のブロックの符号語、第  $i+3$  番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

40

【1323】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な「調整ビット列のビット数」は  $126 \times n + 90$  ビットとなる (ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする)。ここでは、「調整ビット列のビット数」を 90 ビットとする。したがって、図73の変調部のビット長調整部7301が出力するビット長調整後のビット列7303の様子は、図103 (B) のようになる。

50

## 【1324】

図103 (B)において、103aは符号語の(1)ビットを示しており、103bは調整ビット列のビットを示している。10301は第*i*番目のブロックの符号語10101と第*i*番目のブロックの符号語10101のための調整ビット列で構成された合計のビット数は64890ビットとなる。そして、10302は第*i*+1番目のブロックの符号語10102と第*i*+1番目のブロックの符号語10102のための調整ビット列で構成された合計のビット数は64890ビットとなる。

## 【1325】

これにより、実施の形態3で述べた効果を得ることができる。そして、ビット数64800の第*i*番目のブロックの符号語10101と「調整ビット列」の合計のビット数は64890ビットを送信するのに必要なスロット数(ここでは、1スロットとは、s1のシンボル1シンボルとs2のシンボル1シンボルで形成されるものを意味する。)  $\theta(i)$ の変更の周期  $z=9$  の整数倍となる。

10

## 【1326】

これにより、ビット数64800の第*i*番目のブロックの符号語10101と「調整ビット列」の合計のビット数は64890ビットを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$ が取り得る9つの値の各出現回数が等しくなるため、第*i*番目のブロックの符号語10101に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

同様に、ビット数64800の第*i*+1番目のブロックの符号語10102と「調整ビット列」の合計のビット数は64890ビットを送信するのに必要なスロット数  $\theta(i)$ の変更の周期  $z=9$  の整数倍となる。よって、ビット数64800の第*i*+1番目のブロックの符号語10102と「調整ビット列」の合計のビット数は64890ビットを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$ が取り得る9つの値の各出現回数が等しくなるため、第*i*+1番目のブロックの符号語10102に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

20

## 【1327】

なお、実施の形態3で述べたように、調整ビット列は、符号化処理により得られたNビットの符号語のうち所定の部分のビット値を部分的に1以上繰り返して(レペティション)構成する成する、または、所定のビット列で構成する、となる。なお、調整ビット列の具体的な構成方法については、実施の形態3で説明したとおりである。

30

そして、調整ビット列の挿入方法については、図103に限ったものではなく、64800ビットの符号語と90ビット調整ビット列の計64890ビットをどのような順番に並べてもよい。

## 【1328】

また、実施の形態3で述べたように、インタリーブのサイズが  $N \times z$  ビットの場合もある。この場合、以下のような特徴をもつことになる。

「図73の符号化部502LAが誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長))Nの符号語を出力した際、Nの値に依らず、マッピング部504で使用する2つの変調方式が、あらゆる変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、同一周波数、同一時間に送信される第1の複素信号s1および第2の複素信号s2により送信することができるビット数(X+Y)は、複数の(誤り訂正符号の)ブロックのデータを含めないようにするために、ビット長調整部7301は、インタリーブに蓄積する  $N \times z$  ビットに対し、調整ビット列を付加し、  $N \times z$  ビットと調整ビット列の合計ビット数が、  $y = LCM(X+Y, z)$  の倍数となる。」

40

## &lt;実施の形態4の変形例&gt;

実施の形態4において、図97、図98におけるマッピング部9702以前の処理を行う変調部の構成は、図80、図83のとおりである。そして、実施の形態4の特徴は、「第*i*番目のブロックのLDPC符号の符号語の符号長Nに対し、符号化前に一時的に挿入された調整ビット列を削除した、第2のビット列(ビット長調整後のビット列)800

50

3において、第2のビット列（ビット長調整後のビット列）8003のビット数が、設定された $s_1(t)$ の第1の変調方式と $s_2(t)$ の第2の変調方式のセットで決定するビット数 $(X+Y)$ の倍数となっていることである。」

である。なお、「 $X+Y$ の値」については、上述の実施の形態1から実施の形態3で説明したものと同様であるものとする。

#### 【1329】

本実施の形態における実施の形態4の変形例では、さらに、上述で説明した $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を考慮して、調整ビット列のビット数を決定することになる。以下で、具体的に説明する。

説明を簡単にするために、より具体的な例をあげて説明する。

使用する誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を64800ビットとし、また、 $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を9とする。そして、変調方式としてはQPSK、16QAM、64QAM、256QAMを使用することが可能であるとする。したがって、 $(s_1(t))$ （第1の複素信号 $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号 $s_2$ ）の変調方式）としては、(QPSK, QPSK)、(QPSK, 16QAM)、(QPSK, 64QAM)、(QPSK, 256QAM)、(16QAM, 16QAM)、(16QAM, 64QAM)、(16QAM, 256QAM)、(64QAM, 256QAM)、(256QAM, 256QAM)というセットを考えることができるが、この中のいくつかの例をピックアップして説明する。

#### 【1330】

なお、本実施の形態では、他の実施の形態と同様に、第1の複素信号 $s_1(s_1(t))$ の変調方式、および、第2の複素信号 $s_2(s_2(t))$ の変調方式、いずれも、複数の変調方式から切り替えが可能であるものとする。

そして、本実施の形態における実施の形態4の変形例の特徴としては、 $(X+Y)$ の値と $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ と符号長のビット数 $(N)$ と調整ビット列のビット数の和に対し、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z)$ とすると、ビット長調整後のビット列のビット数は、 $\gamma$ の倍数であるものとする。つまり、ビット長調整後のビット列のビット数は、 $X+Y$ と $z$ の最小公倍数の倍数であるものとする。ただし、 $X$ は1以上の整数、 $Y$ は1以上の整数、したがって、 $X+Y$ は2以上の整数とし、 $z$ は2以上の整数とする。なお、ビット長調整後のビット列のビット数と符号語のビット数の差が0のときが理想的であるが、0とできない場合が発生する可能性がある。このとき、上述の特徴のようにビット長を調整することが一つの重要なポイントとなる。

#### 【1331】

以下では、この点について、例を用いて説明する。

#### (例7)

$(s_1(t))$ （第1の複素信号 $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号 $s_2$ ）の変調方式）として、(16QAM, 16QAM)とし、誤り訂正符号（例えば、LDPC符号等のブロック符号）の符号語長（ブロック長（符号長））を64800ビットとし、 $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を9とする。すると、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z) = (8, 9) = 72$ となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は $72 \times n$ ビットとなる（ただし、 $n$ は0以上の整数とする）。

#### 【1332】

図101(A)は、図80および図83の変調部の符号化部502が出力する第1ビット列503'（または、503Λ）の様子を示している。図101(A)において、10101はビット数64800の第 $i$ 番目のブロックの符号語を示しており、10102はビット数64800の第 $i+1$ 番目のブロックの符号語を示しており、10103はビット数64800の第 $i+2$ 番目のブロックの符号語を示しており、10104はビット数64800の第 $i+3$ 番目のブロックの符号語を示しており、以降、第 $i+4$ 番目のブ

ックの符号語、第  $i + 5$  番目のブロックの符号語、 $\dots$ と並ぶことになる。なお、ブロックの符号語 10101、10102、10103、10104 には、一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）は含まれていない。

#### 【1333】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は  $72 \times n$  ビットとなる（ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする）。ここでは、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」を 0（ゼロ）ビットとする。したがって、図 80 および図 83 の後段部 8001B が出力するビット長調整後のビット列 8003 の様子は、図 101（B）のようになる。つまり、図 101（B）は、図 80 および図 83 の変調部の R102 が出力する第 1 ビット列 503'（または、503 $\Delta$ ）の様子と同様、図 80 および図 83 の後段部 8001B が出力するビット長調整後のビット列 8003 では、ビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語 10101、ビット数 64800 の第  $i + 1$  番目のブロックの符号語 10102、ビット数 64800 の第  $i + 2$  番目のブロックの符号語 10103、ビット数 64800 の第  $i + 3$  番目のブロックの符号語 10104、以降、第  $i + 4$  番目のブロックの符号語、第  $i + 5$  番目のブロックの符号語、 $\dots$ と並ぶことになる。

#### 【1334】

#### （例 8）

$(s_1(t))$ （第 1 の複素信号  $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第 2 の複素信号  $s_2$ ）の変調方式）として、（64QAM、256QAM）とし、誤り訂正符号（例えば、LDPC 符号等のブロック符号）の符号語長（ブロック長（符号長））を 64800 ビットとし、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を 9 する。すると、 $\gamma = \text{LCM}(X + Y, z) = (14, 9) = 126$  となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は  $126 \times n + 36$  ビットとなる（ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする）。

#### 【1335】

図 104（A）は、図 80 および図 83 の変調部の符号化部 502 が出力する第 1 ビット列 503'（または、503 $\Delta$ ）の様子を示している。図 104（A）において、10401 はビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語を示しており、10402 はビット数 64800 の第  $i + 1$  番目のブロックの符号語を示しており、以降、第  $i + 2$  番目のブロックの符号語、第  $i + 3$  番目のブロックの符号語、 $\dots$ と並ぶことになる。

#### 【1336】

なお、図 104 において、104b は一時的に挿入された調整ビット列のビットを示しており、104a はそれ以外のビットを示している。

したがって、図 104（A）のビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語 10401 には、36 ビットの一時的に挿入された調整ビット列のビット 104b が存在しており、また、ビット数 64800 の第  $i + 1$  番目のブロックの符号語 10402 には、36 ビットの一時的に挿入された調整ビット列のビット 104b が存在している。

#### 【1337】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は  $126 \times n + 36$  ビットとなる（ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする）。ここでは、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」を 36 ビットとする。そして、図 80 および図 83 における後段部 8001B では、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）」を削除する。したがって、図 80 および図 83 の変調部の後段部 8001B が出力するビット長調整後のビット列 8003 の様子は、図 104（B）のようになる。

#### 【1338】

図 104（B）において、10403 は第  $i$  番目のビット長調整後のビット列を示しており、ビット 104a のみで構成されている。そして、第  $i$  番目のビット長調整後のビッ

10

20

30

40

50

ト列 1 0 4 0 3 のビット数は  $64800 - 36 = 64764$  となる。

同様に、1 0 4 0 4 は第  $i + 1$  番目のビット長調整後のビット列を示しており、ビット 1 0 4 a のみで構成されている。そして、第  $i + 1$  番目のビット長調整後のビット列 1 0 4 0 4 のビット数は  $64800 - 36 = 64764$  となる。

...

よって、実施の形態 4 で述べた効果を得ることができる。

#### 【1 3 3 9】

そして、第  $i$  番目のビット長調整後のビット列を送信するのに必要なスロット数（ここでは、1 スロットとは、 $s_1$  のシンボル 1 シンボルと  $s_2$  のシンボル 1 シンボルで形成されるものを意味する。） $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。

10

これにより、第  $i$  番目のビット長調整後のビット列を形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る 9 つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i$  番目のビット長調整後のビット列に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

#### 【1 3 4 0】

また、第  $i + 1$  番目のビット長調整後のビット列を送信するのに必要なスロット数（ここでは、1 スロットとは、 $s_1$  のシンボル 1 シンボルと  $s_2$  のシンボル 1 シンボルで形成されるものを意味する。） $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。

これにより、第  $i + 1$  番目のビット長調整後のビット列を形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る 9 つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i + 1$  番目のビット長調整後のビット列に含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

20

...

なお、一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）の具体的な構成方法については、実施の形態 4 で説明したとおりである。

#### 【1 3 4 1】

#### <実施の形態 8 の変形例>

実施の形態 8 において、図 9 7、図 9 8 におけるマッピング部 9 7 0 2 以前の処理を行う変調部の構成は、図 9 1、図 9 3 のとおりである。そして、実施の形態 8 の特徴は、「ビット長調整部は、 $N$  ビットの符号語から、 $PunNum$  ビットのデータを削除し、 $N - PunNum$  ビットのデータ列を出力する。このとき、 $N - PunNum$  が、「 $X + Y$  の値」の倍数となるような、 $PunNum$  を決定する。」

30

である。なお、「 $X + Y$  の値」については、上述の実施の形態 1 から実施の形態 3 で説明したものと同様であるものとする。

#### 【1 3 4 2】

本実施の形態における実施の形態 8 の変形例では、さらに、上述で説明した  $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を考慮して、削除するデータのビット数  $PunNum$  を決定することになる。以下で、具体的に説明する。

説明を簡単にするために、より具体的な例をあげて説明する。

使用する誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を 6 4 8 0 0 ビットとし、また、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を 9 とする。そして、変調方式としては Q P S K、1 6 Q A M、6 4 Q A M、2 5 6 Q A M を使用することが可能であるとする。したがって、 $(s_1(t))$ （第 1 の複素信号  $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第 2 の複素信号  $s_2$ ）の変調方式）としては、(Q P S K, Q P S K)、(Q P S K, 1 6 Q A M)、(Q P S K, 6 4 Q A M)、(Q P S K, 2 5 6 Q A M)、(1 6 Q A M, 1 6 Q A M)、(1 6 Q A M, 6 4 Q A M)、(1 6 Q A M, 2 5 6 Q A M)、(6 4 Q A M, 2 5 6 Q A M)、(2 5 6 Q A M, 2 5 6 Q A M) というセットを考えることができるが、この中のいくつかの例をピックアップして説明する。

40

#### 【1 3 4 3】

なお、本実施の形態では、他の実施の形態と同様に、第 1 の複素信号  $s_1(s_1(t))$  の変調方式、および、第 2 の複素信号  $s_2(s_2(t))$  の変調方式、いずれも、複数

50

の変調方式から切り替えが可能であるものとする。

そして、本実施の形態における実施の形態 8 の変形例の特徴としては、 $(X+Y)$  の値と  $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  と符号長のビット数  $(N)$  と調整ビット列のビット数の和に対し、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z)$  とすると、 $N - \text{PunNum}$  ビットのデータ列のビット数  $N - \text{PunNum}$  は、 $\gamma$  の倍数であるものとする。つまり、 $N - \text{PunNum}$  は、 $X+Y$  と  $z$  の最小公倍数の倍数であるものとする。ただし、 $X$  は 1 以上の整数、 $Y$  は 1 以上の整数、したがって、 $X+Y$  は 2 以上の整数とし、 $z$  は 2 以上の整数とする。なお、 $\text{PunNum}$  は 0 のときが理想的であるが、0 とできない場合が発生する可能性がある。このとき、上述の特徴のように  $N - \text{PunNum}$  を調整することが一つの重要なポイントとなる。

【1344】

10

以下では、この点について、例を用いて説明する。

(例 9)

$(s_1(t))$  (第 1 の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第 2 の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) として、(16QAM、16QAM) とし、誤り訂正符号 (例えば、LDPC 符号等のブロック符号) の符号語長 (ブロック長 (符号長)) を 64800 ビットとし、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を 9 する。すると、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z) = (8, 9) = 72$  となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な  $\text{PunNum}$  は  $72 \times n$  ビットとなる (ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする)。

【1345】

20

図 101 (A) は、図 91 および図 93 の変調部の符号化部 502 が出力する  $N$  ビットの符号語 503 の様子を示している。図 101 (A) において、10101 はビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語を示しており、10102 はビット数 64800 の第  $i+1$  番目のブロックの符号語を示しており、10103 はビット数 64800 の第  $i+2$  番目のブロックの符号語を示しており、10104 はビット数 64800 の第  $i+3$  番目のブロックの符号語を示しており、以降、第  $i+4$  番目のブロックの符号語、第  $i+5$  番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

【1346】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な  $\text{PunNum}$  は  $72 \times n$  ビットとなる (ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする)。ここでは、 $\text{PunNum}$  を 0 (ゼロ) ビットとする。したがって、図 91 および図 93 のビット長調整部 9101 が出力する  $N - \text{PunNum}$  ビットのデータ列 9102 の様子は、図 101 (B) のようになる。つまり、図 101 (B) は、図 91 および図 93 の変調部の R102 が出力する第 1 ビット列 503 の様子と同様、ビット長調整部 9101 が出力する  $N - \text{PunNum}$  ビットのデータ列 9102 では、ビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語 10101、ビット数 64800 の第  $i+1$  番目のブロックの符号語 10102、ビット数 64800 の第  $i+2$  番目のブロックの符号語 10103、ビット数 64800 の第  $i+3$  番目のブロックの符号語 10104、以降、第  $i+4$  番目のブロックの符号語、第  $i+5$  番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

【1347】

40

(例 10)

$(s_1(t))$  (第 1 の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第 2 の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) として、(64QAM、256QAM) とし、誤り訂正符号 (例えば、LDPC 符号等のブロック符号) の符号語長 (ブロック長 (符号長)) を 64800 ビットとし、 $\theta(i)$  の変更の周期  $z$  を 9 する。すると、 $\gamma = \text{LCM}(X+Y, z) = (14, 9) = 126$  となる。したがって、上記の特徴を満たすために必要な  $\text{PunNum}$  は  $126 \times n + 36$  ビットとなる (ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする)。

【1348】

図 105 (A) は、図 91 および図 93 の変調部の符号化部 502 が出力する  $N$  ビット

50



の符号語 503 の様子を示している。図 105 (A) において、10101 はビット数 64800 の第  $i$  番目のブロックの符号語を示しており、10102 はビット数 64800 の第  $i+1$  番目のブロックの符号語を示しており、10103 はビット数 64800 の第  $i+2$  番目のブロックの符号語を示しており、10104 はビット数 64800 の第  $i+3$  番目のブロックの符号語を示しており、以降、第  $i+4$  番目のブロックの符号語、第  $i+5$  番目のブロックの符号語、・・・と並ぶことになる。

#### 【1349】

先にも述べたように、上記の特徴を満たすために必要な  $PunNum$  は  $126 \times n + 36$  ビットとなる（ただし、 $n$  は 0 以上の整数とする）。ここでは、 $PunNum$  を 36 ビットとする。したがって、図 91 および図 93 のビット長調整部 9101 が出力する  $N-PunNum$  ビットのデータ列 9102 の様子は、図 105 (B) のようになる。

10

図 105 (B) において、10501 は第  $i$  番目のビット長調整後のビット列、つまり、第  $i$  番目の  $N-PunNum$  ビットのデータ列となる。したがって、 $64800 - 36 = 64764$  ビットで構成される第  $i$  番目のビット長調整後のブロックである。

#### 【1350】

同様に、10502 は第  $i+1$  番目のビット長調整後のビット列、つまり、第  $i+1$  番目の  $N-PunNum$  ビットのデータ列となる。したがって、 $64800 - 36 = 64764$  ビットで構成される第  $i+1$  番目のビット長調整後のブロックである。そして、10503 は第  $i+2$  番目のビット長調整後のビット列、つまり、第  $i+2$  番目の  $N-PunNum$  ビットのデータ列となる。したがって、 $64800 - 36 = 64764$  ビットで構成される第  $i+2$  番目のビット長調整後のブロックである。

20

#### 【1351】

10504 は第  $i+3$  番目のビット長調整後のビット列、つまり、第  $i+3$  番目の  $N-PunNum$  ビットのデータ列となる。したがって、 $64800 - 36 = 64764$  ビットで構成される第  $i+3$  番目のビット長調整後のブロックである。

・・・

よって、実施の形態 8 で述べた効果を得ることができる。

#### 【1352】

そして、第  $i$  番目のビット長調整後のブロックを送信するのに必要なスロット数（ここでは、1 スロットとは、 $s1$  のシンボル 1 シンボルと  $s2$  のシンボル 1 シンボルで形成されるものを意味する。） $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。

30

これにより、第  $i$  番目のビット長調整後のブロックを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る 9 つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i$  番目のビット長調整後のブロックに含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

#### 【1353】

また、第  $i+1$  番目のビット長調整後のブロックを送信するのに必要なスロット数（ここでは、1 スロットとは、 $s1$  のシンボル 1 シンボルと  $s2$  のシンボル 1 シンボルで形成されるものを意味する。） $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。

これにより、第  $i+1$  番目のビット長調整後のブロックを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る 9 つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i+1$  番目のビット長調整後のブロックに含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

40

#### 【1354】

第  $i+2$  番目のビット長調整後のブロックを送信するのに必要なスロット数（ここでは、1 スロットとは、 $s1$  のシンボル 1 シンボルと  $s2$  のシンボル 1 シンボルで形成されるものを意味する。） $\theta(i)$  の変更の周期  $z = 9$  の整数倍となる。

これにより、第  $i+2$  番目のビット長調整後のブロックを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$  が取り得る 9 つの値の各出現回数が等しくなるため、第  $i+2$  番目のビット長調整後のブロックに含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

#### 【1355】

第  $i+3$  番目のビット長調整後のブロックを送信するのに必要なスロット数（ここでは

50

、1スロットとは、 $s_1$ のシンボル1シンボルと $s_2$ のシンボル1シンボルで形成されるものを意味する。)  $\theta(i)$ の変更の周期 $z=9$ の整数倍となる。

これにより、第 $i+3$ 番目のビット長調整後のブロックを形成するスロットにおいて、 $\theta(i)$ が取り得る9つの値の各出現回数が等しくなるため、第 $i+3$ 番目のビット長調整後のブロックに含まれる情報が高い受信品質で得ることができる可能性が高くなる。

【1356】

以降のビット長調整後のブロックについても同様である。

上記の例のように実施することで、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができる。なお、受信装置の構成については、実施の形態5、実施の形態6、実施の形態7、実施の形態8で説明したとおりである。(ただし、ビット長の調整方法については、本実施の形態で説明したとおりである。)

10

また、符号化部が誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長)) $N$ ビットの符号語を出力した際、 $N$ の値に依らず、あらゆる( $s_1$ と $s_2$ の)変調方式の組み合わせに基づく複素信号の組に対し、ビット長調整後のブロックが上記の例で説明したいずれかを満たすと、送信装置、および/または、受信装置のメモリを削減の効果がより、効果的となる可能性が高い。

【1357】

20

(実施の形態11)

実施の形態1から実施の形態10において、複数の例を用いて、「符号化部が誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長)) $N$ ビットの符号語を出力した際、ビット長調整後のブロックが「 $X+Y$ の値」の倍数となっている」ように制御する方法について説明した。本実施の形態では、「符号化部が誤り訂正符号の符号語長(ブロック長(符号長)) $N$ ビットの符号語を出力した際、ビット長調整後のブロックが「 $X+Y$ の値」の倍数となっている」について再度説明を行う。

【1358】

なお、「 $X+Y$ の値」については、上述の実施の形態1から実施の形態3で説明したものと同様であるものとする。

30

本実施の形態では、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットまたは64800ビットとし、( $s_1(t)$ (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$ (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)としては、(QPSK, QPSK)、(QPSK, 16QAM)、(QPSK, 64QAM)、(QPSK, 256QAM)、(16QAM, 16QAM)、(16QAM, 64QAM)、(16QAM, 256QAM)、(64QAM, 256QAM)、(256QAM, 256QAM)というセットを考える。(なお、以下では、 $n$ は0以上の整数とする。)すると、以下のようになる。

【1359】

40

[1]

( $s_1(t)$ (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$ (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(QPSK, QPSK)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットとする。(「 $X+Y$ の値」は4となる。)

[1-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $4 \times n$ となる。

[1-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $4 \times n$ となる。(ただし、 $4 \times n < 16200$ とする。)

[1-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、 $P_{unNum}$ (削除するビット)のビット数は $4 \times n$ となる。(ただし、 $4 \times n < 16200$ とする。)

50

[2]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(QPSK, 16QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を16200ビットとする。(「X+Yの値」は6となる。)

[2-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $6 \times n$  となる。

[2-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $6 \times n$  となる。(ただし、 $6 \times n < 16200$  とする。)

[2-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum (削除するビット) のビット数は  $6 \times n$  となる。(ただし、 $6 \times n < 16200$  とする。)

10

[3]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(QPSK, 64QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を16200ビットとする。(「X+Yの値」は8となる。)

[3-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $8 \times n$  となる。

[3-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $8 \times n$  となる。(ただし、 $8 \times n < 16200$  とする。)

20

[3-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum (削除するビット) のビット数は  $8 \times n$  となる。(ただし、 $8 \times n < 16200$  とする。)

[4]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(QPSK, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を16200ビットとする。(「X+Yの値」は10となる。)

[4-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $10 \times n$  となる。

[4-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $10 \times n$  となる。(ただし、 $10 \times n < 16200$  とする。)

30

[4-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum (削除するビット) のビット数は  $10 \times n$  となる。(ただし、 $10 \times n < 16200$  とする。)

[5]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(16QAM, 16QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を16200ビットとする。(「X+Yの値」は8となる。)

[5-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $8 \times n$  となる。

40

[5-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $8 \times n$  となる。(ただし、 $8 \times n < 16200$  とする。)

[5-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum (削除するビット) のビット数は  $8 \times n$  となる。(ただし、 $8 \times n < 16200$  とする。)

[6]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(16QAM, 64QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を16200ビットとする。(「X+Yの値」は10となる。)

[6-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)

50

調整ビット列のビット数は  $10 \times n$  となる。

〔6-2〕実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は  $10 \times n$  となる。（ただし、 $10 \times n < 16200$  とする。）

〔6-3〕実施の形態8の方法を用いたとき、 $PunNum$ （削除するビット）のビット数は  $10 \times n$  となる。（ただし、 $10 \times n < 16200$  とする。）

〔7〕

（ $s_1(t)$ （第1の複素信号  $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号  $s_2$ ）の変調方式）が、（16QAM, 256QAM）、使用する誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を16200ビットとする。（「X+Yの値」は12となる。）

10

〔7-1〕実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、（追加する）調整ビット列のビット数は  $12 \times n$  となる。

〔7-2〕実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は  $12 \times n$  となる。（ただし、 $12 \times n < 16200$  とする。）

〔7-3〕実施の形態8の方法を用いたとき、 $PunNum$ （削除するビット）のビット数は  $12 \times n$  となる。（ただし、 $12 \times n < 16200$  とする。）

〔8〕

（ $s_1(t)$ （第1の複素信号  $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号  $s_2$ ）の変調方式）が、（64QAM, 256QAM）、使用する誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を16200ビットとする。（「X+Yの値」は14となる。）

20

〔8-1〕実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、（追加する）調整ビット列のビット数は  $14 \times n + 12$  となる。

〔8-2〕実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は  $14 \times n + 2$  となる。（ただし、 $14 \times n + 2 < 16200$  とする。）

〔8-3〕実施の形態8の方法を用いたとき、 $PunNum$ （削除するビット）のビット数は  $14 \times n + 2$  となる。（ただし、 $14 \times n + 2 < 16200$  とする。）

〔9〕

30

（ $s_1(t)$ （第1の複素信号  $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号  $s_2$ ）の変調方式）が、（256QAM, 256QAM）、使用する誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を16200ビットとする。（「X+Yの値」は16となる。）

〔9-1〕実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、（追加する）調整ビット列のビット数は  $16 \times n + 8$  となる。

〔9-2〕実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は  $16 \times n + 8$  となる。（ただし、 $16 \times n + 8 < 16200$  とする。）

〔9-3〕実施の形態8の方法を用いたとき、 $PunNum$ （削除するビット）のビット数は  $16 \times n + 8$  となる。（ただし、 $16 \times n + 8 < 16200$  とする。）

40

〔10〕

（ $s_1(t)$ （第1の複素信号  $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号  $s_2$ ）の変調方式）が、（QPSK, QPSK）、使用する誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を64800ビットとする。（「X+Yの値」は4となる。）

〔10-1〕実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、（追加する）調整ビット列のビット数は  $4 \times n$  となる。

〔10-2〕実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は  $4 \times n$  となる。（ただし、 $4 \times n < 64800$  とする。）

〔10-3〕実施の形態8の方法を用いたとき、 $PunNum$ （削除するビット）のビッ

50

ト数は  $4 \times n$  となる。(ただし、 $4 \times n < 64800$  とする。)

#### [11]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(QPSK, 16QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Yの値」は 6 となる。)

[11-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $6 \times n$  となる。

[11-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $6 \times n$  となる。(ただし、 $6 \times n < 64800$  とする。)

10

[11-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum (削除するビット) のビット数は  $6 \times n$  となる。(ただし、 $6 \times n < 64800$  とする。)

#### [12]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(QPSK, 64QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Yの値」は 8 となる。)

[12-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $8 \times n$  となる。

[12-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $8 \times n$  となる。(ただし、 $8 \times n < 64800$  とする。)

20

[12-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum (削除するビット) のビット数は  $8 \times n$  となる。(ただし、 $8 \times n < 64800$  とする。)

#### [13]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(QPSK, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Yの値」は 10 となる。)

[13-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $10 \times n$  となる。

30

[13-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $10 \times n$  となる。(ただし、 $10 \times n < 64800$  とする。)

[13-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum (削除するビット) のビット数は  $10 \times n$  となる。(ただし、 $10 \times n < 64800$  とする。)

#### [14]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(16QAM, 16QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Yの値」は 8 となる。)

[14-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $8 \times n$  となる。

40

[14-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $8 \times n$  となる。(ただし、 $8 \times n < 64800$  とする。)

[14-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum (削除するビット) のビット数は  $8 \times n$  となる。(ただし、 $8 \times n < 64800$  とする。)

#### [15]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(16QAM, 64QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Yの値」は 10 となる。)

50

[15-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $10 \times n$ となる。

[15-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $10 \times n$ となる。(ただし、 $10 \times n < 64800$ とする。)

[15-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $10 \times n$ となる。(ただし、 $10 \times n < 64800$ とする。)

[16]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(16QAM, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を64800ビットとする。(「X+Yの値」は12となる。)

10

[16-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $12 \times n$ となる。

[16-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $12 \times n$ となる。(ただし、 $12 \times n < 64800$ とする。)

[16-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $12 \times n$ となる。(ただし、 $12 \times n < 64800$ とする。)

[17]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(64QAM, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を64800ビットとする。(「X+Yの値」は14となる。)

20

[17-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $14 \times n + 6$ となる。

[17-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $14 \times n + 8$ となる。(ただし、 $14 \times n + 8 < 64800$ とする。)

[17-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $14 \times n + 8$ となる。(ただし、 $14 \times n + 8 < 64800$ とする。)

30

[18]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(256QAM, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を64800ビットとする。(「X+Yの値」は16となる。)

[18-1] 実施の形態1から実施の形態3のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $16 \times n$ となる。

[18-2] 実施の形態4の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $16 \times n$ となる。(ただし、 $16 \times n < 64800$ とする。)

[18-3] 実施の形態8の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $16 \times n$ となる。(ただし、 $16 \times n < 64800$ とする。)

40

例えば、通信システムが、( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)としては、(QPSK, QPSK)、(QPSK, 16QAM)、(QPSK, 64QAM)、(QPSK, 256QAM)、(16QAM, 16QAM)、(16QAM, 64QAM)、(16QAM, 256QAM)、(64QAM, 256QAM)、(256QAM, 256QAM)のいずれかの変調方式のセットを設定することができ、また、誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビット、あるいは、64800ビットのいずれかを設定することができるものとする。

【1360】

このとき、上述の[1]から[18]で説明したいずれかの条件を満たすことが重要と

50

なる。特徴的な点としては、 $(s_1(t))$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式)がある変調方式のセットであっても、誤り訂正符号の符号長(ブロック長)によって、追加するビットのビット数、あるいは、削除するビットのビット数が異なるという点である。

#### 【1361】

具体的には、例えば、ケース1とケース2をあげる。

ケース1：

$(s_1(t))$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式)が、(64QAM, 256QAM)であるものとする。そして、送信装置は、誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビット、あるいは、64800ビットのいずれかを設定することができるものとする。

10

#### 【1362】

送信装置が誤り訂正符号の符号長(ブロック長)として16200ビットを選択したとき、上述の[8-1]を適用する際、例えば、(追加する)調整ビット列のビット数を12と設定し、上述の[8-2]を適用する際、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」を2と設定し、上述の[8-3]を適用する際、PunNum(削除するビット)のビット数を2と設定する。

#### 【1363】

そして、送信装置が誤り訂正符号の符号長(ブロック長)として64800ビットを選択したとき、上述の[17-1]を適用する際、例えば、(追加する)調整ビット列のビット数を6と設定し、上述の[17-2]を適用する際、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」を8と設定し、上述の[17-3]を適用する際、PunNum(削除するビット)のビット数を8と設定する。

20

#### 【1364】

ケース2：

$(s_1(t))$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式)が、(256QAM, 256QAM)であるものとする。そして、送信装置は、誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビット、あるいは、64800ビットのいずれかを設定することができるものとする。

30

#### 【1365】

送信装置が誤り訂正符号の符号長(ブロック長)として16200ビットを選択したとき、上述の[9-1]を適用する際、例えば、(追加する)調整ビット列のビット数を8と設定し、上述の[9-2]を適用する際、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」を8と設定し、上述の[9-3]を適用する際、PunNum(削除するビット)のビット数を8と設定する。

#### 【1366】

そして、送信装置が誤り訂正符号の符号長(ブロック長)として64800ビットを選択したとき、上述の[18-1]を適用する際、例えば、(追加する)調整ビット列のビット数を0と設定し、上述の[18-2]を適用する際、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」を0と設定し、上述の[18-3]を適用する際、PunNum(削除するビット)のビット数を0と設定する。

40

#### 【1367】

次に、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットまたは64800ビットとし、 $(s_1(t))$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式、 $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式)としては、(QPSK, QPSK)、(QPSK, 16QAM)、(QPSK, 64QAM)、(QPSK, 256QAM)、(16QAM, 16QAM)、(16QAM, 64QAM)、(16QAM, 256QAM)、(64QAM,

50

256QAM)、(256QAM, 256QAM)というセットを考え、実施の形態10の方法を適用した場合を考える。ただし、実施の形態10で述べた $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を9とする。(なお、以下では、 $n$ は0以上の整数とする。)すると、以下のようになる。

【1368】

[19]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(QPSK, QPSK)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットとする。(「X+Yの値」は4となる。)

10

[19-1]「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $36 \times n$ となる。

[19-2]「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $36 \times n$ となる。(ただし、 $36 \times n < 16200$ とする。)

[19-3]「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $36 \times n$ となる。(ただし、 $36 \times n < 16200$ とする。)

20

[20]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(QPSK, 16QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットとする。(「X+Yの値」は6となる。)

[20-1]「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $18 \times n$ となる。

[20-2]「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $18 \times n$ となる。(ただし、 $18 \times n < 16200$ とする。)

30

[20-3]「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $18 \times n$ となる。(ただし、 $18 \times n < 16200$ とする。)

[21]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(QPSK, 64QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットとする。(「X+Yの値」は8となる。)

[21-1]「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $72 \times n$ となる。

40

[21-2]「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $72 \times n$ となる。(ただし、 $72 \times n < 16200$ とする。)

[21-3]「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $72 \times n$ となる。(ただし、 $72 \times n < 16200$ とする。)

[22]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号 $s_2$ ))

50



の変調方式)が、(QPSK, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットとする。(「X+Yの値」は10となる。)

[22-1]「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $90 \times n$ となる。

[22-2]「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $90 \times n$ となる。(ただし、 $90 \times n < 16200$ とする。)

[22-3]「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $90 \times n$ となる。(ただし、 $90 \times n < 16200$ とする。)

10

[23]

( $s_1(t)$ (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式,  $s_2(t)$ (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(16QAM, 16QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットとする。(「X+Yの値」は8となる。)

[23-1]「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $72 \times n$ となる。

[23-2]「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $72 \times n$ となる。(ただし、 $72 \times n < 16200$ とする。)

20

[23-3]「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $72 \times n$ となる。(ただし、 $72 \times n < 16200$ とする。)

[24]

( $s_1(t)$ (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式,  $s_2(t)$ (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(16QAM, 64QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットとする。(「X+Yの値」は10となる。)

30

[24-1]「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $90 \times n$ となる。

[24-2]「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $90 \times n$ となる。(ただし、 $90 \times n < 16200$ とする。)

[24-3]「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、PunNum(削除するビット)のビット数は $90 \times n$ となる。(ただし、 $90 \times n < 16200$ とする。)

40

[25]

( $s_1(t)$ (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式,  $s_2(t)$ (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(16QAM, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を16200ビットとする。(「X+Yの値」は12となる。)

[25-1]「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $36 \times n$ となる。

[25-2]「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $36 \times n$ となる。(ただし、 $36 \times n < 16200$ とする。)

50

[25-3] 「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、 $PunN$ um (削除するビット) のビット数は  $36 \times n$  となる。(ただし、 $36 \times n < 16200$  とする。)

[26]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(64QAM, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 16200 ビットとする。(「X+Yの値」は14となる。)

[26-1] 「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $126 \times n + 54$  となる。

10

[26-2] 「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $126 \times n + 72$  となる。(ただし、 $126 \times n + 72 < 16200$  とする。)

[26-3] 「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、 $PunN$ um (削除するビット) のビット数は  $126 \times n + 72$  となる。(ただし、 $126 \times n + 72 < 16200$  とする。)

[27]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(256QAM, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 16200 ビットとする。(「X+Yの値」は16となる。)

20

[27-1] 「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $144 \times n + 72$  となる。

[27-2] 「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $144 \times n + 72$  となる。(ただし、 $144 \times n + 72 < 16200$  とする。)

[27-3] 「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、 $PunN$ um (削除するビット) のビット数は  $144 \times n + 72$  となる。(ただし、 $144 \times n + 72 < 16200$  とする。)

30

[28]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(QPSK, QPSK)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Yの値」は4となる。)

[28-1] 「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $36 \times n$  となる。

[28-2] 「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $36 \times n$  となる。(ただし、 $36 \times n < 64800$  とする。)

40

[28-3] 「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、 $PunN$ um (削除するビット) のビット数は  $36 \times n$  となる。(ただし、 $36 \times n < 64800$  とする。)

[29]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(QPSK, 16QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Yの値」は6となる。)

50

[29-1] 「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $18 \times n$ となる。

[29-2] 「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $18 \times n$ となる。(ただし、 $18 \times n < 64800$ とする。)

[29-3] 「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、 $PunNum$ (削除するビット)のビット数は $18 \times n$ となる。(ただし、 $18 \times n < 64800$ とする。)

10

[30]

( $s_1(t)$ (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$ (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(QPSK, 64QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を64800ビットとする。(「X+Yの値」は8となる。)

[30-1] 「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $72 \times n$ となる。

[30-2] 「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $72 \times n$ となる。(ただし、 $72 \times n < 64800$ とする。)

20

[30-3] 「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、 $PunNum$ (削除するビット)のビット数は $72 \times n$ となる。(ただし、 $72 \times n < 64800$ とする。)

[31]

( $s_1(t)$ (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$ (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(QPSK, 256QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を64800ビットとする。(「X+Yの値」は10となる。)

[31-1] 「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $90 \times n$ となる。

30

[31-2] 「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $90 \times n$ となる。(ただし、 $90 \times n < 64800$ とする。)

[31-3] 「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、 $PunNum$ (削除するビット)のビット数は $90 \times n$ となる。(ただし、 $90 \times n < 64800$ とする。)

[32]

( $s_1(t)$ (第1の複素信号 $s_1$ )の変調方式、 $s_2(t)$ (第2の複素信号 $s_2$ )の変調方式)が、(16QAM, 16QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長(ブロック長)を64800ビットとする。(「X+Yの値」は8となる。)

40

[32-1] 「実施の形態10の実施の形態1の変形例から実施の形態10の実施の形態3の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する)調整ビット列のビット数は $72 \times n$ となる。

[32-2] 「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列(既知の情報)のビット数」は $72 \times n$ となる。(ただし、 $72 \times n < 64800$ とする。)

[32-3] 「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、 $PunNum$ (削除するビット)のビット数は $72 \times n$ となる。(ただし、 $72 \times n < 64800$

50

とする。)

### [ 3 3 ]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(16 QAM, 64 QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Y の値」は 10 となる。)

[ 3 3 - 1 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 1 の変形例から実施の形態 10 の実施の形態 3 の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $90 \times n$  となる。

[ 3 3 - 2 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 4 の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $90 \times n$  となる。(ただし、 $90 \times n < 64800$  とする。)

[ 3 3 - 3 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 8 の変形例」の方法を用いたとき、 $P_{unNum}$  (削除するビット) のビット数は  $90 \times n$  となる。(ただし、 $90 \times n < 64800$  とする。)

10

### [ 3 4 ]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(16 QAM, 256 QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Y の値」は 12 となる。)

20

[ 3 4 - 1 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 1 の変形例から実施の形態 10 の実施の形態 3 の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $36 \times n$  となる。

[ 3 4 - 2 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 4 の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $36 \times n$  となる。(ただし、 $36 \times n < 64800$  とする。)

[ 3 4 - 3 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 8 の変形例」の方法を用いたとき、 $P_{unNum}$  (削除するビット) のビット数は  $36 \times n$  となる。(ただし、 $36 \times n < 64800$  とする。)

30

### [ 3 5 ]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(64 QAM, 256 QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Y の値」は 14 となる。)

[ 3 5 - 1 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 1 の変形例から実施の形態 10 の実施の形態 3 の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は  $126 \times n + 90$  となる。

[ 3 5 - 2 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 4 の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列 (既知の情報) のビット数」は  $126 \times n + 36$  となる。(ただし、 $126 \times n + 36 < 64800$  とする。)

40

[ 3 5 - 3 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 8 の変形例」の方法を用いたとき、 $P_{unNum}$  (削除するビット) のビット数は  $126 \times n + 36$  となる。(ただし、 $126 \times n + 36 < 64800$  とする。)

### [ 3 6 ]

( $s_1(t)$  (第1の複素信号  $s_1$ ) の変調方式,  $s_2(t)$  (第2の複素信号  $s_2$ ) の変調方式) が、(256 QAM, 256 QAM)、使用する誤り訂正符号の符号長 (ブロック長) を 64800 ビットとする。(「X+Y の値」は 16 となる。)

[ 3 6 - 1 ] 「実施の形態 10 の実施の形態 1 の変形例から実施の形態 10 の実施の形態 3 の変形例」のいずれかの方法を用いたとき、(追加する) 調整ビット列のビット数は 1

50

$44 \times n$ となる。

[36-2] 「実施の形態10の実施の形態4の変形例」の方法を用いたとき、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」は $144 \times n$ となる。（ただし、 $144 \times n < 64800$ とする。）

[36-3] 「実施の形態10の実施の形態8の変形例」の方法を用いたとき、 $PunNum$ （削除するビット）のビット数は $144 \times n$ となる。（ただし、 $144 \times n < 64800$ とする。）

例えば、通信システムが、 $(s_1(t))$ （第1の複素信号 $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号 $s_2$ ）の変調方式）としては、 $(QPSK, QPSK)$ 、 $(QPSK, 16QAM)$ 、 $(QPSK, 64QAM)$ 、 $(QPSK, 256QAM)$ 、 $(16QAM, 16QAM)$ 、 $(16QAM, 64QAM)$ 、 $(16QAM, 256QAM)$ 、 $(64QAM, 256QAM)$ 、 $(256QAM, 256QAM)$ のいずれかの変調方式のセットを設定することができ、また、誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を16200ビット、あるいは、64800ビットのいずれかを設定することができるものとする。ただし、実施の形態10で述べた $\theta(i)$ の変更の周期 $z$ を9とする。

【1369】

このとき、上述の[19]から[36]で説明したいずれかの条件を満たすことが重要となる。特徴的な点としては、 $(s_1(t))$ （第1の複素信号 $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号 $s_2$ ）の変調方式）がある変調方式のセットであっても、誤り訂正符号の符号長（ブロック長）によって、追加するビットのビット数、あるいは、削除するビットのビット数が異なるという点である。

【1370】

具体的には、例えば、ケース3とケース4をあげる。

ケース3：

$(s_1(t))$ （第1の複素信号 $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号 $s_2$ ）の変調方式）が、 $(64QAM, 256QAM)$ であるものとする。そして、送信装置は、誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を16200ビット、あるいは、64800ビットのいずれかを設定することができるものとする。

【1371】

送信装置が誤り訂正符号の符号長（ブロック長）として16200ビットを選択したとき、上述の[26-1]を適用する際、例えば、（追加する）調整ビット列のビット数を54と設定し、上述の[26-2]を適用する際、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」を72と設定し、上述の[26-3]を適用する際、 $PunNum$ （削除するビット）のビット数を72と設定する。

【1372】

そして、送信装置が誤り訂正符号の符号長（ブロック長）として64800ビットを選択したとき、上述の[35-1]を適用する際、例えば、（追加する）調整ビット列のビット数を90と設定し、上述の[35-2]を適用する際、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」を36と設定し、上述の[35-3]を適用する際、 $PunNum$ （削除するビット）のビット数を36と設定する。

【1373】

ケース4：

$(s_1(t))$ （第1の複素信号 $s_1$ ）の変調方式、 $s_2(t)$ （第2の複素信号 $s_2$ ）の変調方式）が、 $(256QAM, 256QAM)$ であるものとする。そして、送信装置は、誤り訂正符号の符号長（ブロック長）を16200ビット、あるいは、64800ビットのいずれかを設定することができるものとする。

## 【1374】

送信装置が誤り訂正符号の符号長（ブロック長）として16200ビットを選択したとき、上述の「27-1」を適用する際、例えば、（追加する）調整ビット列のビット数を72と設定し、上述の「27-2」を適用する際、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」を72と設定し、上述の「27-3」を適用する際、PunNum（削除するビット）のビット数を72と設定する。

## 【1375】

そして、送信装置が誤り訂正符号の符号長（ブロック長）として64800ビットを選択したとき、上述の「36-1」を適用する際、例えば、（追加する）調整ビット列のビット数を0と設定し、上述の「36-2」を適用する際、「一時的に挿入された調整ビット列（既知の情報）のビット数」を0と設定し、上述の「36-3」を適用する際、PunNum（削除するビット）のビット数を0と設定する。

## 【1376】

## （実施の形態12）

本実施の形態では、実施の形態1から実施の形態11で述べたビット長調整方法をDVB規格へ適用する方法について説明する。

DVB（Digital Video Broadcasting）-T2（T：Terrestrial）規格を用いた放送システムに適用する場合について説明する。はじめに、DVB-T2規格を用いた放送システムのフレーム構成について説明する。

## 【1377】

図106は、DVB-T2規格における、放送局が送信する信号のフレーム構成の概要を示している。DVB-T2規格では、OFDM方式を用いているため、時間一周波数軸にフレームが構成されている。図106は、時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、フレームは、P1 Signalling data（以降、P1シンボルと呼ぶ場合がある。）（10601）、L1 Pre-Signalling data（10602）、L1 Post-Signalling data（10603）、Common PLP（10604）、PLP#1～#N（10605\_\_1～10605\_\_N）で構成されている（PLP：Physical Layer Pipe）。（ここで、L1 Pre-Signalling data（10602）、L1 Post-Signalling data（10603）をP2シンボルと呼ぶ。）このように、P1 Signalling data（10601）、L1 Pre-Signalling data（10602）、L1 Post-Signalling data（10603）、Common PLP（10604）、PLP#1～#N（10605\_\_1～10605\_\_N）で構成されているフレームをT2フレームと名付けており、フレーム構成の一つの単位となっている。

## 【1378】

P1 Signalling data（10601）により、受信装置が信号検出、周波数同期（周波数オフセット推定も含む）を行うためのシンボルであると同時に、フレームにおけるFFT（Fast Fourier Transform）サイズの情報、SISO（Single-Input Single-Output）／MISO（Multiple-Input Single-Output）のいずれの方式で変調信号を送信するかの情報等を伝送する。（なお、DVB-T2規格では、SISO方式の場合、一つの変調信号を送信する方式で、MISO方式の場合、複数の変調信号を送信する方法であり、かつ、非特許文献5、非特許文献7、非特許文献8に示されている時空間ブロック符号を用いている。）

なお、本実施の形態では、SISO方式のとき、一つのストリームから複数の変調信号を生成し、複数のアンテナで送信してもよい。

## 【1379】

L1 Pre-Signalling data（10602）により、送信フレームで使用するガードインターバルの情報、PAPR（Peak to Average Power Ratio）を削減するために行う信号処理方法に関する情報、L1 Post-Signalling dataを伝送する際の変調方式、誤り訂正方式（FEC：Forward Error Correction）、誤り訂正方式の符号化率の情報、L1 Post-Signalling dataのサイズおよび情報サイズの情報、パイロットパターンの情報、セル（周波数領

域)固有番号の情報、ノーマルモードおよび拡張モード(ノーマルモードと拡張モードでは、データ伝送に用いるサブキャリア数が異なる。)のいずれの方式を用いているかの情報等を伝送する。

#### 【1380】

L1 Post-Signalling data (10603)により、PLPの数の情報、使用する周波数領域に関する情報、各PLPの固有番号の情報、各PLPを伝送するのに使用する変調方式、誤り訂正方式、誤り訂正方式の符号化率の情報、各PLPの送信するブロック数の情報等を伝送する。

Common PLP (10604)、PLP#1~#N (10605\_\_1~10605\_\_N)は、データを伝送するための領域である。

10

#### 【1381】

図106のフレーム構成では、P1 Signalling data (10601)、L1 Pre-Signalling data (10602)、L1 Post-Signalling data (10603)、Common PLP (10604)、PLP#1~#N (10605\_\_1~10605\_\_N)は時分割で送信されているように記載しているが、実際は、同一時刻に2種類以上の信号が存在している。その例を図107に示す。図107に示すように、同一時刻に、L1 Pre-Signalling data、L1 Post-Signalling data、Common PLPが存在していたり、同一時刻に、PLP#1、PLP#2が存在したりすることもある。つまり、各信号は、時分割および周波数分割を併用し、フレームが構成されている。

#### 【1382】

20

図108は、DVB-T2規格における(例えば、放送局)の送信装置に対し、上述のプリコーディングおよび位相変更を行う送信方法を適用した送信装置の構成の一例を示している。

PLP信号生成部10802は、PLP用の送信データ10801(複数PLP用のデータ)、制御信号10809を入力とし、制御信号10809に含まれる各PLPの誤り訂正符号化の情報、変調方式の情報等の情報に基づき、誤り訂正符号化、変調方式に基づくマッピングを行い、PLPの(直交)ベースバンド信号10803を出力する。

#### 【1383】

P2シンボル信号生成部10805は、P2シンボル用送信データ10804、制御信号10809を入力とし、制御信号10809に含まれるP2シンボルの誤り訂正の情報、変調方式の情報等の情報に基づき、誤り訂正符号化、変調方式に基づくマッピングを行い、P2シンボルの(直交)ベースバンド信号10806を出力する。

30

制御信号生成部10808は、P1シンボル用の送信データ10807、P2シンボル用送信データ10804を入力とし、図106における各シンボル群(P1 Signalling data (10601)、L1 Pre-Signalling data (10602)、L1 Post-Signalling data (10603)、Common PLP (10604)、PLP#1~#N (10605\_\_1~10605\_\_N))の送信方法(誤り訂正符号、誤り訂正符号の符号化率、変調方式、ブロック長、フレーム構成、定期的にプリコーディング行列を切り替える送信方法を含む選択した送信方法、パイロットシンボル挿入方法、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) / FFTの情報等、PAPR削減方法の情報、ガードインターバル挿入方法の情報)の情報を制御信号10809として出力する。

40

#### 【1384】

フレーム構成部10810は、PLPのベースバンド信号10812、P2シンボルのベースバンド信号10806、制御信号10809を入力とし、制御信号に含まれるフレーム構成の情報に基づき、周波数、時間軸における並び替えを施し、フレーム構成にしたがった、ストリーム1の(直交)ベースバンド信号10811\_\_1(マッピング後の信号、つまり、使用する変調方式に基づくベースバンド信号)、ストリーム2の(直交)ベースバンド信号10811\_\_2(マッピング後の信号、つまり、使用する変調方式に基づくベースバンド信号)を出力する。

#### 【1385】

50

信号処理部 10812 は、ストリーム 1 のベースバンド信号 10811\_\_1、ストリーム 2 のベースバンド信号 10811\_\_2、制御信号 10809 を入力とし、制御信号 7609 に含まれる送信方法に基づいた信号処理後の変調信号 1 (10813\_\_1) および信号処理後の変調信号 2 (10813\_\_2) を出力する。

なお、信号処理部 10812 の動作については、後述で詳しく説明する。

#### 【1386】

パイロット挿入部 10814\_\_1 は、信号処理後の変調信号 1 (10813\_\_1)、制御信号 10809 を入力とし、制御信号 10809 に含まれるパイロットシンボルの挿入方法に関する情報に基づき、信号処理後の変調信号 1 (10813\_\_1) にパイロットシンボルを挿入し、パイロットシンボル挿入後の変調信号 10815\_\_1 を出力する。

10

パイロット挿入部 10814\_\_2 は、信号処理後の変調信号 2 (10813\_\_2)、制御信号 10809 を入力とし、制御信号 10809 に含まれるパイロットシンボルの挿入方法に関する情報に基づき、信号処理後の変調信号 2 (10813\_\_2) にパイロットシンボルを挿入し、パイロットシンボル挿入後の変調信号 10815\_\_2 を出力する。

#### 【1387】

IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 部 10816\_\_1 は、パイロットシンボル挿入後の変調信号 10815\_\_1、制御信号 10809 を入力とし、制御信号 10809 に含まれる IFFT の方法の情報に基づき、IFFT を施し、IFFT 後の信号 10816\_\_1 を出力する。

IFFT 部 10816\_\_2 は、パイロットシンボル挿入後の変調信号 10815\_\_2、制御信号 10809 を入力とし、制御信号 10809 に含まれる IFFT の方法の情報に基づき、IFFT を施し、IFFT 後の信号 10817\_\_2 を出力する。

20

#### 【1388】

PAPR 削減部 10818\_\_1 は、IFFT 後の信号 10817\_\_1、制御信号 10809 を入力とし、制御信号 10809 に含まれる PAPR 削減に関する情報に基づき、IFFT 後の信号 10817\_\_1 に PAPR 削減のための処理を施し、PAPR 削減後の信号 10819\_\_1 を出力する。

PAPR 削減部 10818\_\_2 は、IFFT 後の信号 10817\_\_2、制御信号 10809 を入力とし、制御信号 10809 に含まれる PAPR 削減に関する情報に基づき、IFFT 後の信号 10817\_\_2 に PAPR 削減のための処理を施し、PAPR 削減後の信号 10819\_\_2 を出力する。

30

#### 【1389】

ガードインターバル挿入部 10820\_\_1 は、PAPR 削減後の信号 10819\_\_1、制御信号 10809 を入力とし、制御信号 10809 に含まれるガードインターバルの挿入方法に関する情報に基づき、PAPR 削減後の信号 10819\_\_1 にガードインターバルを挿入し、ガードインターバル挿入後の信号 10821\_\_1 を出力する。

ガードインターバル挿入部 10820\_\_2 は、PAPR 削減後の信号 10819\_\_2、制御信号 10809 を入力とし、制御信号 10809 に含まれるガードインターバルの挿入方法に関する情報に基づき、PAPR 削減後の信号 10819\_\_2 にガードインターバルを挿入し、ガードインターバル挿入後の信号 10821\_\_2 を出力する。

40

#### 【1390】

P1 シンボル挿入部 10822 は、ガードインターバル挿入後の信号 10821\_\_1、ガードインターバル挿入後の信号 10821\_\_2、P1 シンボル用の送信データ 10807 を入力とし、P1 シンボル用の送信データ 10807 から P1 シンボルの信号を生成し、ガードインターバル挿入後の信号 10821\_\_1 に対し、P1 シンボルを付加し、P1 シンボルを付加した後の信号 10823\_\_1 と、および、ガードインターバル挿入後の信号 10821\_\_2 に対し、P1 シンボルを付加し、P1 シンボルを付加した後の信号 10823\_\_2 を出力する。なお、P1 シンボルの信号は、P1 シンボルを付加した後の信号 10823\_\_1、P1 シンボルを付加した後の信号 10823\_\_2 両者に付加されていてもよく、また、いずれか一方に付加されていてもよい。一方に付加されている場合、付加

50



されている信号の付加されている区間では、付加されていない信号には、ベースバンド信号としてゼロの信号が存在することになる。

【1391】

無線処理部10824\_1は、P1シンボルを付加した後の信号10823\_1を入力とし、周波数変換、増幅等の処理が施され、送信信号10825\_1を出力する。そして、送信信号10825\_1は、アンテナ10826\_1から電波として出力される。

無線処理部10824\_2は、P1シンボル用処理後の信号10823\_2を入力とし、周波数変換、増幅等の処理が施され、送信信号10825\_2を出力する。そして、送信信号10825\_2は、アンテナ10826\_2から電波として出力される。

【1392】

10

例えば、図106のようなフレーム構成により、放送局が、各シンボルを送信したものとする。このとき、一例として、PLP（混乱を避けるため#1から\$1と変更する）\$1とPLP\$Kを、放送局が、実施の形態1から実施の形態11で述べたような二つの変調信号を、二つのアンテナで送信するときの、周波数－時間軸におけるフレーム構成を図109に示す。

【1393】

図109のように、PLP\$1は、時刻T、キャリア3（図109の10901）をスロットの先頭とし、時刻T+4、キャリア4をスロットの最後（図109の10902）として、スロット（シンボル）が存在している（図109参照）。

20

つまり、PLP\$1にとって、時刻T、キャリア3は第1番目のスロットであり、第2番目のスロットは時刻T、キャリア4であり、第3番目のスロットは時刻T、キャリア5であり、・・・、第7番目のスロットは時刻T+1、キャリア1であり、第8番目のスロットは時刻T+1、キャリア2であり、第9番目のスロットは時刻T+1、キャリア3であり、・・・、第14番目のスロットは時刻T+1、キャリア8であり、第15番目のスロットは時刻T+2、キャリア0であり、・・・、となる。

【1394】

そして、PLP\$Kは、時刻S、キャリア4（図109の10903）をスロットの先頭とし、時刻S+8、キャリア4をスロットの最後（図109の10904）として、スロット（シンボル）が存在している（図109参照）。

30

つまり、PLP\$Kにとって、時刻S、キャリア4は第1番目のスロットであり、第2番目のスロットは時刻S、キャリア5であり、第3番目のスロットは時刻S、キャリア6であり、・・・、第5番目のスロットは時刻S、キャリア8であり、第9番目のスロットは時刻S+1、キャリア1であり、第10番目のスロットは時刻S+1、キャリア2であり、・・・、第16番目のスロットは時刻S+1、キャリア8であり、第17番目のスロットは時刻S+2、キャリア0であり、・・・、となる。

【1395】

なお、各PLPの先頭のスロット（シンボル）の情報と最後のスロット（シンボル）の情報を含む各PLPが使用しているスロットの情報は、P1シンボル、P2シンボル、制御シンボル群等の制御シンボルにより、伝送されていることになる。

40

次に、図108の信号処理部10812の動作について説明する。信号処理部10812は、LDPC符号の符号化部、マッピング部、プリコーディング部、ビット長調整部、並び替え部（インタリーバ）を具備しているものとする。

【1396】

信号処理部10812は、制御信号10809を入力としており、制御信号10809に含まれる、例えば、LDPC符号の符号長（ブロック長）、伝送方法の情報（SISO伝送、MIMO伝送、MISO伝送）、変調方式の情報等に基づき、信号処理方法を決定

50

する。このとき、伝送方式として、MIMO伝送が選択された場合、LDPC符号の符号長（ブロック長）、変調方式のセットに基づき、実施の形態1から実施の形態11で述べたビット長調整方法のいずれかの方式に基づいて、信号処理部10812は、ビット長の調整を行い、その後、インタリーブやマッピング、場合によっては、プリコーディングを行い、信号処理後の変調信号1（10813\_\_1）および信号処理後の変調信号2（10813\_\_2）を出力する。

【1397】

上述で説明したように、P1シンボル、P2シンボル、制御シンボル群により、各PLPの伝送方法（例えば、一つのストリームを送信する伝送方法、時空間ブロック符号を用いた伝送方法、二つのストリームを送信する伝送方法）、および、使用している変調方式の情報が、端末に伝送される。

【1398】

このときの端末の動作について説明する。

図110において、P1シンボル検出、復号部11011は、放送局（図108）が送信した信号を受信し、信号処理後の信号11004\_\_X、11004\_\_Yを入力とし、P1シンボルを検出することで、信号検出、時間周波数同期を行うと同時に、P1シンボルに含まれる制御情報を（復調、および、誤り訂正復号を行うことで）得、P1シンボル制御情報11012を出力する。

【1399】

OFDM方式関連処理部11003\_\_Xは、アンテナ11001\_\_Xで受信した受信信号11002\_\_Xを入力とし、OFDM方式のための受信側の信号処理を施し、信号処理後の信号11004\_\_Xを出力する。同様に、OFDM方式関連処理部11003\_\_Yは、アンテナ11001\_\_Yで受信した受信信号11002\_\_Yを入力とし、OFDM方式のための受信側の信号処理を施し、信号処理後の信号11004\_\_Yを出力する。

【1400】

OFDM方式関連処理部11003\_\_X、および、11003\_\_Yは、P1シンボル制御情報11012を入力としており、この情報に基づき、OFDM方式のための信号処理方法を変更する。（上述のように、放送局が送信する信号の伝送方法の情報が、P1シンボルに含まれているからである。）

P2シンボル復調部11013は、信号処理後の信号11004\_\_X、11004\_\_Y、および、P1シンボル制御情報11012を入力とし、P1シンボル制御情報に基づき、信号処理を行い、復調（誤り訂正復号を含む）を行い、P2シンボル制御情報11014を出力する。

【1401】

制御情報生成部11015は、P1シンボル制御情報11012、および、P2シンボル制御情報11014を入力とし、（受信動作に関係する）制御情報をたばね、制御信号11016として出力する。そして、制御信号11016は、図110に示したように、各部に入力されることになる。

変調信号 $z_1$ のチャンネル変動推定部11005\_\_1は（なお、変調信号 $z_1$ 実施の形態A1に記述したとおりである。）、信号処理後の信号11004\_\_X、制御信号11016を入力とし、送信装置が変調信号 $z_1$ を送信したアンテナと受信アンテナ11001\_\_X間のチャンネル変動を信号処理後の信号11004\_\_Xに含まれるパイロットシンボル等を用いて推定し、チャンネル推定信号11006\_\_1を出力する。

【1402】

変調信号 $z_2$ のチャンネル変動推定部11005\_\_2は（なお、変調信号 $z_2$ 実施の形態A1に記述したとおりである。）、信号処理後の信号11004\_\_X、制御信号11016を入力とし、送信装置が変調信号 $z_2$ を送信したアンテナと受信アンテナ11001\_\_X間のチャンネル変動を信号処理後の信号11004\_\_Xに含まれるパイロットシンボル等を用いて推定し、チャンネル推定信号11006\_\_2を出力する。

## 【1403】

変調信号 $z_1$ のチャンネル変動推定部11007\_\_1は（なお、変調信号 $z_1$ 実施の形態A1に記述したとおりである。）、信号処理後の信号11004\_\_Y、制御信号11016を入力とし、送信装置が変調信号 $z_1$ を送信したアンテナと受信アンテナ11001\_\_Y間のチャンネル変動を信号処理後の信号11004\_\_Yに含まれるパイロットシンボル等を用いて推定し、チャンネル推定信号11008\_\_1を出力する。

## 【1404】

変調信号 $z_2$ のチャンネル変動推定部11007\_\_2は（なお、変調信号 $z_2$ 実施の形態A1に記述したとおりである。）、信号処理後の信号11004\_\_Y、制御信号11016を入力とし、送信装置が変調信号 $z_2$ を送信したアンテナと受信アンテナ11001\_\_Y間のチャンネル変動を信号処理後の信号11004\_\_Yに含まれるパイロットシンボル等を用いて推定し、チャンネル推定信号11008\_\_2を出力する。

10

## 【1405】

信号処理部11009は、信号11006\_\_1、11006\_\_2、11008\_\_1、11008\_\_2、11004\_\_X、11004\_\_Y、および、制御信号11016を入力とし、制御信号11016に含まれている、各PLPを伝送するために用いた伝送方式・変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化の符号化率・誤り訂正符号のブロックサイズ等の情報に基づき、復調、復号の処理を行い、受信データ11010を出力する。なお、受信装置は、P1シンボル、P2シンボル、制御シンボル群等の制御シンボルに含む各PLPが使用しているスロットの情報から必要としているPLPを抽出して復調（信号分離、信号検波を含む）、誤り訂正復号を行うことになる。

20

## 【1406】

上述では、DVB-T2規格における（例えば、放送局）の送信装置に対し、プリコーディングおよび位相変更を行う送信方法を適用した送信装置とこの送信装置が送信した信号を受信する受信装置の構成について主に説明した。

ところで、DVB-T2規格を用いた放送システムが運用され、すでに、DVB-T2規格の変調信号を受信できる受信装置が普及している場合、新しい規格を導入する際、DVB-T2規格の変調信号を受信できる受信装置に影響を与えないようにすることが望まれる。

30

## 【1407】

そこで、以下では、DVB-T2規格の変調信号を受信できる受信装置に影響を与えずに、一つのストリームを送信する伝送方法、および、二つのストリームを送信する伝送方法を導入するための、P1シンボル（P1 Signalling data）およびP2シンボル（L1 Pre-Signalling dataおよびL1 Post-Signalling data）の構成方法、および、実施の形態1から実施の形態11で述べたビット長調整方法を導入するためP1シンボル（P1 Signalling data）およびP2シンボル（L1 Pre-Signalling dataおよびL1 Post-Signalling data）の構成方法、のについて説明する。

## 【1408】

まず、DVB-T2規格では、P1シンボル（P1 Signalling data）のS1フィールドにおいて、以下のように規定している。

40

## 【1409】

【表 1】

| S 1 の値                                 | タイプ      | 説明                                                                              |
|----------------------------------------|----------|---------------------------------------------------------------------------------|
| 000                                    | T2_SISO  | DVB-T2規格におけるSISO伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置はわかるようにするため、送信装置は、S1をこの値(「000」)に設定する。 |
| 001                                    | T2_MISO  | DVB-T2規格におけるMISO伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置はわかるようにするため、送信装置は、S1をこの値(「001」)に設定する。 |
| 010<br>011<br>100<br>101<br>110<br>111 | Reserved | 将来のシステム用に使用することが可能                                                              |

10

20

## 【1410】

なお、表1において、SISO方式は、一つのストリームを一つのアンテナまたは複数アンテナを用いて送信する方式であり、MISO方式は、非特許文献5、非特許文献7、非特許文献8に記載されている時空間（または、周波数空間）ブロック符号により、複数の変調信号を生成し、複数のアンテナを用いて変調信号を送信する方式である。

30

P2シンボルのL1 Post-Signalling dataのPLP\_FEC\_TYPEの2ビットにおいて、PLPで使用するFEC (Forward Error Correction) のタイプが規定されている。

## 【1411】

【表 2】

| PLP_FEC_TYPE の値 | PLP FEC タイプ                                                                                       |
|-----------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 00              | ブロック長 16k (16200 ビット) の LDPC 符号を使用していることが、受信装置でわかるようにするため、送信装置は、PLP_FEC_TYPE の値をこの値 (「00」) に設定する。 |
| 01              | ブロック長 64k (64800 ビット) の LDPC 符号を使用していることが、受信装置でわかるようにするため、送信装置は、PLP_FEC_TYPE の値をこの値 (「01」) に設定する。 |
| 10<br>11        | Reserved                                                                                          |

10

## 【1412】

20

次に、DVB-T2 規格の変調信号を受信できる受信装置に影響を与えずに、実施の形態 1 から実施の形態 11 に記載したビット長調整を実現するための P1 シンボルと P2 シンボルの構成について説明する。

前述では、DVB-T2 規格における P1 シンボル (P1 Signalling data) の S1 フィールドについて説明した。さらに、DVB 規格では、P1 シンボル (P1 Signalling data) の S1 フィールドを以下のように規定している。

## 【1413】

【表 3-1】

| S1 の値 | タイプ          | 説明                                                                                         |
|-------|--------------|--------------------------------------------------------------------------------------------|
| 000   | T2_SISO      | DVB-T2 規格における SISO 伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置はわかるようにするため、送信装置は、S1 をこの値 (「000」) に設定する。      |
| 001   | T2_MISO      | DVB-T2 規格における MISO 伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置はわかるようにするため、送信装置は、S1 をこの値 (「001」) に設定する。      |
| 010   | Non-T2       | 特別なモード                                                                                     |
| 011   | T2_LITE_SISO | DVB-T2 Lite 規格における SISO 伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかるようにするため、送信装置は、S1 をこの値 (「011」) に設定する。 |

30

40

50

【1414】

【表3-2】

| S 1 の値 | タイプ          | 説明                                                                                     |
|--------|--------------|----------------------------------------------------------------------------------------|
| 100    | T2_LITE_MISO | DVB-T2 Lite規格におけるMISO伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかるようにするため、送信装置は、S 1 をこの値（「100」）に設定する。 |
| 101    | NGH_SISO     | DVB-NGH規格におけるSISO伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかるようにするため、送信装置は、S 1 をこの値（「101」）に設定する。     |
| 110    | NGH_MISO     | DVB-NGH規格におけるMISO伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかるようにするため、送信装置は、S 1 をこの値（「110」）に設定する。     |
| 111    | ESC          | S 1 が、000-110 で定義されている伝送方式以外の伝送方式を選択する場合、送信装置は、S 1 をこの値（「111」）に設定する。                   |

10

20

【1415】

なお、表3-1，表3-2において、SISO方式は、一つのストリームを一つのアンテナまたは複数アンテナを用いて送信する方式であり、MISO方式は、非特許文献5、非特許文献7、非特許文献8に記載されている時空間（または、周波数空間）ブロック符号により、複数の変調信号を生成し、複数のアンテナを用いて変調信号を送信する方式である。

30

【1416】

そして、新たな規格のために、表3-1，表3-2において、S 1 の値が「111」であり、かつ、S 2 field 1、S 2 field 2が設定されたときの定義を以下のようにする。

【1417】

【表 4－1】

| S2 field 1 | S2 field 2 | 意味                                            | 説明                                                                                                                                                                                                                                                  |
|------------|------------|-----------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 000        | x          | Preamble format of the NGH MIMO signal        | S 1 の値が「1 1 1」であり、かつ、S 2 field 1、S 2 field 2 がこの値のとき、DVB－NGH規格におけるMIMO伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかる。送信装置は、DVB－NGH規格におけるMIMO伝送方式を用いて変調信号を送信する際、S 1 の値を「1 1 1」、S 2 field 1、S 2 field 2 をこの値（S 2 field 1 を「0 0 0」、S 2 field 2 を「x」）に設定する。             |
| 001        | x          | Preamble format of the NGH hybrid SISO signal | S 1 の値が「1 1 1」であり、かつ、S 2 field 1、S 2 field 2 がこの値のとき、DVB－NGH規格におけるハイブリッドSISO伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかる。送信装置は、DVB－NGH規格におけるハイブリッドSISO伝送方式を用いて変調信号を送信する際、S 1 の値を「1 1 1」、S 2 field 1、S 2 field 2 をこの値（S 2 field 1 を「0 0 1」、S 2 field 2 を「x」）に設定する。 |

10

20

【1 4 1 8】

【表 4－2】

| S2 field 1 | S2 field 2 | 意味                                            | 説明                                                                                                                                                                                                                                                  |
|------------|------------|-----------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 010        | x          | Preamble format of the NGH hybrid MISO signal | S 1 の値が「1 1 1」であり、かつ、S 2 field 1、S 2 field 2 がこの値のとき、DVB－NGH規格におけるハイブリッドMISO伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかる。送信装置は、DVB－NGH規格におけるハイブリッドMISO伝送方式を用いて変調信号を送信する際、S 1 の値を「1 1 1」、S 2 field 1、S 2 field 2 をこの値（S 2 field 1 を「0 1 0」、S 2 field 2 を「x」）に設定する。 |
| 011        | x          | Preamble format of the NGH hybrid MIMO signal | S 1 の値が「1 1 1」であり、かつ、S 2 field 1、S 2 field 2 がこの値のとき、DVB－NGH規格におけるハイブリッドMIMO伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかる。送信装置は、DVB－NGH規格におけるハイブリッドMIMO伝送方式を用いて変調信号を送信する際、S 1 の値を「1 1 1」、S 2 field 1、S 2 field 2 をこの値（S 2 field 1 を「0 1 1」、S 2 field 2 を「x」）に設定する。 |

10

20

【1 4 1 9】

30



【表 4－3】

| S2 field 1 | S2 field 2 | 意味       | 説明                                                                                                                                                                                                                                 |
|------------|------------|----------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 100        | x          | Ω規格 SISO | S 1 の値が「1 1 1」であり、かつ、S 2 field 1、S 2 field 2 がこの値のとき、Ω規格におけるS I S O伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかる。送信装置は、Ω規格におけるS I S O伝送方式を用いて変調信号を送信する際、S 1 の値を「1 1 1」、S 2 field 1、S 2 field 2 をこの値(S 2 field 1 を「1 0 0」、S 2 field 2 を「x」) に設定する。 |
| 101        | x          | Ω規格 MISO | S 1 の値が「1 1 1」であり、かつ、S 2 field 1、S 2 field 2 がこの値のとき、Ω規格におけるM I S O伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかる。送信装置は、Ω規格におけるM I S O伝送方式を用いて変調信号を送信する際、S 1 の値を「1 1 1」、S 2 field 1、S 2 field 2 をこの値(S 2 field 1 を「1 0 1」、S 2 field 2 を「x」) に設定する。 |

10

20

【1 4 2 0】

【表 4－4】

| S2 field 1 | S2 field 2 | 意味       | 説明                                                                                                                                                                                                                                 |
|------------|------------|----------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 110        | x          | Ω規格 MIMO | S 1 の値が「1 1 1」であり、かつ、S 2 field 1、S 2 field 2 がこの値のとき、Ω規格におけるM I M O伝送方式を用いて変調信号が送信されたことが、受信装置でわかる。送信装置は、Ω規格におけるM I M O伝送方式を用いて変調信号を送信する際、S 1 の値を「1 1 1」、S 2 field 1、S 2 field 2 をこの値(S 2 field 1 を「1 1 0」、S 2 field 2 を「x」) に設定する。 |
| 111        | x          | Reserved | 将来拡張用。                                                                                                                                                                                                                             |

30

40

【1 4 2 1】

なお、表 4－1～表 4－4 において、「x」は不定（いずれの値であってもよい）ことを意味し、S I S O方式は、一つのストリームを一つのアンテナまたは複数アンテナを用いて送信する方式であり、M I S O方式は、非特許文献 5、非特許文献 7、非特許文献 8

50

に記載されている時空間（または、周波数空間）ブロック符号により、複数の変調信号を生成し、複数のアンテナを用いて変調信号を送信する方式、MIMO方式は、例えば、上述で説明した実プリコーディング等を施した、二つのストリームを送信する方式である。

【1422】

以上のように、送信装置が送信するP1シンボルにより、  
「一つのストリームを送信する伝送方法、および、二つのストリームを送信する伝送方法のいずれの伝送方式で伝送したか」  
を、受信装置は知ることができる。

【1423】

10

前述で説明したとおり、一つのストリームを送信する伝送方法、または、SISO方式（一つのストリームを一つのアンテナまたは複数アンテナを用いて送信する方式）、または、MISO方式（非特許文献X1、非特許文献X2に記載されている時空間（または、周波数空間）ブロック符号により、複数の変調信号を生成し、複数のアンテナを用いて変調信号を送信する方式）、またはMIMO伝送方式が選択されたとき、P2シンボルのL1 Post-Signalling dataのPLP\_FEC\_TYPEの2ビットを以下のように定義する。（なお、P1シンボルのS1およびS2の設定方法は、表3-1、表3-2、表4-1～表4-4のとおりである。）

20

【1424】

【表5】

| PLP_FEC_TYPE の値 | PLP FEC タイプ                                                                                     |
|-----------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 00              | ブロック長 16k (16200 ビット) の LDPC 符号を使用していることが、受信装置でわかるようにするため、送信装置は、PLP_FEC_TYPE の値をこの値（「00」）に設定する。 |
| 01              | ブロック長 64k (64800 ビット) の LDPC 符号を使用していることが、受信装置でわかるようにするため、送信装置は、PLP_FEC_TYPE の値をこの値（「01」）に設定する。 |
| 10              | Reserved                                                                                        |
| 11              | Reserved                                                                                        |

30

【1425】

また、P2シンボルのL1 Post-Signalling dataのPLP\_NUM\_PER\_CHANNEL\_USEの3ビットを例えば、以下のように定義する。

40

【1426】

【表 6－1】

| PLP_NUM_PER_CHANNEL_U<br>SE<br>の値 | BPCU<br>(Bit Per Channel<br>Use)<br>(「X+Y の値」) | Modulation                                                                                                                                                              |
|-----------------------------------|------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 000                               | 6                                              | PLP_NUM_PER_CHANNEL_US<br>E の値が「000」のとき Tx1 の変調方式を QPSK、Tx2 の変調方式を 16QAM に設定する。<br>(<br>PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき s1 の変調方式を QPSK、s2 の変調方式を 16QAM に設定する。)   |
| 001                               | 8                                              | PLP_NUM_PER_CHANNEL_US<br>E の値が「000」のとき Tx1 の変調方式を 16QAM、Tx2 の変調方式を 16QAM に設定する。<br>(<br>PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき s1 の変調方式を 16QAM、s2 の変調方式を 16QAM に設定する。) |

10

20

【 1 4 2 7 】

【表 6－2】

| PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値 | BPCU<br>(Bit Per Channel<br>Use)<br>(「X+Y の値」) | Modulation                                                                                                                                                                        |
|-------------------------------|------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 010                           | 10                                             | PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき Tx1 の変調方式を<br>16QAM、Tx2 の変調方式を 64QAM に設<br>定する。<br>( PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき s1 の変調方式を<br>16QAM、s2 の変調方式を 64QAM に設定<br>する。) |
| 011                           | 12                                             | PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき Tx1 の変調方式を<br>64QAM、Tx2 の変調方式を 64QAM に設<br>定する。<br>( PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき s1 の変調方式を<br>64QAM、s2 の変調方式を 64QAM に設定<br>する。) |

10

20

【 1 4 2 8 】

【表 6－3】

| PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>SE<br>の値 | BPCU<br>(Bit Per Channel<br>Use)<br>(「X+Y の値」) | Modulation                                                                                                                                                                              |
|-------------------------------------|------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 100                                 | 14                                             | PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき Tx1 の変調方式<br>を 64QAM、Tx2 の変調方式を<br>256QAM に設定する。<br><br>(PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき s1 の変調方式を<br>64QAM、s2 の変調方式を 256QAM に<br>設定する。)  |
| 101                                 | 16                                             | PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき Tx1 の変調方式<br>を 256QAM、Tx2 の変調方式を<br>256QAM に設定する。<br><br>(PLP_NUM_PER_CHANNEL_USE<br>の値が「000」のとき s1 の変調方式を<br>256QAM、s2 の変調方式を 256QAM<br>に設定する。) |
| 110～111                             | Reserved                                       | Reserved                                                                                                                                                                                |

## 【1429】

なお、「X+Y の値」、s1、s2 については、上述の実施の形態1から実施の形態3  
で説明したものと同様であるものとする。

したがって、P1シンボルにより、Ω規格のMIMO伝送方式が指定された場合、P2シン  
ボルのL1 Post-Signalling dataのPLP\_FEC\_TYPEの2ビットの値によって指定されたLDPC  
符号のブロック長、および、P2シンボルのL1 Post-Signalling dataのPLP\_NUM\_PER\_C  
HANNEL\_USEの3ビットによって指定されたs1の変調方式とs2の変調方式により、図1  
08の信号処理部10812は、実施の形態1から実施の形態11で述べたビット長調整  
方法のいずれかの方式に基づいて、ビット長の調整（調整ビット列のビット数の調整）を  
行い、その後、インタリーブやマッピング、場合によっては、プリコーディングを行い、  
信号処理後の変調信号1（10813\_1）および信号処理後の変調信号2（10813  
\_2）を出力する。

## 【1430】

なお、ビット長の調整（調整ビット列のビット数の調整）の具体的の数値例について、  
実施の形態1から実施の形態11で記載している。ただし、あくまでも例である。

そして、図110の端末の受信装置において、P1シンボル検出、復調部11011、  
およびP2シンボル復調部11013により、P1シンボル、P2シンボルのL1 Post-Si  
gnalling dataのPLP\_FEC\_TYPE、および、P2シンボルのL1 Post-Signalling dataのPLP\_  
NUM\_PER\_CHANNEL\_USEのデータを得、得られたデータに基づいて、制御信号生成部110  
15は、送信装置が用いたビット長調整方法を推定し、信号処理部11009は、推定し  
たビット長調整方法に基づいた信号処理を行うことになる。なお、信号処理の詳細について

は、実施の形態 1 から実施の形態 11 の受信装置の動作例で説明したとおりである。

#### 【1431】

以上のように実施することで、送信装置は、DVB-T2 規格に基づいた変調信号に加え、新しい規格の変調信号を効率よく送信することができる、つまり、P1 シンボル、P2 シンボルによる制御情報を少なくすることができるという効果を得ることができる。そして、新しい規格の変調信号を送信する際、実施の形態 1 から実施の形態 11 で述べた効果も得ることができる。

#### 【1432】

加えて、受信装置は、P1 シンボル、P2 シンボルにより、受信信号が DVB-T2 規格の信号か、新しい規格の信号か、を判断することができ、また、実施の形態 1 から実施の形態 11 で述べた効果を得ることができる。

また、実施の形態 1 から実施の形態 11 で述べたビット長調整を行い、変調信号を放送局が送信することで、端末の受信装置は、LDPC 符号等のブロック符号の各ブロックを構成するシンボルが明確である（複数のブロックのデータで構成するシンボルが存在しない）ため、P1 シンボル、P2 シンボルの制御情報の構成を少なくすることができるという効果を有することになる。（複数のブロックのデータで構成するシンボルが存在する場合、そのときのフレーム構成に関する情報を付加する必要がある。）

なお、本実施の形態で示した P1 シンボルの構成、および、P2 シンボルの構成は例であり、別の構成方法で実現してもよい。ただし、P1 シンボル、P2 シンボルで制御情報を伝送するとともに、新たに制御情報を伝送するシンボルを送信フレームに追加してもよい。

#### 【1433】

##### （補足 1）

当然であるが、本明細書において説明した実施の形態を複数組み合わせ、実施してもよい。

そして、本明細書において、「 $\forall$ 」は全称記号（universal quantifier）をあらわしており、「 $\exists$ 」は存在記号（existential quantifier）をあらわしている。

#### 【1434】

また、本明細書において、複素平面における、例えば、偏角のような、位相の単位は、「ラジアン（radian）」としている。

複素平面を利用すると、複素数の極座標による表示として極形式で表示できる。複素数  $z = a + jb$ （ $a$ 、 $b$  はともに実数であり、 $j$  は虚数単位である）に、複素平面上の点（ $a$ 、 $b$ ）を対応させたとき、この点が極座標で  $[r, \theta]$  とあらわされるなら、

$$a = r \times \cos \theta、$$

$$b = r \times \sin \theta$$

#### 【1435】

#### 【数 364】

$$r = \sqrt{a^2 + b^2}$$

#### 【1436】

が成り立ち、 $r$  は  $z$  の絶対値（ $r = |z|$ ）であり、 $\theta$  が偏角（argument）となる。そして、 $z = a + jb$  は、 $r \times e^{j\theta}$  とあらわされる。

本発明の説明において、ベースバンド信号、 $s_1$ 、 $s_2$ 、 $z_1$ 、 $z_2$  は複素信号となるが、複素信号とは、同相信号を  $I$ 、直交信号を  $Q$  としたとき、複素信号は  $I + jQ$ （ $j$  は虚数単位）とあらわされることになる。このとき、 $I$  がゼロとなってもよいし、 $Q$  がゼロとなってもよい。

## 【1437】

なお、例えば、上記通信方法を実行するプログラムを予めROM (Read Only Memory) に格納しておき、そのプログラムをCPU (Central Processor Unit) によって動作させるようにしても良い。

また、上記通信方法を実行するプログラムをコンピュータで読み取り可能な記憶媒体に格納し、記憶媒体に格納されたプログラムをコンピュータのRAM (Random Access Memory) に記録して、コンピュータをそのプログラムにしたがって動作させるようにしても良い。

## 【1438】

そして、上記の各実施の形態などの各構成は、典型的には集積回路であるLSI (Large Scale Integration) として実現されてもよい。これらは、個別に1チップ化されてもよいし、各実施の形態の全ての構成または一部の構成を含むように1チップ化されてもよい。ここでは、LSIとしたが、集積度の違いにより、IC (Integrated Circuit)、システムLSI、スーパーLSI、ウルトラLSIと呼称されることもある。また、集積回路化の手法はLSIに限られるものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現しても良い。LSI製造後に、プログラムすることが可能なFPGA (Field Programmable Gate Array) や、LSI内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なりコンフィギュラブル・プロセッサを利用しても良い。

## 【1439】

さらに、半導体技術の進歩又は派生する別技術によりLSIに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行っても良い。バイオ技術の適応等が可能性としてあり得る。

実施の形態1から実施の形態11において、ビット長調整方法について説明した。また、実施の形態12では、実施の形態1から実施の形態11のビット長調整方法をDVB規格に適用する場合について説明した。これらの実施の形態のなかで、変調方式として、16QAM、64QAM、256QAMを適用する場合について説明している。

## 【1440】

実施の形態1から実施の形態12において、16QAMのかわりに同相I一直交Q平面において16個の信号点をもつ変調方式を用いてもよい。同様に、実施の形態1から実施の形態12において、64QAMのかわりに同相I一直交Q平面において64個の信号点をもつ変調方式、256QAMのかわりに同相I一直交Q平面において256個の信号点をもつ変調方式を用いてもよい。

## 【1441】

また、本明細書において、1本のアンテナは、複数のアンテナで構成されていてもよい。

本明細書において、受信装置とアンテナが別々となっている構成であってもよい。例えば、アンテナで受信した信号、または、アンテナで受信した信号に対し、周波数変換を施した信号を、ケーブルを通して、入力するインターフェースを受信装置が具備し、受信装置はその後の処理を行うことになる。

## 【1442】

また、受信装置が得たデータ・情報は、その後、映像や音に変換され、ディスプレイ (モニタ) に表示されたり、スピーカーから音が出力されたりする。さらに、受信装置が得たデータ・情報は、映像や音に関する信号処理が施され (信号処理を施さなくてもよい)、受信装置が具備するRCA端子 (映像端子、音用端子)、USB (Universal Serial Bus)、HDMI (High-Definition Multimedia Interface)、デジタル用端子等から出力されてもよい。

## 【1443】

(補足2)

実施の形態1から実施の形態11において、ビット長調整方法について説明した。また、実施の形態12では、実施の形態1から実施の形態11ビット長調整方法をDVB規格に適用する場合について説明した。これらの実施の形態のなかで、変調方式として、16QAM、64QAM、256QAMを適用する場合について説明している。そして、16QAM、64QAM、256QAMについての具体的なマッピング方法については、(構成例R1)で説明している。

【1444】

以下では、(構成例R1)とは異なる16QAM、64QAM、256QAMのマッピング方法等の構成方法について説明する。なお、以下で説明する16QAM、64QAM、256QAMを実施の形態1から実施の形態12に対し適用してもよく、このとき、実施の形態1から実施の形態12で説明した効果を得ることができる。

16QAMを拡張化した場合について説明する。

【1445】

16QAMのマッピング方法について説明する。図111は、同相I-直交Q平面における16QAMの信号点配置の例を示している。なお、図111において、16個の○が16QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。また、図111において $f > 0$  ( $f$ は0より大きい実数)であり、 $f \neq 3$ 、かつ、 $f \neq 1$ であるものとする。

16QAMの16個の信号点(図111の「○」が信号点である。)の同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(3 \times w_{16a}, 3 \times w_{16a})$ 、 $(3 \times w_{16a}, f \times w_{16a})$ 、 $(3 \times w_{16a}, -f \times w_{16a})$ 、 $(3 \times w_{16a}, -3 \times w_{16a})$ 、 $(f \times w_{16a}, 3 \times w_{16a})$ 、 $(f \times w_{16a}, f \times w_{16a})$ 、 $(f \times w_{16a}, -f \times w_{16a})$ 、 $(f \times w_{16a}, -3 \times w_{16a})$ 、 $(-f \times w_{16a}, 3 \times w_{16a})$ 、 $(-f \times w_{16a}, f \times w_{16a})$ 、 $(-f \times w_{16a}, -f \times w_{16a})$ 、 $(-f \times w_{16a}, -3 \times w_{16a})$ 、 $(-3 \times w_{16a}, 3 \times w_{16a})$ 、 $(-3 \times w_{16a}, f \times w_{16a})$ 、 $(-3 \times w_{16a}, -f \times w_{16a})$ 、 $(-3 \times w_{16a}, -3 \times w_{16a})$ 、となる( $w_{16a}$ は0より大きい実数となる。)

【1446】

ここで、送信するビット(入力ビット)を $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ とする。例えば、送信するビットが $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の場合、図111における信号点11101にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分をI、直交成分をQとすると、 $(I, Q) = (3 \times w_{16a}, 3 \times w_{16a})$ となる。

つまり、送信するビット( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ )に基づき、(16QAM時の)マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qが決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット(0000~1111)と信号点の座標の関係の一例は図111のとおりである。16QAMの16個の信号点(図111の「○」)

$(3 \times w_{16a}, 3 \times w_{16a})$ 、 $(3 \times w_{16a}, f \times w_{16a})$ 、 $(3 \times w_{16a}, -f \times w_{16a})$ 、 $(3 \times w_{16a}, -3 \times w_{16a})$ 、 $(f \times w_{16a}, 3 \times w_{16a})$ 、 $(f \times w_{16a}, f \times w_{16a})$ 、 $(f \times w_{16a}, -f \times w_{16a})$ 、 $(f \times w_{16a}, -3 \times w_{16a})$ 、 $(-f \times w_{16a}, 3 \times w_{16a})$ 、 $(-f \times w_{16a}, f \times w_{16a})$ 、 $(-f \times w_{16a}, -f \times w_{16a})$ 、 $(-f \times w_{16a}, -3 \times w_{16a})$ 、 $(-3 \times w_{16a}, 3 \times w_{16a})$ 、 $(-3 \times w_{16a}, f \times w_{16a})$ 、 $(-3 \times w_{16a}, -f \times w_{16a})$ 、 $(-3 \times w_{16a}, -3 \times w_{16a})$

の直下に $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000~1111の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000~1111の直上の信号点(「○」)の同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、16QAM時の $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット(0000~1111)と信号点の座標の関係は、図111に限ったものではない。



【1447】

図111の16個の信号点に対し、「信号点1」「信号点2」・・・「信号点15」「信号点16」と名付ける。(16個の信号点が存在するので、「信号点1」から「信号点16」が存在することになる。)同相I-直交Q平面において、「信号点i」と原点の距離を $D_i$ とする。このとき、 $w_{16a}$ を以下のように与える。

【1448】

【数365】

$$w_{16a} = \frac{z}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{16} D_i^2}{16}}} \quad \dots (H1)$$

$$= \frac{z}{\sqrt{\frac{((3^2+3^2) \times 4 + (f^2+f^2) \times 4 + (f^2+3^2) \times 8)}{16}}}$$

【1449】

すると、マッピング後のベースバンド信号の平均パワーは $z^2$ となる。

なお、上述の説明において、(構成例R1)と同等になる場合をuniform-16QAMと呼び、それ以外の場合をnon-uniform 16QAMと呼ぶ。

64QAMのマッピング方法について説明する。図112は、同相I-直交Q平面における64QAMの信号点配置の例を示している。なお、図112において、64個の○が64QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。図112において $g_1 > 0$  ( $g_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $g_2 > 0$  ( $g_2$ は0より大きい実数)、かつ、 $g_3 > 0$  ( $g_3$ は0より大きい実数)であり、

{ $\{g_1 \neq 7$ 、かつ、 $g_2 \neq 7$ 、かつ、 $g_3 \neq 7\}$ が成立する}、  
かつ、{ $\{(g_1, g_2, g_3) \neq (1, 3, 5)$ 、かつ、 $(g_1, g_2, g_3) \neq (1, 5, 3)$ 、かつ、 $(g_1, g_2, g_3) \neq (3, 1, 5)$ 、かつ、 $(g_1, g_2, g_3) \neq (3, 5, 1)$ 、かつ、 $(g_1, g_2, g_3) \neq (5, 1, 3)$ 、かつ、 $(g_1, g_2, g_3) \neq (5, 3, 1)\}$ が成立する}、  
かつ、{ $\{g_1 \neq g_2$ 、かつ、 $g_1 \neq g_3$ 、かつ、 $g_2 \neq g_3\}$ が成立する}  
であるものとする。

【1450】

64QAMの64個の信号点(図112の「○」が信号点である。)の同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(7 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$ 、 $(7 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})$ 、 $(7 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})$ 、 $(7 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})$ 、 $(7 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})$ 、 $(7 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})$ 、 $(7 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})$ 、 $(7 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$

$(g_3 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$ 、 $(g_3 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})$ 、 $(g_3 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})$ 、 $(g_3 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})$ 、 $(g_3 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})$ 、 $(g_3 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})$ 、 $(g_3 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})$ 、 $(g_3 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$

$(g_2 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$

$$3 \times w_{64a})、(g_2 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$$

$$(g_1 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})、(g_1 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})、(g_1 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})、(g_1 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})、(g_1 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})、(g_1 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})、(g_1 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})、(g_1 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$$

$$(-g_1 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})、(-g_1 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})、(-g_1 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})、(-g_1 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})、(-g_1 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})、(-g_1 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})、(-g_1 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})、(-g_1 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$$

10

$$(-g_2 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})、(-g_2 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})、(-g_2 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})、(-g_2 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})、(-g_2 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})、(-g_2 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})、(-g_2 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})、(-g_2 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$$

$$(-g_3 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})、(-g_3 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})、(-g_3 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})、(-g_3 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})、(-g_3 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})、(-g_3 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})、(-g_3 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})、(-g_3 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$$

20

$$(-7 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})、(-7 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})、(-7 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})、(-7 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})、(-7 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})、(-7 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})、(-7 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})、(-7 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$$

となる ( $w_{64a}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【1451】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図 112 における信号点 11201 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (7 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$  となる。

30

#### 【1452】

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ ) に基づき、(64QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット (000000 ~ 111111) と信号点の座標の関係の一例は図 112 のとおりである。64QAM の 64 個の信号点 (図 112 の「○」)

40

$$(7 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})、(7 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})、(7 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})、(7 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})、(7 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})、(7 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})、(7 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})、(7 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$$

$$(g_3 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})、(g_3 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})、(g_3 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})、(g_3 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})、(g_3 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})、(g_3 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})、(g_3 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})、(g_3 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$$

50

$(g_2 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})$ 、 $(g_2 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$

$(g_1 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$ 、 $(g_1 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})$ 、 $(g_1 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})$ 、 $(g_1 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})$ 、 $(g_1 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})$ 、 $(g_1 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})$ 、 $(g_1 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})$ 、 $(g_1 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$

10

$(-g_1 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$ 、 $(-g_1 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})$ 、 $(-g_1 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})$ 、 $(-g_1 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})$ 、 $(-g_1 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})$ 、 $(-g_1 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})$ 、 $(-g_1 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})$ 、 $(-g_1 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$

$(-g_2 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$ 、 $(-g_2 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})$ 、 $(-g_2 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})$ 、 $(-g_2 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})$ 、 $(-g_2 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})$ 、 $(-g_2 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})$ 、 $(-g_2 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})$ 、 $(-g_2 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$

20

$(-g_3 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$ 、 $(-g_3 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})$ 、 $(-g_3 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})$ 、 $(-g_3 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})$ 、 $(-g_3 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})$ 、 $(-g_3 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})$ 、 $(-g_3 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})$ 、 $(-g_3 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$

$(-7 \times w_{64a}, 7 \times w_{64a})$ 、 $(-7 \times w_{64a}, g_3 \times w_{64a})$ 、 $(-7 \times w_{64a}, g_2 \times w_{64a})$ 、 $(-7 \times w_{64a}, g_1 \times w_{64a})$ 、 $(-7 \times w_{64a}, -g_1 \times w_{64a})$ 、 $(-7 \times w_{64a}, -g_2 \times w_{64a})$ 、 $(-7 \times w_{64a}, -g_3 \times w_{64a})$ 、 $(-7 \times w_{64a}, -7 \times w_{64a})$

30

の直下にb0、b1、b2、b3、b4、b5のセット000000～111111の値が示されている。b0、b1、b2、b3、b4、b5のセット000000～111111の直上の信号点(「○」)の同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、64QAM時のb0、b1、b2、b3、b4、b5のセット(000000～111111)と信号点の座標の関係は、図112に限ったものではない。

#### 【1453】

図112の64個の信号点に対し、「信号点1」「信号点2」・・・「信号点63」「信号点64」と名付ける。(64個の信号点が存在するので、「信号点1」から「信号点64」が存在することになる。)同相I-直交Q平面において、「信号点i」と原点の距離をDiとする。このとき、 $w_{64a}$ を以下のように与える。

40

#### 【1454】

【数 3 6 6】

$$w_{64a} = \frac{z}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{64} D_i^2}{64}}} \cdots (H2)$$

10

【1 4 5 5】

すると、マッピング後のベースバンド信号の平均パワーは  $z^2$  となる。

なお、上述の説明において、（構成例 R 1）と同等になる場合を uniform-64QAM と呼び、それ以外の場合を non-uniform 64QAM と呼ぶ。

2 5 6 QAM のマッピング方法について説明する。図 1 1 3 は、同相 I ー 直交 Q 平面における 2 5 6 QAM の信号点配置の例を示している。なお、図 1 1 3 において、2 5 6 個の○が 2 5 6 QAM の信号点であり、横軸 I、縦軸 Q となる。図 1 1 3 において  $h_1 > 0$  ( $h_1$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_2 > 0$  ( $h_2$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_3 > 0$  ( $h_3$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_4 > 0$  ( $h_4$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_5 > 0$  ( $h_5$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_6 > 0$  ( $h_6$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_7 > 0$  ( $h_7$  は 0 より大きい実数) であり、

{  $\{h_1 \neq 15$ 、かつ、 $h_2 \neq 15$ 、かつ、 $h_3 \neq 15$ 、かつ、 $h_4 \neq 15$ 、かつ、 $h_5 \neq 15$ 、かつ、 $h_6 \neq 15$ 、かつ、 $h_7 \neq 15\}$  が成立する}、

かつ、

{  $\{a_1$  は 1 以上 7 以下の整数、かつ、 $a_2$  は 1 以上 7 以下の整数、かつ、 $a_3$  は 1 以上 7 以下の整数、かつ、 $a_4$  は 1 以上 7 以下の整数、かつ、 $a_5$  は 1 以上 7 以下の整数、かつ、 $a_6$  は 1 以上 7 以下の整数、かつ、 $a_7$  は 1 以上 7 以下の整数} が成立し、{  $x$  は 1 以上 7 以下の整数、かつ、 $y$  は 1 以上 7 以下の整数、かつ、 $x \neq y$ } が成立したとき、{ すべての  $x$ 、すべての  $y$  で、 $a_x \neq a_y$  が成立する} とき、( $h_{a_1}$ 、 $h_{a_2}$ 、 $h_{a_3}$ 、 $h_{a_4}$ 、 $h_{a_5}$ 、 $h_{a_6}$ 、 $h_{a_7}$ )  $\neq$  (1、3、5、7、9、11、13) が成立する。}

かつ、{  $\{h_1 \neq h_2$ 、かつ、 $h_1 \neq h_3$ 、かつ、 $h_1 \neq h_4$ 、かつ、 $h_1 \neq h_5$ 、かつ、 $h_1 \neq h_6$ 、かつ、 $h_1 \neq h_7$ 、

かつ、 $h_2 \neq h_3$ 、かつ、 $h_2 \neq h_4$ 、かつ、 $h_2 \neq h_5$ 、かつ、 $h_2 \neq h_6$ 、かつ、 $h_2 \neq h_7$ 、

かつ、 $h_3 \neq h_4$ 、かつ、 $h_3 \neq h_5$ 、かつ、 $h_3 \neq h_6$ 、かつ、 $h_3 \neq h_7$ 、

かつ、 $h_4 \neq h_5$ 、かつ、 $h_4 \neq h_6$ 、かつ、 $h_4 \neq h_7$ 、

かつ、 $h_5 \neq h_6$ 、かつ、 $h_5 \neq h_7$ 、

かつ、 $h_6 \neq h_7$ } が成立する}

であるものとする。

【1 4 5 6】

2 5 6 QAM の 2 5 6 個の信号点（図 1 1 3 の「○」が信号点である。）の同相 I ー 直交 Q 平面におけるそれぞれの座標は、

( $15 \times w_{256a}$ 、 $15 \times w_{256a}$ )、( $15 \times w_{256a}$ 、 $h_7 \times w_{256a}$ )、  
 ( $15 \times w_{256a}$ 、 $h_6 \times w_{256a}$ )、( $15 \times w_{256a}$ 、 $h_5 \times w_{256a}$ )、  
 ( $15 \times w_{256a}$ 、 $h_4 \times w_{256a}$ )、( $15 \times w_{256a}$ 、 $h_3 \times w_{256a}$ )、  
 ( $15 \times w_{256a}$ 、 $h_2 \times w_{256a}$ )、( $15 \times w_{256a}$ 、 $h_1 \times w_{256a}$ )、  
 ( $15 \times w_{256a}$ 、 $-15 \times w_{256a}$ )、( $15 \times w_{256a}$ 、 $-h_7 \times w_{256a}$ )、  
 ( $15 \times w_{256a}$ 、 $-h_6 \times w_{256a}$ )、( $15 \times w_{256a}$ 、 $-h_5 \times w_{256a}$ )、

50







$(-h_1 \times w_{256a}, 15 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_1 \times w_{256a})$ 、

$(-h_1 \times w_{256a}, -15 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_1 \times w_{256a})$ 、

10

となる ( $w_{256a}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【1457】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図 113 における信号点 11301 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (15 \times w_{256a}, 15 \times w_{256a})$  となる。

#### 【1458】

20

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$ ) に基づき、(256QAM時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  のセット (00000000 ~ 11111111) と信号点の座標の関係の一例は図 113 のとおりである。256QAMの256個の信号点 (図 113 の「○」)

$(15 \times w_{256a}, 15 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, h_7 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, h_6 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, h_5 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, h_4 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, h_3 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, h_2 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, h_1 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, -15 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, -h_7 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, -h_6 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, -h_5 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, -h_4 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, -h_3 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, -h_2 \times w_{256a})$ 、 $(15 \times w_{256a}, -h_1 \times w_{256a})$ 、

30

$(h_7 \times w_{256a}, 15 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, h_7 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, h_6 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, h_5 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, h_4 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, h_3 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, h_2 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, h_1 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, -15 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, -h_7 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, -h_6 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, -h_5 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, -h_4 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, -h_3 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, -h_2 \times w_{256a})$ 、 $(h_7 \times w_{256a}, -h_1 \times w_{256a})$ 、

40

$(h_6 \times w_{256a}, 15 \times w_{256a})$ 、 $(h_6 \times w_{256a}, h_7 \times w_{256a})$ 、 $(h_6 \times w_{256a}, h_6 \times w_{256a})$ 、 $(h_6 \times w_{256a}, h_5 \times w_{256a})$ 、 $(h_6 \times w_{256a}, h_4 \times w_{256a})$ 、 $(h_6 \times w_{256a}, h_3 \times w_{256a})$ 、 $(h_6 \times w_{256a}, h_2 \times w_{256a})$ 、 $(h_6 \times w_{256a}, h_1 \times w_{256a})$ 、

50





10

20

30

40

50

$(-h_4 \times w_{256a}, 15 \times w_{256a}), (-h_4 \times w_{256a}, h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, h_1 \times w_{256a})$ 、

$(-h_4 \times w_{256a}, -15 \times w_{256a}), (-h_4 \times w_{256a}, -h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, -h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, -h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, -h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, -h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, -h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_4 \times w_{256a}, -h_1 \times w_{256a})$ 、

10

$(-h_3 \times w_{256a}, 15 \times w_{256a}), (-h_3 \times w_{256a}, h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, h_1 \times w_{256a})$ 、

$(-h_3 \times w_{256a}, -15 \times w_{256a}), (-h_3 \times w_{256a}, -h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, -h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, -h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, -h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, -h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, -h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_3 \times w_{256a}, -h_1 \times w_{256a})$ 、

20

$(-h_2 \times w_{256a}, 15 \times w_{256a}), (-h_2 \times w_{256a}, h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, h_1 \times w_{256a})$ 、

$(-h_2 \times w_{256a}, -15 \times w_{256a}), (-h_2 \times w_{256a}, -h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, -h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, -h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, -h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, -h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, -h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_2 \times w_{256a}, -h_1 \times w_{256a})$ 、

30

$(-h_1 \times w_{256a}, 15 \times w_{256a}), (-h_1 \times w_{256a}, h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, h_1 \times w_{256a})$ 、

$(-h_1 \times w_{256a}, -15 \times w_{256a}), (-h_1 \times w_{256a}, -h_7 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_6 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_5 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_4 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_3 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_2 \times w_{256a})$ 、 $(-h_1 \times w_{256a}, -h_1 \times w_{256a})$ 、

40

の直下にb0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7のセット00000000～11111111の値が示されている。b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7のセット00000000～11111111の直上の信号点(「○」)の同相Iー直交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、256QAM時のb0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7のセット(00000000～11111111)と信号点の座標の関係は、図

50

1 1 3に限ったものではない。

【1 4 5 9】

図1 1 3の2 5 6個の信号点に対し、「信号点1」「信号点2」・・・「信号点2 5 5」「信号点2 5 6」と名付ける。(2 5 6個の信号点が存在するので、「信号点1」から「信号点2 5 6」が存在することになる。)同相I一直交Q平面において、「信号点i」と原点の距離を $D_i$ とする。このとき、 $w_{2 5 6 a}$ を以下のように与える。

【1 4 6 0】

【数3 6 7】

$$w_{256a} = \frac{z}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{256} D_i^2}{256}}} \dots (H3)$$

10

【1 4 6 1】

すると、マッピング後のベースバンド信号の平均パワーは $z^2$ となる。

なお、上述の説明において、(構成例R 1)と同等になる場合をuniform-256QAMと呼び、それ以外の場合をnon-uniform 256QAMと呼ぶ。

20

(補足3)

実施の形態1から実施の形態1 1において、ビット長調整方法について説明した。また、実施の形態1 2では、実施の形態1から実施の形態1 1ビット長調整方法をDVB規格に適用する場合について説明した。これらの実施の形態のなかで、変調方式として、1 6 QAM、6 4 QAM、2 5 6 QAMを適用する場合について説明している。そして、1 6 QAM、6 4 QAM、2 5 6 QAMについての具体的なマッピング方法については、(構成例R 1)で説明している。

【1 4 6 2】

以下では、(構成例R 1)、(補足2)とは異なる1 6 QAM、6 4 QAM、2 5 6 QAMのマッピング方法等の構成方法について説明する。なお、以下で説明する1 6 QAM、6 4 QAM、2 5 6 QAMを実施の形態1から実施の形態1 2に対し適用してもよく、このとき、実施の形態1から実施の形態1 2で説明した効果を得ることができる。

30

1 6 QAMのマッピング方法について説明する。図1 1 4は、同相I一直交Q平面における1 6 QAMの信号点配置の例を示している。なお、図1 1 4において、1 6個の○が1 6 QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。また、図1 1 4において $f_1 > 0$  ( $f_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $f_2 > 0$  ( $f_2$ は0より大きい実数)であり、 $f_1 \neq 3$ 、かつ、 $f_2 \neq 3$ 、かつ、 $f_1 \neq f_2$ であるものとする。

【1 4 6 3】

1 6 QAMの1 6個の信号点(図1 1 4の「○」が信号点である。)の同相I一直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

40

$(3 \times w_{1 6 b}, 3 \times w_{1 6 b})$ 、 $(3 \times w_{1 6 b}, f_2 \times w_{1 6 b})$ 、 $(3 \times w_{1 6 b}, -f_2 \times w_{1 6 b})$ 、 $(3 \times w_{1 6 b}, -3 \times w_{1 6 b})$ 、 $(f_1 \times w_{1 6 b}, 3 \times w_{1 6 b})$ 、 $(f_1 \times w_{1 6 b}, f_2 \times w_{1 6 b})$ 、 $(f_1 \times w_{1 6 b}, -f_2 \times w_{1 6 b})$ 、 $(f_1 \times w_{1 6 b}, -3 \times w_{1 6 b})$ 、 $(-f_1 \times w_{1 6 b}, 3 \times w_{1 6 b})$ 、 $(-f_1 \times w_{1 6 b}, f_2 \times w_{1 6 b})$ 、 $(-f_1 \times w_{1 6 b}, -f_2 \times w_{1 6 b})$ 、 $(-f_1 \times w_{1 6 b}, -3 \times w_{1 6 b})$ 、 $(-3 \times w_{1 6 b}, 3 \times w_{1 6 b})$ 、 $(-3 \times w_{1 6 b}, f_2 \times w_{1 6 b})$ 、 $(-3 \times w_{1 6 b}, -f_2 \times w_{1 6 b})$ 、 $(-3 \times w_{1 6 b}, -3 \times w_{1 6 b})$ 、

50

となる ( $w_{16b}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

【1464】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$  の場合、図 114 における信号点 11401 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (3 \times w_{16b}, 3 \times w_{16b})$  となる。

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ ) に基づき、(16QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  のセット (0000 ~ 1111) と信号点の座標の関係の一例は図 114 のとおりである。16QAM の 16 個の信号点 (図 114 の「○」)

$(3 \times w_{16b}, 3 \times w_{16b})$ 、 $(3 \times w_{16b}, f_2 \times w_{16b})$ 、 $(3 \times w_{16b}, -f_2 \times w_{16b})$ 、 $(3 \times w_{16b}, -3 \times w_{16b})$ 、 $(f_1 \times w_{16b}, 3 \times w_{16b})$ 、 $(f_1 \times w_{16b}, f_2 \times w_{16b})$ 、 $(f_1 \times w_{16b}, -f_2 \times w_{16b})$ 、 $(f_1 \times w_{16b}, -3 \times w_{16b})$ 、 $(-f_1 \times w_{16b}, 3 \times w_{16b})$ 、 $(-f_1 \times w_{16b}, f_2 \times w_{16b})$ 、 $(-f_1 \times w_{16b}, -f_2 \times w_{16b})$ 、 $(-f_1 \times w_{16b}, -3 \times w_{16b})$ 、 $(-3 \times w_{16b}, 3 \times w_{16b})$ 、 $(-3 \times w_{16b}, f_2 \times w_{16b})$ 、 $(-3 \times w_{16b}, -f_2 \times w_{16b})$ 、 $(-3 \times w_{16b}, -3 \times w_{16b})$ 、

の直下に  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  のセット 0000 ~ 1111 の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  のセット 0000 ~ 1111 の直上の信号点 (「○」) の同相  $I$  ー 直交  $Q$  平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$  および直交成分  $Q$  となる。なお、16QAM 時の  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  のセット (0000 ~ 1111) と信号点の座標の関係は、図 114 に限ったものではない。

【1465】

図 114 の 16 個の信号点に対し、「信号点 1」「信号点 2」・・・「信号点 15」「信号点 16」と名付ける。(16 個の信号点が存在するので、「信号点 1」から「信号点 16」が存在することになる。) 同相  $I$  ー 直交  $Q$  平面において、「信号点  $i$ 」と原点の距離を  $D_i$  とする。このとき、 $w_{16b}$  を以下のように与える。

【1466】

【数 368】

$$w_{16b} = \frac{z}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{16} D_i^2}{16}}} \quad \dots (H4)$$

$$= \frac{z}{\sqrt{\frac{((3^2 + 3^2) \times 4 + (f_1^2 + f_2^2) \times 4 + (f_1^2 + 3^2) \times 4 + (f_2^2 + 3^2) \times 4)}{16}}}$$

【1467】

すると、マッピング後のベースバンド信号の平均パワーは  $z^2$  となる。なお、上述で説明した 16QAM の効果については、後で説明する。

64QAM のマッピング方法について説明する。図 115 は、同相  $I$  ー 直交  $Q$  平面における 64QAM の信号点配置の例を示している。なお、図 115 において、64 個の○が 64QAM の信号点であり、横軸  $I$ 、縦軸  $Q$  となる。

【1468】

図115において  $g_1 > 0$  ( $g_1$  は0より大きい実数)、かつ、 $g_2 > 0$  ( $g_2$  は0より大きい実数)、かつ、 $g_3 > 0$  ( $g_3$  は0より大きい実数)、かつ、 $g_4 > 0$  ( $g_4$  は0より大きい実数)、かつ、 $g_5 > 0$  ( $g_5$  は0より大きい実数)、かつ、 $g_6 > 0$  ( $g_6$  は0より大きい実数)であり、

$\{g_1 \neq 7、かつ、g_2 \neq 7、かつ、g_3 \neq 7、かつ、g_1 \neq g_2、かつ、g_1 \neq g_3、$   
 $かつ、g_2 \neq g_3\}$

かつ、

$\{g_4 \neq 7、かつ、g_5 \neq 7、かつ、g_6 \neq 7、かつ、g_4 \neq g_5、かつ、g_4 \neq g_6、$   
 $かつ、g_5 \neq g_6\}$

かつ、

$\{\{g_1 \neq g_4、または、g_2 \neq g_5、または、g_3 \neq g_6\}$  が成立する。 $\}$

が成立する。

【1469】

64QAMの64個の信号点(図115の「○」が信号点である。)の同相I-直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(7 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})、(7 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})、(7 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})、(7 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})、(7 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})、(7 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})、(7 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})、(7 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(g_3 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})、(g_3 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})、(g_3 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})、(g_3 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})、(g_3 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})、(g_3 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})、(g_3 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})、(g_3 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(g_2 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})、(g_2 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})、(g_2 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})、(g_2 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})、(g_2 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})、(g_2 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})、(g_2 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})、(g_2 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(g_1 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})、(g_1 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})、(g_1 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})、(g_1 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})、(g_1 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})、(g_1 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})、(g_1 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})、(g_1 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(-g_1 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})、(-g_1 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})、(-g_1 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})、(-g_1 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})、(-g_1 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})、(-g_1 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})、(-g_1 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})、(-g_1 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(-g_2 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})、(-g_2 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})、(-g_2 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})、(-g_2 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})、(-g_2 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})、(-g_2 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})、(-g_2 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})、(-g_2 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(-g_3 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})、(-g_3 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})、(-g_3 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})、(-g_3 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})、(-g_3 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})、(-g_3 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})、(-g_3 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})、(-g_3 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

10

20

30

40

50

$(-7 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

となる ( $w_{64b}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【1470】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図 115 における信号点 11501 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (7 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$  となる。

#### 【1471】

つまり、送信するビット ( $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ ) に基づき、(64QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット (000000~111111) と信号点の座標の関係の一例は図 115 のとおりである。64QAM の 64 個の信号点 (図 115 の「○」)

$(7 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$ 、 $(7 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})$ 、 $(7 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})$ 、 $(7 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})$ 、 $(7 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})$ 、 $(7 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})$ 、 $(7 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})$ 、 $(7 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(g_3 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$ 、 $(g_3 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})$ 、 $(g_3 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})$ 、 $(g_3 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})$ 、 $(g_3 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})$ 、 $(g_3 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})$ 、 $(g_3 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})$ 、 $(g_3 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(g_2 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$ 、 $(g_2 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})$ 、 $(g_2 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})$ 、 $(g_2 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})$ 、 $(g_2 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})$ 、 $(g_2 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})$ 、 $(g_2 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})$ 、 $(g_2 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(g_1 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$ 、 $(g_1 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})$ 、 $(g_1 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})$ 、 $(g_1 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})$ 、 $(g_1 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})$ 、 $(g_1 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})$ 、 $(g_1 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})$ 、 $(g_1 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(-g_1 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$ 、 $(-g_1 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-g_1 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-g_1 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-g_1 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-g_1 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-g_1 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-g_1 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(-g_2 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$ 、 $(-g_2 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-g_2 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-g_2 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-g_2 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-g_2 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-g_2 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-g_2 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

10

20

30

40

50

$(-g_3 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$ 、 $(-g_3 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-g_3 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-g_3 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-g_3 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-g_3 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-g_3 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-g_3 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

$(-7 \times w_{64b}, 7 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, -g_4 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, -g_5 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, -g_6 \times w_{64b})$ 、 $(-7 \times w_{64b}, -7 \times w_{64b})$

10

の直下に  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット  $000000 \sim 111111$  の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット  $000000 \sim 111111$  の直上の信号点（「○」）の同相 I－直交 Q 平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I および直交成分 Q となる。なお、64 QAM 時の  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット（ $000000 \sim 111111$ ）と信号点の座標の関係は、図 115 に限ったものではない。

【1472】

図 115 の 64 個の信号点に対し、「信号点 1」「信号点 2」・・・「信号点 63」「信号点 64」と名付ける。（64 個の信号点が存在するので、「信号点 1」から「信号点 64」が存在することになる。）同相 I－直交 Q 平面において、「信号点 i」と原点の距離を  $D_i$  とする。このとき、 $w_{64b}$  を以下のように与える。

20

【1473】

【数 369】

$$w_{64b} = \frac{z}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{64} D_i^2}{64}}} \cdots (H5)$$

30

【1474】

すると、マッピング後のベースバンド信号の平均パワーは  $z^2$  となる。なお、効果については、後で説明する。

256 QAM のマッピング方法について説明する。図 116 は、同相 I－直交 Q 平面における 256 QAM の信号点配置の例を示している。なお、図 116 において、256 個の○が 256 QAM の信号点であり、横軸 I、縦軸 Q となる。

【1475】

図 116 において  $h_1 > 0$ （ $h_1$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_2 > 0$ （ $h_2$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_3 > 0$ （ $h_3$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_4 > 0$ （ $h_4$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_5 > 0$ （ $h_5$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_6 > 0$ （ $h_6$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_7 > 0$ （ $h_7$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_8 > 0$ （ $h_8$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_9 > 0$ （ $h_9$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_{10} > 0$ （ $h_{10}$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_{11} > 0$ （ $h_{11}$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_{12} > 0$ （ $h_{12}$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_{13} > 0$ （ $h_{13}$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $h_{14} > 0$ （ $h_{14}$  は 0 より大きい実数）であり、

40

$\{h_1 \neq 15$ 、かつ、 $h_2 \neq 15$ 、かつ、 $h_3 \neq 15$ 、かつ、 $h_4 \neq 15$ 、かつ、 $h_5 \neq 15$ 、かつ、 $h_6 \neq 15$ 、かつ、 $h_7 \neq 15$ 、  
かつ、 $h_1 \neq h_2$ 、かつ、 $h_1 \neq h_3$ 、かつ、 $h_1 \neq h_4$ 、かつ、 $h_1 \neq h_5$ 、かつ、 $h$

50



$h_1 \neq h_6$ 、かつ、 $h_1 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_2 \neq h_3$ 、かつ、 $h_2 \neq h_4$ 、かつ、 $h_2 \neq h_5$ 、かつ、 $h_2 \neq h_6$ 、かつ、 $h_2 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_3 \neq h_4$ 、かつ、 $h_3 \neq h_5$ 、かつ、 $h_3 \neq h_6$ 、かつ、 $h_3 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_4 \neq h_5$ 、かつ、 $h_4 \neq h_6$ 、かつ、 $h_4 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_5 \neq h_6$ 、かつ、 $h_5 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_6 \neq h_7$  }

かつ、

$\{h_8 \neq 15$ 、かつ、 $h_9 \neq 15$ 、かつ、 $h_{10} \neq 15$ 、かつ、 $h_{11} \neq 15$ 、かつ、 $h_{12} \neq 15$ 、かつ、 $h_{13} \neq 15$ 、かつ、 $h_{14} \neq 15$ 、

かつ、 $h_8 \neq h_9$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{10}$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{11}$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{12}$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{14}$ 、

かつ、 $h_9 \neq h_{10}$ 、かつ、 $h_9 \neq h_{11}$ 、かつ、 $h_9 \neq h_{12}$ 、かつ、 $h_9 \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_9 \neq h_{14}$ 、

かつ、 $h_{10} \neq h_{11}$ 、かつ、 $h_{10} \neq h_{12}$ 、かつ、 $h_{10} \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_{10} \neq h_{14}$ 、

かつ、 $h_{11} \neq h_{12}$ 、かつ、 $h_{11} \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_{11} \neq h_{14}$ 、

かつ、 $h_{12} \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_{12} \neq h_{14}$ 、

かつ、 $h_{13} \neq h_{14}$  }

かつ、

$\{h_1 \neq h_8$ 、または、 $h_2 \neq h_9$ 、または、 $h_3 \neq h_{10}$ 、または、 $h_4 \neq h_{11}$ 、または、 $h_5 \neq h_{12}$ 、または、 $h_6 \neq h_{13}$ 、または、 $h_7 \neq h_{14}$  が成立する。}

【1476】

256 QAMの256個の信号点（図116の「○」が信号点である。）の同相I一直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(15 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})$ 、 $(15 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})$ 、  
 $(15 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(15 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b})$ 、  
 $(15 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(15 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b})$ 、  
 $(15 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b})$ 、 $(15 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b})$ 、

$(15 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b})$ 、 $(15 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b})$ 、  
 $(15 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(15 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b})$ 、  
 $(15 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(15 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})$ 、  
 $(15 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})$ 、 $(15 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})$ 、

$(h_7 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})$ 、 $(h_7 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})$ 、  
 $(h_7 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(h_7 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b})$ 、  
 $(h_7 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(h_7 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b})$ 、  
 $(h_7 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b})$ 、 $(h_7 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b})$ 、

$(h_7 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b})$ 、 $(h_7 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b})$ 、  
 $(h_7 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(h_7 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b})$ 、  
 $(h_7 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(h_7 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})$ 、  
 $(h_7 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})$ 、 $(h_7 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})$ 、

$(h_6 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})$ 、 $(h_6 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})$

10

20

30

40

50

$$\begin{aligned} & (h_1 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b}), (h_1 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b}) \\ & , (h_1 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b}), (h_1 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b}) \\ & , (h_1 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b}), (h_1 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b}) \\ & , (h_1 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b}), (h_1 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b}), \end{aligned}$$

10

20

30

40

50

$$\begin{aligned} & (-h_4 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b}), \\ & (-h_4 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b}), \\ & (-h_4 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b}), \\ & (-h_4 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b}), \end{aligned}$$
$$\begin{aligned}
& (-h_2 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b}), \\
& (-h_2 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b}), \\
& (-h_2 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b}), \\
& (-h_2 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b}), (-h_2 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b}),
\end{aligned}$$
$$\begin{aligned} & (-h_1 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b}), \\ & (-h_1 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b}), \\ & (-h_1 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b}), \\ & (-h_1 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b}), (-h_1 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b}), \end{aligned}$$

$_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})、(-h_1 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})、(-h_1 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})、$

となる ( $w_{256b}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【1477】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7) = (0、0、0、0、0、0、0、0)$  の場合、図 116 における信号点 11601 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (15 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})$  となる。

10

#### 【1478】

つまり、送信するビット ( $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$ ) に基づき、(256QAM時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$  のセット (00000000~11111111) と信号点の座標の関係の一例は図 116 のとおりである。256QAMの256個の信号点 (図 116 の「○」)

$(15 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b})、$

20

$(15 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})、(15 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})、$

$(h_7 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b})、$

30

$(h_7 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})、(h_7 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})、$

$(h_6 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b})、$

40

$(h_6 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})、(h_6 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})、$

50

10

20

30

40

50

10

20

30

40

50

50

50

50

50

$$(-h_4 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b}), (-h_4 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})$$

$b)$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b})$ 、  
 $(-h_4 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})$ 、 $(-h_4 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})$ 、

10

$(-h_3 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b})$ 、  
 $(-h_3 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})$ 、 $(-h_3 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})$ 、

20

$(-h_2 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b})$ 、  
 $(-h_2 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})$ 、 $(-h_2 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})$ 、

30

$(-h_1 \times w_{256b}, 15 \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, h_{14} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, h_{12} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, h_{10} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, h_9 \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, h_8 \times w_{256b})$ 、  
 $(-h_1 \times w_{256b}, -15 \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, -h_{14} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, -h_{13} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, -h_{12} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, -h_{11} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, -h_{10} \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, -h_9 \times w_{256b})$ 、 $(-h_1 \times w_{256b}, -h_8 \times w_{256b})$ 、

40

の直下に  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  のセット  $00000000 \sim 11111111$  の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  のセット  $00000000 \sim 11111111$  の直上の信号点（「○」）の同相 I 直交 Q 平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I および直交成分 Q となる。なお、256QAM 時の  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$ 、 $b_6$ 、 $b_7$  のセット（ $00000000 \sim 11111111$ ）と信号点の座標の関係は、図 116

50



に限ったものではない。

【1479】

図116の256個の信号点に対し、「信号点1」「信号点2」・・・「信号点255」「信号点256」と名付ける。(256個の信号点が存在するので、「信号点1」から「信号点256」が存在することになる。)同相I-直交Q平面において、「信号点*i*」と原点の距離を*D<sub>i</sub>*とする。このとき、 $w_{256b}$ を以下のように与える。

【1480】

【数370】

$$w_{256b} = \frac{z}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{256} D_i^2}{256}}} \dots (H6)$$

10

【1481】

すると、マッピング後のベースバンド信号の平均パワーは $z^2$ となる。なお、効果については、後で説明する。

次に、上述で説明したQAMを使用したときの効果について説明する。

まず、送信装置と受信装置の構成について説明する。

20

図117は、送信装置の構成の一例である。誤り訂正符号化部11702は、情報11701を入力とし、LDPC符号やターボ符号等の誤り訂正符号化を行い、誤り訂正符号化後のデータ11703を出力する。

【1482】

インタリーブ部11704は、誤り訂正符号化後のデータ11703を入力とし、データの並び換えを行い、インタリーブ後のデータ11705を出力する。

マッピング部11706は、インタリーブ後のデータ11705を入力とし、送信装置が設定した変調方式に基づいてマッピングを行い、直交ベースバンド信号(同相I成分と直交Q成分)11707を出力する。

【1483】

30

無線部11708は、直交ベースバンド信号11707を入力とし、直交変調、周波数変換、増幅等の処理を行い、送信信号11709を出力する。そして、送信信号11709は電波として、アンテナ11710から出力される。

図118は、図117の送信装置が送信した変調信号を受信する受信装置の構成の一例である。

【1484】

無線部11803は、アンテナ11801で受信した受信信号11802を入力とし、周波数変換、直交復調等の処理を施し、直交ベースバンド信号11804を出力する。

デマッピング部11805は、直交ベースバンド信号11804を入力とし、周波数オフセット推定および除去、チャネル変動(伝送路変動)の推定を行うと共に、データシンボルにおける各ビットの、例えば、対数尤度比を推定し、対数尤度比信号11806を出力する。

40

【1485】

デインタリーブ部11807は、対数尤度比信号11806を入力とし、並び替えを行い、デインタリーブ後の対数尤度比信号11808を出力する。

復号部11809は、デインタリーブ後の対数尤度比信号11808を入力とし、誤り訂正符号の復号を行い、受信データ11810を出力する。

効果を説明するにあたり、16QAMの場合を例にして説明する。以下の2つの場合(<16QAM#1>および<16QAM#2>)を比較する。

【1486】

50

<16QAM#1>補足2で説明した16QAMであり、同相I—直交Q平面における信号点の配置は図111に示したとおりである。

<16QAM#2>同相I—直交Q平面における信号点の配置は図114に示したとおりであり、上述で説明したように、 $f_1 > 0$  ( $f_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $f_2 > 0$  ( $f_2$ は0より大きい実数)であり、 $f_1 \neq 3$ 、かつ、 $f_1 \neq 3$ 、かつ、 $f_1 \neq f_2$ であるものとする。

【1487】

10

16QAMでは、上述でも説明したようにb0、b1、b2、b3の4ビットが伝送される。そして、<16QAM#1>としたとき、受信装置において、各ビットの対数尤度比を求めた場合、4ビットは「2ビットの高品位のビット、2ビットの低品位のビット」にわかれる。一方、<16QAM#2>としたとき、「 $f_1 > 0$  ( $f_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $f_2 > 0$  ( $f_2$ は0より大きい実数)であり、 $f_1 \neq 3$ 、かつ、 $f_1 \neq 3$ 、かつ、 $f_1 \neq f_2$ であるものとする。」の条件により、「2ビットの高品位のビット、1ビットの中品位のビット、1ビットの低品位のビット」にわかれる。以上のように、4ビットの品質の配分が、<16QAM#1>と<16QAM#2>により異なる。このような状況で、図118の復号部11809で誤り訂正符号の復号を行った場合、使用する誤り訂正符号によっては、<16QAM#2>としたほうが、受信装置において、高いデー

20

【1488】

なお、64QAMにおいて、同相I—直交Q平面における信号点の配置を図115のようにした場合、上述の説明と同様に、受信装置において、高いデータの受信品質を得ることができる可能性がある。このとき、上述で説明した、

「 $g_1 > 0$  ( $g_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $g_2 > 0$  ( $g_2$ は0より大きい実数)、かつ、 $g_3 > 0$  ( $g_3$ は0より大きい実数)、かつ、 $g_4 > 0$  ( $g_4$ は0より大きい実数)、かつ、 $g_5 > 0$  ( $g_5$ は0より大きい実数)、かつ、 $g_6 > 0$  ( $g_6$ は0より大きい実数)であり、

30

{ $g_1 \neq 7$ 、かつ、 $g_2 \neq 7$ 、かつ、 $g_3 \neq 7$ 、かつ、 $g_1 \neq g_2$ 、かつ、 $g_1 \neq g_3$ 、かつ、 $g_2 \neq g_3$ }

かつ、

{ $g_4 \neq 7$ 、かつ、 $g_5 \neq 7$ 、かつ、 $g_6 \neq 7$ 、かつ、 $g_4 \neq g_5$ 、かつ、 $g_4 \neq g_6$ 、かつ、 $g_5 \neq g_6$ }

かつ、

{ $g_1 \neq g_4$ 、または、 $g_2 \neq g_5$ 、または、 $g_3 \neq g_6$ が成立する。}が成立する。」

が重要な条件であり、補足2で説明した信号点配置と異なる点である。

【1489】

40

同様に、256QAMにおいて、同相I—直交Q平面における信号点の配置を図116のようにした場合、上述の説明と同様に、受信装置において、高いデータの受信品質を得ることができる可能性がある。このとき、上述で説明した、

「 $h_1 > 0$  ( $h_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $h_2 > 0$  ( $h_2$ は0より大きい実数)、かつ、 $h_3 > 0$  ( $h_3$ は0より大きい実数)、かつ、 $h_4 > 0$  ( $h_4$ は0より大きい実数)、かつ、 $h_5 > 0$  ( $h_5$ は0より大きい実数)、かつ、 $h_6 > 0$  ( $h_6$ は0より大きい実数)、かつ、 $h_7 > 0$  ( $h_7$ は0より大きい実数)

、かつ、 $h_8 > 0$  ( $h_8$ は0より大きい実数)、かつ、 $h_9 > 0$  ( $h_9$ は0より大きい実

50

数)、かつ、 $h_{10} > 0$  ( $h_{10}$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_{11} > 0$  ( $h_{11}$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_{12} > 0$  ( $h_{12}$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_{13} > 0$  ( $h_{13}$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $h_{14} > 0$  ( $h_{14}$  は 0 より大きい実数)であり、

$\{h_1 \neq 15$ 、かつ、 $h_2 \neq 15$ 、かつ、 $h_3 \neq 15$ 、かつ、 $h_4 \neq 15$ 、かつ、 $h_5 \neq 15$ 、かつ、 $h_6 \neq 15$ 、かつ、 $h_7 \neq 15$ 、  
 かつ、 $h_1 \neq h_2$ 、かつ、 $h_1 \neq h_3$ 、かつ、 $h_1 \neq h_4$ 、かつ、 $h_1 \neq h_5$ 、かつ、 $h_1 \neq h_6$ 、かつ、 $h_1 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_2 \neq h_3$ 、かつ、 $h_2 \neq h_4$ 、かつ、 $h_2 \neq h_5$ 、かつ、 $h_2 \neq h_6$ 、かつ、 $h_2 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_3 \neq h_4$ 、かつ、 $h_3 \neq h_5$ 、かつ、 $h_3 \neq h_6$ 、かつ、 $h_3 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_4 \neq h_5$ 、かつ、 $h_4 \neq h_6$ 、かつ、 $h_4 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_5 \neq h_6$ 、かつ、 $h_5 \neq h_7$ 、  
 かつ、 $h_6 \neq h_7\}$   
 かつ、  
 $\{h_8 \neq 15$ 、かつ、 $h_9 \neq 15$ 、かつ、 $h_{10} \neq 15$ 、かつ、 $h_{11} \neq 15$ 、かつ、 $h_{12} \neq 15$ 、かつ、 $h_{13} \neq 15$ 、かつ、 $h_{14} \neq 15$ 、  
 かつ、 $h_8 \neq h_9$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{10}$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{11}$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{12}$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_8 \neq h_{14}$ 、  
 かつ、 $h_9 \neq h_{10}$ 、かつ、 $h_9 \neq h_{11}$ 、かつ、 $h_9 \neq h_{12}$ 、かつ、 $h_9 \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_9 \neq h_{14}$ 、  
 かつ、 $h_{10} \neq h_{11}$ 、かつ、 $h_{10} \neq h_{12}$ 、かつ、 $h_{10} \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_{10} \neq h_{14}$ 、  
 かつ、 $h_{11} \neq h_{12}$ 、かつ、 $h_{11} \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_{11} \neq h_{14}$ 、  
 かつ、 $h_{12} \neq h_{13}$ 、かつ、 $h_{12} \neq h_{14}$ 、  
 かつ、 $h_{13} \neq h_{14}\}$   
 かつ、  
 $\{h_1 \neq h_8$ 、または、 $h_2 \neq h_9$ 、または、 $h_3 \neq h_{10}$ 、または、 $h_4 \neq h_{11}$ 、または、 $h_5 \neq h_{12}$ 、または、 $h_6 \neq h_{13}$ 、または、 $h_7 \neq h_{14}$  が成立する。 $\}$   
 が成立する。」

が重要な条件であり、補足 2 で説明した信号点配置と異なる点である。

【1490】

なお、図 117、図 118 では、詳細の構成を省略しているが、他の実施の形態で説明している OFDM 方式、スペクトル拡散通信方式を用いて、変調信号の送信、および、受信を行う場合であっても、同様に実施することが可能である。

また、実施の形態 1 から実施の形態 12 で説明した MIMO 伝送方式や時空間ブロック符号 (Space-Time Block Codes) などの時空間符号 (Space-Time Codes) (ただし、シンボルを周波数軸に並べてもよい。)、プリコーディングを行うまたはプリコーディングを行わない MIMO 伝送方式において、上述で説明した 16QAM、64QAM、256QAM を用いてもデータの受信品質が向上する可能性がある。

【1491】

(補足 4)

実施の形態 1 から実施の形態 11 において、ビット長調整方法について説明した。また、実施の形態 12 では、実施の形態 1 から実施の形態 11 ビット長調整方法を DVB 規格に適用する場合について説明した。これらの実施の形態のなかで、変調方式として、16

QAM、64QAM、256QAMを適用する場合について説明している。そして、16QAM、64QAM、256QAMについての具体的なマッピング方法については、（構成例R1）で説明している。

#### 【1492】

以下では、（構成例R1）、（補足2）（補足3）とは異なる16QAM、64QAM、256QAMのマッピング方法等の構成方法について説明する。なお、以下で説明する16QAM、64QAM、256QAMを実施の形態1から実施の形態12に対し適用してもよく、このとき、実施の形態1から実施の形態12で説明した効果を得ることができる。

#### 【1493】

16QAMのマッピング方法について説明する。図119は、同相I－直交Q平面における16QAMの信号点配置の例を示している。なお、図119において、16個の○が16QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

また、図119において $k_1 > 0$ （ $k_1$ は0より大きい実数）、かつ、 $k_2 > 0$ （ $k_2$ は0より大きい実数）であり、 $k_1 \neq 1$ 、かつ、 $k_2 \neq 1$ 、かつ、 $k_1 \neq k_2$ であるものとする。

#### 【1494】

16QAMの16個の信号点（図119の「○」が信号点である。）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(k_1 \times w_{16c}, k_2 \times w_{16c})$ 、 $(k_1 \times w_{16c}, 1 \times w_{16c})$ 、 $(k_1 \times w_{16c}, -1 \times w_{16c})$ 、 $(k_1 \times w_{16c}, -k_2 \times w_{16c})$ 、 $(1 \times w_{16c}, k_2 \times w_{16c})$ 、 $(1 \times w_{16c}, 1 \times w_{16c})$ 、 $(1 \times w_{16c}, -1 \times w_{16c})$ 、 $(1 \times w_{16c}, -k_2 \times w_{16c})$ 、 $(-1 \times w_{16c}, k_2 \times w_{16c})$ 、 $(-1 \times w_{16c}, 1 \times w_{16c})$ 、 $(-1 \times w_{16c}, -1 \times w_{16c})$ 、 $(-1 \times w_{16c}, -k_2 \times w_{16c})$ 、 $(-k_1 \times w_{16c}, k_2 \times w_{16c})$ 、 $(-k_1 \times w_{16c}, 1 \times w_{16c})$ 、 $(-k_1 \times w_{16c}, -1 \times w_{16c})$ 、 $(-k_1 \times w_{16c}, -k_2 \times w_{16c})$ 、

となる（ $w_{16c}$ は0より大きい実数となる。）。

#### 【1495】

ここで、送信するビット（入力ビット）を $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ とする。例えば、送信するビットが $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の場合、図119における信号点11901にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分をI、直交成分をQとすると、 $(I, Q) = (k_1 \times w_{16c}, k_2 \times w_{16c})$ となる。

つまり、送信するビット（ $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ ）に基づき、（16QAM時の）マッピング後のベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qが決定される。なお、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット（0000～1111）と信号点の座標の関係の一例は図119のとおりである。16QAMの16個の信号点（図119の「○」）

$(k_1 \times w_{16c}, k_2 \times w_{16c})$ 、 $(k_1 \times w_{16c}, 1 \times w_{16c})$ 、 $(k_1 \times w_{16c}, -1 \times w_{16c})$ 、 $(k_1 \times w_{16c}, -k_2 \times w_{16c})$ 、 $(1 \times w_{16c}, k_2 \times w_{16c})$ 、 $(1 \times w_{16c}, 1 \times w_{16c})$ 、 $(1 \times w_{16c}, -1 \times w_{16c})$ 、 $(1 \times w_{16c}, -k_2 \times w_{16c})$ 、 $(-1 \times w_{16c}, k_2 \times w_{16c})$ 、 $(-1 \times w_{16c}, 1 \times w_{16c})$ 、 $(-1 \times w_{16c}, -1 \times w_{16c})$ 、 $(-1 \times w_{16c}, -k_2 \times w_{16c})$ 、 $(-k_1 \times w_{16c}, k_2 \times w_{16c})$ 、 $(-k_1 \times w_{16c}, 1 \times w_{16c})$ 、 $(-k_1 \times w_{16c}, -1 \times w_{16c})$ 、 $(-k_1 \times w_{16c}, -k_2 \times w_{16c})$ 、

の直下に $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000～1111の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ のセット0000～1111の直上の信号点（「○」）の同相I－直

10

20

30

40

50

交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、16QAM時のb0、b1、b2、b3のセット(0000～1111)と信号点の座標の関係は、図119に限ったものではない。

【1496】

図119の16個の信号点に対し、「信号点1」「信号点2」・・・「信号点15」「信号点16」と名付ける。(16個の信号点が存在するので、「信号点1」から「信号点16」が存在することになる。)同相I－直交Q平面において、「信号点i」と原点の距離をDiとする。このとき、w16cを以下のように与える。

【1497】

【数371】

$$w_{16c} = \frac{z}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{16} D_i^2}{16}}} \quad \dots (H7)$$

$$= \frac{z}{\sqrt{\frac{((1^2+1^2) \times 4 + (k_1^2+k_2^2) \times 4 + (k_1^2+1^2) \times 4 + (k_2^2+1^2) \times 4)}{16}}}$$

10

20

【1498】

すると、マッピング後のベースバンド信号の平均パワーは $z^2$ となる。なお、上述で説明した16QAMの効果については、後で説明する。

64QAMのマッピング方法について説明する。図120は、同相I－直交Q平面における64QAMの信号点配置の例を示している。なお、図120において、64個の○が64QAMの信号点であり、横軸I、縦軸Qとなる。

【1499】

図120において、

「 $m_1 > 0$  ( $m_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_2 > 0$  ( $m_2$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_3 > 0$  ( $m_3$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_4 > 0$  ( $m_4$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_5 > 0$  ( $m_5$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_6 > 0$  ( $m_6$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_7 > 0$  ( $m_7$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_8 > 0$  ( $m_8$ は0より大きい実数)であり、

{ $m_1 \neq m_2$ 、かつ、 $m_1 \neq m_3$ 、かつ、 $m_1 \neq m_4$ 、かつ、 $m_2 \neq m_3$ 、かつ、 $m_2 \neq m_4$ 、かつ、 $m_3 \neq m_4$ }

かつ、

{ $m_5 \neq m_6$ 、かつ、 $m_5 \neq m_7$ 、かつ、 $m_5 \neq m_8$ 、かつ、 $m_6 \neq m_7$ 、かつ、 $m_6 \neq m_8$ 、かつ、 $m_7 \neq m_8$ }

かつ、

{ $m_1 \neq m_5$ 、または、 $m_2 \neq m_6$ 、または、 $m_3 \neq m_7$ 、または、 $m_4 \neq m_8$ が成立する。}

が成立する。」

または、

「 $m_1 > 0$  ( $m_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_2 > 0$  ( $m_2$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_3 > 0$  ( $m_3$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_4 > 0$  ( $m_4$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_5 > 0$  ( $m_5$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_6 > 0$  ( $m_6$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_7 > 0$  ( $m_7$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_8 > 0$  ( $m_8$ は0より大きい実数)であり、

{ $m_1 \neq m_2$ 、かつ、 $m_1 \neq m_3$ 、かつ、 $m_1 \neq m_4$ 、かつ、 $m_2 \neq m_3$ 、かつ、 $m_2 \neq$

30

40

50

$m_4$ 、かつ、 $m_3 \neq m_4$  }

かつ、

$\{m_5 \neq m_6$ 、かつ、 $m_5 \neq m_7$ 、かつ、 $m_5 \neq m_8$ 、かつ、 $m_6 \neq m_7$ 、かつ、 $m_6 \neq m_8$ 、かつ、 $m_7 \neq m_8\}$

かつ、

$\{m_1 \neq m_5$ 、または、 $m_2 \neq m_6$ 、または、 $m_3 \neq m_7$ 、または、 $m_4 \neq m_8$  が成立する。}

かつ、

$\{m_1 = m_5$ 、または、 $m_2 = m_6$ 、または、 $m_3 = m_7$ 、または、 $m_4 = m_8$  が成立する。}

が成立する。」

ものとする。

【1500】

64QAMの64個の信号点（図120の「○」が信号点である。）の同相I－直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

$(m_4 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$ 、 $(m_4 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c})$ 、 $(m_4 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c})$ 、 $(m_4 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c})$ 、 $(m_4 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c})$ 、 $(m_4 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c})$ 、 $(m_4 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c})$ 、 $(m_4 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$

$(m_3 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$ 、 $(m_3 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c})$ 、 $(m_3 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c})$ 、 $(m_3 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c})$ 、 $(m_3 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c})$ 、 $(m_3 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c})$ 、 $(m_3 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c})$ 、 $(m_3 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$

$(m_2 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$ 、 $(m_2 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c})$ 、 $(m_2 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c})$ 、 $(m_2 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c})$ 、 $(m_2 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c})$ 、 $(m_2 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c})$ 、 $(m_2 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c})$ 、 $(m_2 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$

$(m_1 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$ 、 $(m_1 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c})$ 、 $(m_1 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c})$ 、 $(m_1 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c})$ 、 $(m_1 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c})$ 、 $(m_1 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c})$ 、 $(m_1 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c})$ 、 $(m_1 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$

$(-m_1 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$ 、 $(-m_1 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_1 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_1 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_1 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_1 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_1 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_1 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$

$(-m_2 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$ 、 $(-m_2 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_2 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_2 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_2 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_2 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_2 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_2 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$

$(-m_3 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$

10

20

30

40

50

$$\times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c}), (-m_3 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$$

$$(-m_4 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c}), (-m_4 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c}), (-m_4 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c}), (-m_4 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c}), (-m_4 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c}), (-m_4 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c}), (-m_4 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c}), (-m_4 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$$

となる ( $w_{64c}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【1501】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$  の場合、図 120 における信号点 12001 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (m_4 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$  となる。

#### 【1502】

つまり、送信するビット ( $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$ ) に基づき、(64QAM 時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$  のセット (000000~111111) と信号点の座標の関係の一例は図 120 のとおりである。64QAM の 64 個の信号点 (図 120 の「○」)

$$(m_4 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c}), (m_4 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c}), (m_4 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c}), (m_4 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c}), (m_4 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c}), (m_4 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c}), (m_4 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c}), (m_4 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$$

$$(m_3 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c}), (m_3 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c}), (m_3 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c}), (m_3 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c}), (m_3 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c}), (m_3 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c}), (m_3 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c}), (m_3 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$$

$$(m_2 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c}), (m_2 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c}), (m_2 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c}), (m_2 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c}), (m_2 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c}), (m_2 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c}), (m_2 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c}), (m_2 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$$

$$(m_1 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c}), (m_1 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c}), (m_1 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c}), (m_1 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c}), (m_1 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c}), (m_1 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c}), (m_1 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c}), (m_1 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$$

$$(-m_1 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c}), (-m_1 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c}), (-m_1 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c}), (-m_1 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c}), (-m_1 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c}), (-m_1 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c}), (-m_1 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c}), (-m_1 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$$

$$(-m_2 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c}), (-m_2 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c}), (-m_2 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c}), (-m_2 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c}), (-m_2 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c}), (-m_2 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c}), (-m_2 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c}), (-m_2 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$$

$(-m_3 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_3 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$

$(-m_4 \times w_{64c}, m_8 \times w_{64c})$ 、 $(-m_4 \times w_{64c}, m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_4 \times w_{64c}, m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_4 \times w_{64c}, m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_4 \times w_{64c}, -m_5 \times w_{64c})$ 、 $(-m_4 \times w_{64c}, -m_6 \times w_{64c})$ 、 $(-m_4 \times w_{64c}, -m_7 \times w_{64c})$ 、 $(-m_4 \times w_{64c}, -m_8 \times w_{64c})$

10

の直下に  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット  $000000 \sim 111111$  の値が示されている。 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット  $000000 \sim 111111$  の直上の信号点（「○」）の同相 I－直交 Q 平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分 I および直交成分 Q となる。なお、64QAM 時の  $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $b_4$ 、 $b_5$  のセット（ $000000 \sim 111111$ ）と信号点の座標の関係は、図 120 に限ったものではない。

【1503】

図 120 の 64 個の信号点に対し、「信号点 1」「信号点 2」・・・「信号点 63」「信号点 64」と名付ける。（64 個の信号点が存在するので、「信号点 1」から「信号点 64」が存在することになる。）同相 I－直交 Q 平面において、「信号点 i」と原点の距離を  $D_i$  とする。このとき、 $w_{64c}$  を以下のように与える。

20

【1504】

【数 372】

$$w_{64c} = \frac{z}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{64} D_i^2}{64}}} \dots \text{(H8)}$$

30

【1505】

すると、マッピング後のベースバンド信号の平均パワーは  $z^2$  となる。なお、効果については、後で説明する。

256QAM のマッピング方法について説明する。図 121 は、同相 I－直交 Q 平面における 256QAM の信号点配置の例を示している。なお、図 121 において、256 個の○が 256QAM の信号点であり、横軸 I、縦軸 Q となる。

【1506】

40

図 121 において、

「 $n_1 > 0$ （ $n_1$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_2 > 0$ （ $n_2$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_3 > 0$ （ $n_3$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_4 > 0$ （ $n_4$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_5 > 0$ （ $n_5$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_6 > 0$ （ $n_6$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_7 > 0$ （ $n_7$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_8 > 0$ （ $n_8$  は 0 より大きい実数）、

かつ、 $n_9 > 0$ （ $n_9$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_{10} > 0$ （ $n_{10}$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_{11} > 0$ （ $n_{11}$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_{12} > 0$ （ $n_{12}$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_{13} > 0$ （ $n_{13}$  は 0 より大きい実数）、かつ、 $n_{14}$

50



$> 0$  ( $n_{14}$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_{15} > 0$  ( $n_{15}$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_{16} > 0$  ( $n_{16}$  は 0 より大きい実数)であり、

$\{n_1 \neq n_2$ 、かつ、 $n_1 \neq n_3$ 、かつ、 $n_1 \neq n_4$ 、かつ、 $n_1 \neq n_5$ 、かつ、 $n_1 \neq n_6$ 、  
 かつ、 $n_1 \neq n_7$ 、かつ、 $n_1 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_2 \neq n_3$ 、かつ、 $n_2 \neq n_4$ 、かつ、 $n_2 \neq n_5$ 、かつ、 $n_2 \neq n_6$ 、かつ、 $n_2 \neq n_7$ 、  
 かつ、 $n_2 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_3 \neq n_4$ 、かつ、 $n_3 \neq n_5$ 、かつ、 $n_3 \neq n_6$ 、かつ、 $n_3 \neq n_7$ 、かつ、 $n_3 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_4 \neq n_5$ 、かつ、 $n_4 \neq n_6$ 、かつ、 $n_4 \neq n_7$ 、かつ、 $n_4 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_5 \neq n_6$ 、かつ、 $n_5 \neq n_7$ 、かつ、 $n_5 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_6 \neq n_7$ 、かつ、 $n_6 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_7 \neq n_8\}$

10

かつ、

$\{n_9 \neq n_{10}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{11}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{13}$ 、かつ、  
 $n_9 \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{10} \neq n_{11}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{14}$ 、  
 かつ、 $n_{10} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{11} \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{15}$ 、  
 かつ、 $n_{11} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{12} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{13} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{13} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{13} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{14} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{14} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{15} \neq n_{16}\}$

20

かつ、

$\{n_1 \neq n_9$ 、または、 $n_2 \neq n_{10}$ 、または、 $n_3 \neq n_{11}$ 、または、 $n_4 \neq n_{12}$ 、  
 または、 $n_5 \neq n_{13}$ 、または、 $n_6 \neq n_{14}$ 、または、 $n_7 \neq n_{15}$ 、または、 $n_8 \neq n_{16}$   
 が成立する。 $\}$

が成立する。」

30

または、

「 $n_1 > 0$  ( $n_1$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_2 > 0$  ( $n_2$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_3 > 0$  ( $n_3$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_4 > 0$  ( $n_4$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_5 > 0$  ( $n_5$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_6 > 0$  ( $n_6$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_7 > 0$  ( $n_7$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_8 > 0$  ( $n_8$  は 0 より大きい実数)、

かつ、 $n_9 > 0$  ( $n_9$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_{10} > 0$  ( $n_{10}$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_{11} > 0$  ( $n_{11}$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_{12} > 0$  ( $n_{12}$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_{13} > 0$  ( $n_{13}$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_{14} > 0$  ( $n_{14}$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_{15} > 0$  ( $n_{15}$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_{16} > 0$  ( $n_{16}$  は 0 より大きい実数)であり、

40

$\{n_1 \neq n_2$ 、かつ、 $n_1 \neq n_3$ 、かつ、 $n_1 \neq n_4$ 、かつ、 $n_1 \neq n_5$ 、かつ、 $n_1 \neq n_6$ 、  
 かつ、 $n_1 \neq n_7$ 、かつ、 $n_1 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_2 \neq n_3$ 、かつ、 $n_2 \neq n_4$ 、かつ、 $n_2 \neq n_5$ 、かつ、 $n_2 \neq n_6$ 、かつ、 $n_2 \neq n_7$ 、  
 かつ、 $n_2 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_3 \neq n_4$ 、かつ、 $n_3 \neq n_5$ 、かつ、 $n_3 \neq n_6$ 、かつ、 $n_3 \neq n_7$ 、かつ、 $n_3 \neq n_8$ 、

50

かつ、 $n_4 \neq n_5$ 、かつ、 $n_4 \neq n_6$ 、かつ、 $n_4 \neq n_7$ 、かつ、 $n_4 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_5 \neq n_6$ 、かつ、 $n_5 \neq n_7$ 、かつ、 $n_5 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_6 \neq n_7$ 、かつ、 $n_6 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_7 \neq n_8$  }

かつ、

{ $n_9 \neq n_{10}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{11}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{13}$ 、かつ、  
 $n_9 \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{10} \neq n_{11}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{11} \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{12} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{13} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{13} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{13} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{14} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{14} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{15} \neq n_{16}$  }

かつ、

{ $n_1 \neq n_9$ 、または、 $n_2 \neq n_{10}$ 、または、 $n_3 \neq n_{11}$ 、または、 $n_4 \neq n_{12}$ 、  
 または、 $n_5 \neq n_{13}$ 、または、 $n_6 \neq n_{14}$ 、または、 $n_7 \neq n_{15}$ 、または、 $n_8 \neq n_{16}$  が成立する。}

かつ、

{ $n_1 = n_9$ 、または、 $n_2 = n_{10}$ 、または、 $n_3 = n_{11}$ 、または、 $n_4 = n_{12}$ 、  
 または、 $n_5 = n_{13}$ 、または、 $n_6 = n_{14}$ 、または、 $n_7 = n_{15}$ 、または、 $n_8 = n_{16}$  が成立する。}

が成立する。」

ものとする。

【1507】

256QAMの256個の信号点（図121の「○」が信号点である。）の同相I—直交Q平面におけるそれぞれの座標は、

( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $n_{16} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $n_{15} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $n_{14} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $n_{13} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $n_{12} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $n_{11} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $n_{10} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $n_9 \times w_{256c}$ )、

( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $-n_{16} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $-n_{15} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $-n_{14} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $-n_{13} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $-n_{12} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $-n_{11} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $-n_{10} \times w_{256c}$ )、( $n_8 \times w_{256c}$ ,  $-n_9 \times w_{256c}$ )、

( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $n_{16} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $n_{15} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $n_{14} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $n_{13} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $n_{12} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $n_{11} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $n_{10} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $n_9 \times w_{256c}$ )、

( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $-n_{16} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $-n_{15} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $-n_{14} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $-n_{13} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $-n_{12} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $-n_{11} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $-n_{10} \times w_{256c}$ )、( $n_7 \times w_{256c}$ ,  $-n_9 \times w_{256c}$ )、

10

20

30

40

50



10

20

30

40

50

$_{256c}, n_9 \times w_{256c})、$   
 $(-n_1 \times w_{256c}, -n_{16} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_{15} \times w_{256c})、$   
 $(-n_1 \times w_{256c}, -n_{14} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_{13} \times w_{256c})、$   
 $(-n_1 \times w_{256c}, -n_{12} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_{11} \times w_{256c})、$   
 $(-n_1 \times w_{256c}, -n_{10} \times w_{256c})、$   
 $(-n_1 \times w_{256c}, -n_9 \times w_{256c})、$

となる ( $w_{256c}$  は 0 より大きい実数となる。 )。

#### 【1508】

ここで、送信するビット (入力ビット) を  $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$  とする。例えば、送信するビットが  $(b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7) = (0、0、0、0、0、0、0、0)$  の場合、図 121 における信号点 12101 にマッピングされ、マッピング後のベースバンド信号の同相成分を  $I$ 、直交成分を  $Q$  とすると、 $(I, Q) = (n_8 \times w_{256c}, n_{16} \times w_{256c})$  となる。

#### 【1509】

つまり、送信するビット ( $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$ ) に基づき、(256QAM時の) マッピング後のベースバンド信号の同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  が決定される。なお、 $b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7$  のセット (00000000 ~ 11111111) と信号点の座標の関係の一例は図 121 のとおりである。256QAMの256個の信号点 (図 121 の「○」)

$(n_8 \times w_{256c}, n_{16} \times w_{256c})、(n_8 \times w_{256c}, n_{15} \times w_{256c})、$   
 $(n_8 \times w_{256c}, n_{14} \times w_{256c})、(n_8 \times w_{256c}, n_{13} \times w_{256c})、$   
 $(n_8 \times w_{256c}, n_{12} \times w_{256c})、(n_8 \times w_{256c}, n_{11} \times w_{256c})、$   
 $(n_8 \times w_{256c}, n_{10} \times w_{256c})、(n_8 \times w_{256c}, n_9 \times w_{256c})、$

$(n_8 \times w_{256c}, -n_{16} \times w_{256c})、(n_8 \times w_{256c}, -n_{15} \times w_{256c})、$   
 $(n_8 \times w_{256c}, -n_{14} \times w_{256c})、(n_8 \times w_{256c}, -n_{13} \times w_{256c})、$   
 $(n_8 \times w_{256c}, -n_{12} \times w_{256c})、(n_8 \times w_{256c}, -n_{11} \times w_{256c})、$   
 $(n_8 \times w_{256c}, -n_{10} \times w_{256c})、(n_8 \times w_{256c}, -n_9 \times w_{256c})、$

$(n_7 \times w_{256c}, n_{16} \times w_{256c})、(n_7 \times w_{256c}, n_{15} \times w_{256c})、$   
 $(n_7 \times w_{256c}, n_{14} \times w_{256c})、(n_7 \times w_{256c}, n_{13} \times w_{256c})、$   
 $(n_7 \times w_{256c}, n_{12} \times w_{256c})、(n_7 \times w_{256c}, n_{11} \times w_{256c})、$   
 $(n_7 \times w_{256c}, n_{10} \times w_{256c})、(n_7 \times w_{256c}, n_9 \times w_{256c})、$

$(n_7 \times w_{256c}, -n_{16} \times w_{256c})、(n_7 \times w_{256c}, -n_{15} \times w_{256c})、$   
 $(n_7 \times w_{256c}, -n_{14} \times w_{256c})、(n_7 \times w_{256c}, -n_{13} \times w_{256c})、$   
 $(n_7 \times w_{256c}, -n_{12} \times w_{256c})、(n_7 \times w_{256c}, -n_{11} \times w_{256c})、$   
 $(n_7 \times w_{256c}, -n_{10} \times w_{256c})、(n_7 \times w_{256c}, -n_9 \times w_{256c})、$

$(n_6 \times w_{256c}, n_{16} \times w_{256c})、(n_6 \times w_{256c}, n_{15} \times w_{256c})、$   
 $(n_6 \times w_{256c}, n_{14} \times w_{256c})、(n_6 \times w_{256c}, n_{13} \times w_{256c})、$   
 $(n_6 \times w_{256c}, n_{12} \times w_{256c})、(n_6 \times w_{256c}, n_{11} \times w_{256c})、$   
 $(n_6 \times w_{256c}, n_{10} \times w_{256c})、(n_6 \times w_{256c}, n_9 \times w_{256c})、$

$(n_6 \times w_{256c}, -n_{16} \times w_{256c})、(n_6 \times w_{256c}, -n_{15} \times w_{256c})、$   
 $(n_6 \times w_{256c}, -n_{14} \times w_{256c})、(n_6 \times w_{256c}, -n_{13} \times w_{256c})、$

10

20

30

40

50

$$(n_1 \times w_{256c}, n_{16} \times w_{256c}), (n_1 \times w_{256c}, n_{15} \times w_{256c}), (n_1 \times w_{256c}, n_{14} \times w_{256c}), (n_1 \times w_{256c}, n_{13} \times w_{256c})$$

50

$$(\mathbf{n}_{16} \times \mathbf{w}_{256c}, -\mathbf{n}_{16} \times \mathbf{w}_{256c}), (\mathbf{n}_{15} \times \mathbf{w}_{256c}, -\mathbf{n}_{15} \times \mathbf{w}_{256c}), (\mathbf{n}_{14} \times \mathbf{w}_{256c}, -\mathbf{n}_{14} \times \mathbf{w}_{256c}), (\mathbf{n}_{13} \times \mathbf{w}_{256c}, -\mathbf{n}_{13} \times \mathbf{w}_{256c}), (\mathbf{n}_{12} \times \mathbf{w}_{256c}, -\mathbf{n}_{12} \times \mathbf{w}_{256c}), (\mathbf{n}_{11} \times \mathbf{w}_{256c}, -\mathbf{n}_{11} \times \mathbf{w}_{256c}), (\mathbf{n}_{10} \times \mathbf{w}_{256c}, -\mathbf{n}_{10} \times \mathbf{w}_{256c}), (\mathbf{n}_9 \times \mathbf{w}_{256c}, -\mathbf{n}_9 \times \mathbf{w}_{256c}),$$

10

20

30

40

50

$$(-\mathbf{n}_5 \times \mathbf{w}_{256c}, \mathbf{n}_{16} \times \mathbf{w}_{256c}), (-\mathbf{n}_5 \times \mathbf{w}_{256c}, \mathbf{n}_{15} \times \mathbf{w}_{256c}), (-\mathbf{n}_5 \times \mathbf{w}_{256c}, \mathbf{n}_{14} \times \mathbf{w}_{256c}), (-\mathbf{n}_5 \times \mathbf{w}_{256c}, \mathbf{n}_{13} \times \mathbf{w}_{256c}), (-\mathbf{n}_5 \times \mathbf{w}_{256c}, \mathbf{n}_{12} \times \mathbf{w}_{256c}), (-\mathbf{n}_5 \times \mathbf{w}_{256c}, \mathbf{n}_{11} \times \mathbf{w}_{256c}), (-\mathbf{n}_5 \times \mathbf{w}_{256c}, \mathbf{n}_{10} \times \mathbf{w}_{256c}), (-\mathbf{n}_5 \times \mathbf{w}_{256c}, \mathbf{n}_9 \times \mathbf{w}_{256c}),$$
$$(-n_5 \times w_{256c}, -n_{16} \times w_{256c}), (-n_5 \times w_{256c}, -n_{15} \times w_{256c}), (-n_5 \times w_{256c}, -n_{14} \times w_{256c}), (-n_5 \times w_{256c}, -n_{13} \times w_{256c}), (-n_5 \times w_{256c}, -n_{12} \times w_{256c}), (-n_5 \times$$



$w_{256c}, -n_{11} \times w_{256c})、(-n_5 \times w_{256c}, -n_{10} \times w_{256c})$   
 $、(-n_5 \times w_{256c}, -n_9 \times w_{256c})、$

$(-n_4 \times w_{256c}, n_{16} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, n_{15} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, n_{14} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, n_{13} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, n_{12} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, n_{11} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, n_{10} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, n_9 \times w_{256c})、$   
 $(-n_4 \times w_{256c}, -n_{16} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, -n_{15} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, -n_{14} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, -n_{13} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, -n_{12} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, -n_{11} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, -n_{10} \times w_{256c})、(-n_4 \times w_{256c}, -n_9 \times w_{256c})、$

10

$(-n_3 \times w_{256c}, n_{16} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, n_{15} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, n_{14} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, n_{13} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, n_{12} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, n_{11} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, n_{10} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, n_9 \times w_{256c})、$   
 $(-n_3 \times w_{256c}, -n_{16} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, -n_{15} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, -n_{14} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, -n_{13} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, -n_{12} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, -n_{11} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, -n_{10} \times w_{256c})、(-n_3 \times w_{256c}, -n_9 \times w_{256c})、$

20

$(-n_2 \times w_{256c}, n_{16} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, n_{15} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, n_{14} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, n_{13} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, n_{12} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, n_{11} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, n_{10} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, n_9 \times w_{256c})、$   
 $(-n_2 \times w_{256c}, -n_{16} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, -n_{15} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, -n_{14} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, -n_{13} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, -n_{12} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, -n_{11} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, -n_{10} \times w_{256c})、(-n_2 \times w_{256c}, -n_9 \times w_{256c})、$

30

$(-n_1 \times w_{256c}, n_{16} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, n_{15} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, n_{14} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, n_{13} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, n_{12} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, n_{11} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, n_{10} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, n_9 \times w_{256c})、$   
 $(-n_1 \times w_{256c}, -n_{16} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_{15} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_{14} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_{13} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_{12} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_{11} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_{10} \times w_{256c})、(-n_1 \times w_{256c}, -n_9 \times w_{256c})、$

40

の直下にb0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7のセット00000000～11111111の値が示されている。b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7のセット00000000～11111111の直上の信号点(「○」)の同相I一直

50

交Q平面におけるそれぞれの座標が、マッピング後のベースバンド信号の同相成分Iおよび直交成分Qとなる。なお、256QAM時のb0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7のセット(00000000~11111111)と信号点の座標の関係は、図121に限ったものではない。

#### 【1510】

図121の256個の信号点に対し、「信号点1」「信号点2」・・・「信号点255」「信号点256」と名付ける。(256個の信号点が存在するので、「信号点1」から「信号点256」が存在することになる。)同相I一直交Q平面において、「信号点i」と原点の距離をDiとする。このとき、 $w_{256c}$ を以下のように与える。

#### 【1511】

#### 【数373】

$$w_{256c} = \frac{z}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{256} D_i^2}{256}}} \dots (H9)$$

#### 【1512】

すると、マッピング後のベースバンド信号の平均パワーは $z^2$ となる。なお、効果については、後で説明する。

次に、上述で説明したQAMを使用したときの効果について説明する。

まず、送信装置と受信装置の構成について説明する。

図117は、送信装置の構成の一例である。誤り訂正符号化部11702は、情報11701を入力とし、LDPC符号やターボ符号等の誤り訂正符号化を行い、誤り訂正符号化後のデータ11703を出力する。

#### 【1513】

インタリーブ部11704は、誤り訂正符号化後のデータ11703を入力とし、データの並び換えを行い、インタリーブ後のデータ11705を出力する。

マッピング部11706は、インタリーブ後のデータ11705を入力とし、送信装置が設定した変調方式に基づいてマッピングを行い、直交ベースバンド信号(同相I成分と直交Q成分)11707を出力する。

#### 【1514】

無線部11708は、直交ベースバンド信号11707を入力とし、直交変調、周波数変換、増幅等の処理を行い、送信信号11709を出力する。そして、送信信号11709は電波として、アンテナ11710から出力される。

図118は、図117の送信装置が送信した変調信号を受信する受信装置の構成の一例である。

#### 【1515】

無線部11803は、アンテナ11801で受信した受信信号11802を入力とし、周波数変換、直交復調等の処理を施し、直交ベースバンド信号11804を出力する。

デマッピング部11805は、直交ベースバンド信号11804を入力とし、周波数オフセット推定および除去、チャネル変動(伝送路変動)の推定を行うと共に、データシンボルにおける各ビットの、例えば、対数尤度比を推定し、対数尤度比信号11806を出力する。

#### 【1516】

デインタリーブ部11807は、対数尤度比信号11806を入力とし、並び替えを行い、デインタリーブ後の対数尤度比信号11808を出力する。

復号部11809は、デインタリーブ後の対数尤度比信号11808を入力とし、誤り訂正符号の復号を行い、受信データ11810を出力する。

効果を説明するにあたり、16QAMの場合を例にして説明する。以下の2つの場合(

10

20

30

40

50

<16QAM#3>および<16QAM#4>を比較する。

<16QAM#3>補足2で説明した16QAMであり、同相I—直交Q平面における信号点の配置は図111に示したとおりである。

【1517】

<16QAM#4>同相I—直交Q平面における信号点の配置は図119に示したとおりであり、上述で説明したように、 $k_1 > 0$  ( $k_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $k_2 > 0$  ( $k_2$ は0より大きい実数)であり、 $k_1 \neq 1$ 、かつ、 $k_2 \neq 1$ 、かつ、 $k_1 \neq k_2$ であるものとする。

【1518】

16QAMでは、上述でも説明したようにb0、b1、b2、b3の4ビットが伝送される。そして、<16QAM#3>としたとき、受信装置において、各ビットの対数尤度比を求めた場合、4ビットは「2ビットの高品位のビット、2ビットの低品位のビット」にわかれる。一方、<16QAM#4>としたとき、「 $k_1 > 0$  ( $k_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $k_2 > 0$  ( $k_2$ は0より大きい実数)であり、 $k_1 \neq 1$ 、かつ、 $k_2 \neq 1$ 、かつ、 $k_1 \neq k_2$ であるものとする。」の条件により、「1ビットの高品位のビット、2ビットの中品位のビット、1ビットの低品位のビット」にわかれる。以上のように、4ビットの品質の配分が、<16QAM#3>と<16QAM#4>により異なる。このような状況で、図118の復号部11809で誤り訂正符号の復号を行った場合、使用する誤り訂正符号によっては、<16QAM#4>としたほうが、受信装置において、高いデータの受信品質を得ることができる可能性がある。

【1519】

なお、64QAMにおいて、同相I—直交Q平面における信号点の配置を図120のようにした場合、上述の説明と同様に、受信装置において、高いデータの受信品質を得ることができる可能性がある。このとき、上述で説明した、

「 $m_1 > 0$  ( $m_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_2 > 0$  ( $m_2$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_3 > 0$  ( $m_3$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_4 > 0$  ( $m_4$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_5 > 0$  ( $m_5$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_6 > 0$  ( $m_6$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_7 > 0$  ( $m_7$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_8 > 0$  ( $m_8$ は0より大きい実数)であり、

$\{m_1 \neq m_2$ 、かつ、 $m_1 \neq m_3$ 、かつ、 $m_1 \neq m_4$ 、かつ、 $m_2 \neq m_3$ 、かつ、 $m_2 \neq m_4$ 、かつ、 $m_3 \neq m_4\}$

かつ、

$\{m_5 \neq m_6$ 、かつ、 $m_5 \neq m_7$ 、かつ、 $m_5 \neq m_8$ 、かつ、 $m_6 \neq m_7$ 、かつ、 $m_6 \neq m_8$ 、かつ、 $m_7 \neq m_8\}$

かつ、

$\{m_1 \neq m_5$ 、または、 $m_2 \neq m_6$ 、または、 $m_3 \neq m_7$ 、または、 $m_4 \neq m_8$ が成立する。}

が成立する。」

または、

「 $m_1 > 0$  ( $m_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_2 > 0$  ( $m_2$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_3 > 0$  ( $m_3$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_4 > 0$  ( $m_4$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_5 > 0$  ( $m_5$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_6 > 0$  ( $m_6$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_7 > 0$  ( $m_7$ は0より大きい実数)、かつ、 $m_8 > 0$  ( $m_8$ は0より大きい実数)であり、

$\{m_1 \neq m_2$ 、かつ、 $m_1 \neq m_3$ 、かつ、 $m_1 \neq m_4$ 、かつ、 $m_2 \neq m_3$ 、かつ、 $m_2 \neq m_4$ 、かつ、 $m_3 \neq m_4\}$

かつ、

10

20

30

40

50

$\{m_5 \neq m_6$ 、かつ、 $m_5 \neq m_7$ 、かつ、 $m_5 \neq m_8$ 、かつ、 $m_6 \neq m_7$ 、かつ、 $m_6 \neq m_8$ 、かつ、 $m_7 \neq m_8\}$

かつ、

$\{m_1 \neq m_5$ 、または、 $m_2 \neq m_6$ 、または、 $m_3 \neq m_7$ 、または、 $m_4 \neq m_8$ が成立する。 $\}$

かつ、

$\{m_1 = m_5$ 、または、 $m_2 = m_6$ 、または、 $m_3 = m_7$ 、または、 $m_4 = m_8$ が成立する。 $\}$

が成立する。」

ものとする。

【1520】

10

が重要な条件であり、補足2で説明した信号点配置と異なる点である。

同様に、256QAMにおいて、同相I-直交Q平面における信号点の配置を図121のようにした場合、上述の説明と同様に、受信装置において、高いデータの受信品質を得ることができる可能性がある。このとき、上述で説明した、

「 $n_1 > 0$  ( $n_1$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_2 > 0$  ( $n_2$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_3 > 0$  ( $n_3$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_4 > 0$  ( $n_4$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_5 > 0$  ( $n_5$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_6 > 0$  ( $n_6$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_7 > 0$  ( $n_7$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_8 > 0$  ( $n_8$ は0より大きい実数)、

20

かつ、 $n_9 > 0$  ( $n_9$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_{10} > 0$  ( $n_{10}$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_{11} > 0$  ( $n_{11}$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_{12} > 0$  ( $n_{12}$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_{13} > 0$  ( $n_{13}$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_{14} > 0$  ( $n_{14}$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_{15} > 0$  ( $n_{15}$ は0より大きい実数)、かつ、 $n_{16} > 0$  ( $n_{16}$ は0より大きい実数)であり、

30

$\{n_1 \neq n_2$ 、かつ、 $n_1 \neq n_3$ 、かつ、 $n_1 \neq n_4$ 、かつ、 $n_1 \neq n_5$ 、かつ、 $n_1 \neq n_6$ 、かつ、 $n_1 \neq n_7$ 、かつ、 $n_1 \neq n_8$ 、

かつ、 $n_2 \neq n_3$ 、かつ、 $n_2 \neq n_4$ 、かつ、 $n_2 \neq n_5$ 、かつ、 $n_2 \neq n_6$ 、かつ、 $n_2 \neq n_7$ 、かつ、 $n_2 \neq n_8$ 、

かつ、 $n_3 \neq n_4$ 、かつ、 $n_3 \neq n_5$ 、かつ、 $n_3 \neq n_6$ 、かつ、 $n_3 \neq n_7$ 、かつ、 $n_3 \neq n_8$ 、

かつ、 $n_4 \neq n_5$ 、かつ、 $n_4 \neq n_6$ 、かつ、 $n_4 \neq n_7$ 、かつ、 $n_4 \neq n_8$ 、

かつ、 $n_5 \neq n_6$ 、かつ、 $n_5 \neq n_7$ 、かつ、 $n_5 \neq n_8$ 、

かつ、 $n_6 \neq n_7$ 、かつ、 $n_6 \neq n_8$ 、

かつ、 $n_7 \neq n_8\}$

40

かつ、

$\{n_9 \neq n_{10}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{11}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{16}$ 、

かつ、 $n_{10} \neq n_{11}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{16}$ 、

かつ、 $n_{11} \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{16}$ 、

かつ、 $n_{12} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{16}$ 、

かつ、 $n_{13} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{13} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{13} \neq n_{16}$ 、

50

かつ、 $n_{14} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{14} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{15} \neq n_{16}$  }  
 かつ、

{ $n_1 \neq n_9$ 、または、 $n_2 \neq n_{10}$ 、または、 $n_3 \neq n_{11}$ 、または、 $n_4 \neq n_{12}$ 、  
 または、 $n_5 \neq n_{13}$ 、または、 $n_6 \neq n_{14}$ 、または、 $n_7 \neq n_{15}$ 、または、 $n_8 \neq n_{16}$  が成立する。}  
 が成立する。」

または、

「 $n_1 > 0$  ( $n_1$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_2 > 0$  ( $n_2$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_3 > 0$  ( $n_3$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_4 > 0$  ( $n_4$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_5 > 0$  ( $n_5$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_6 > 0$  ( $n_6$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_7 > 0$  ( $n_7$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_8 > 0$  ( $n_8$  は 0 より大きい実数)、

10

かつ、 $n_9 > 0$  ( $n_9$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_{10} > 0$  ( $n_{10}$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_{11} > 0$  ( $n_{11}$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_{12} > 0$  ( $n_{12}$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_{13} > 0$  ( $n_{13}$  は 0 より大きい実数)、かつ、 $n_{14} > 0$  ( $n_{14}$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_{15} > 0$  ( $n_{15}$  は 0 より大きい実数)、  
 かつ、 $n_{16} > 0$  ( $n_{16}$  は 0 より大きい実数) であり、

20

{ $n_1 \neq n_2$ 、かつ、 $n_1 \neq n_3$ 、かつ、 $n_1 \neq n_4$ 、かつ、 $n_1 \neq n_5$ 、かつ、 $n_1 \neq n_6$ 、  
 かつ、 $n_1 \neq n_7$ 、かつ、 $n_1 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_2 \neq n_3$ 、かつ、 $n_2 \neq n_4$ 、かつ、 $n_2 \neq n_5$ 、かつ、 $n_2 \neq n_6$ 、かつ、 $n_2 \neq n_7$ 、  
 かつ、 $n_2 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_3 \neq n_4$ 、かつ、 $n_3 \neq n_5$ 、かつ、 $n_3 \neq n_6$ 、かつ、 $n_3 \neq n_7$ 、かつ、 $n_3 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_4 \neq n_5$ 、かつ、 $n_4 \neq n_6$ 、かつ、 $n_4 \neq n_7$ 、かつ、 $n_4 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_5 \neq n_6$ 、かつ、 $n_5 \neq n_7$ 、かつ、 $n_5 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_6 \neq n_7$ 、かつ、 $n_6 \neq n_8$ 、  
 かつ、 $n_7 \neq n_8$  }

30

かつ、

{ $n_9 \neq n_{10}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{11}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{13}$ 、かつ、  
 $n_9 \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_9 \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{10} \neq n_{11}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{14}$ 、  
 かつ、 $n_{10} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{10} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{11} \neq n_{12}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{11} \neq n_{15}$ 、  
 かつ、 $n_{11} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{12} \neq n_{13}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{12} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{13} \neq n_{14}$ 、かつ、 $n_{13} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{13} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{14} \neq n_{15}$ 、かつ、 $n_{14} \neq n_{16}$ 、  
 かつ、 $n_{15} \neq n_{16}$  }

40

かつ、

{ $n_1 \neq n_9$ 、または、 $n_2 \neq n_{10}$ 、または、 $n_3 \neq n_{11}$ 、または、 $n_4 \neq n_{12}$ 、  
 または、 $n_5 \neq n_{13}$ 、または、 $n_6 \neq n_{14}$ 、または、 $n_7 \neq n_{15}$ 、または、 $n_8 \neq n_{16}$  が成立する。}

かつ、

{ $n_1 = n_9$ 、または、 $n_2 = n_{10}$ 、または、 $n_3 = n_{11}$ 、または、 $n_4 = n_{12}$ 、  
 または、 $n_5 = n_{13}$ 、または、 $n_6 = n_{14}$ 、または、 $n_7 = n_{15}$ 、または、 $n_8 =$

50

$n_{16}$  が成立する。}  
が成立する。」

が重要な条件であり、補足 2 で説明した信号点配置と異なる点である。

【1521】

なお、図 117、図 118 では、詳細の構成を省略しているが、他の実施の形態で説明している OFDM 方式、スペクトル拡散通信方式を用いて、変調信号の送信、および、受信を行う場合であっても、同様に実施することが可能である。

10

また、実施の形態 1 から実施の形態 12 で説明した MIMO 伝送方式や時空間ブロック符号 (Space-Time Block Codes) などの時空間符号 (Space-Time Codes) (ただし、シンボルを周波数軸に並べてもよい。)、プリコーディングを行うまたはプリコーディングを行わない MIMO 伝送方式において、上述で説明した 16QAM、64QAM、256QAM を用いてもデータの受信品質が向上する可能性がある。

【1522】

(補足 5)

ここでは、(補足 2)、(補足 3)、(補足 4) で説明した QAM を用いた通信・放送システムの構成例について説明する。

20

図 122 は、送信装置の一例であり、図 117 と同様に動作するものについては、同一番号を付した。

【1523】

送信方法指示部 12202 は、入力信号 12201 を入力とし、入力信号 12201 に基づき、データシンボルを生成するための、誤り訂正符号に関する情報信号 12203 (例えば、誤り訂正符号の符号化率、誤り訂正符号のブロック長など)、変調方式に関する情報信号 12204 (例えば、変調方式)、変調方式に関するパラメータの情報信号 12205 (例えば、QAM のときの振幅の値に関する情報) を出力する。なお、入力信号 12201 を送信装置が使用するユーザーが生成してもよいし、通信システムで使用する場合、通信相手のフィードバック情報を入力信号 12201 としてもよい。

30

【1524】

誤り訂正符号化部 11702 は、情報 11701、誤り訂正符号に関する情報信号 12203 を入力とし、誤り訂正符号に関する情報信号 12203 に基づいて、誤り訂正符号化を行い、誤り訂正符号化後のデータ 11703 を出力する。

マッピング部 11706 は、インタリーブ後のデータ 11705、変調方式に関する情報信号 12204、変調方式に関するパラメータの情報信号 12205 を入力とし、変調方式に関する情報信号 12204 および変調方式に関するパラメータの情報信号 12205 に基づいてマッピングを行い、直交ベースバンド信号 11707 を出力する。

【1525】

40

制御情報シンボル生成部 12207 は、誤り訂正符号に関する情報信号 12203、変調方式に関する情報信号 12204、変調方式に関するパラメータの情報信号 12205、制御データ 12206 を入力とし、例えば、誤り訂正符号化の処理、および、BPSK や QPSK のような変調処理を行い、制御情報シンボル信号 12208 を出力する。

【1526】

無線部 11703 は、直交ベースバンド信号 11707、制御シンボル信号 12208、パイロットシンボル信号 12209、フレーム構成信号 12210 を入力とし、フレーム構成信号 12210 に基づき、フレームに基づいた送信信号 11709 を出力する。な

50

お、フレーム構成は、図 1 2 3 で示したとおりである。

【1 5 2 7】

図 1 2 3 は、縦軸周波数、横軸時間におけるフレーム構成の一例である。図 1 2 3 において、1 2 3 0 1 はパイロットシンボルであり、1 2 3 0 2 は制御情報シンボルであり、1 2 3 0 3 はデータシンボルである。パイロットシンボル 1 2 3 0 1 は図 1 2 2 のパイロットシンボル信号 1 2 2 0 9 に相当し、制御情報シンボル 1 2 3 0 2 は図 1 2 2 の制御情報シンボル信号 1 2 2 0 8 に相当し、データシンボル 1 2 3 0 3 は図 1 2 2 の直交ベースバンド信号 1 1 7 0 7 に相当する。

【1 5 2 8】

10

図 1 2 4 は、図 1 2 2 の送信装置が送信した変調信号を受信する受信装置であり、図 1 1 8 と同様に動作するものについては同一番号を付している。

同期部 1 2 4 0 5 は、直交ベースバンド信号 1 1 8 0 4 を入力とし、例えば、図 1 2 3 におけるパイロットシンボル 1 2 3 0 1 を検出および利用することで、周波数同期、時間同期、フレーム同期を行い、同期信号 1 2 4 0 6 として出力する。

【1 5 2 9】

制御情報復調部 1 2 4 0 1 は、直交ベースバンド信号 1 2 4 0 3、同期信号 1 2 4 0 6 を入力とし、図 1 2 3 における制御情報シンボル 1 2 3 0 2 の復調（および誤り訂正復号）を行い、制御情報信号 1 2 4 0 2 を出力する。

20

周波数オフセット・伝送路推定部 1 2 4 0 3 は、直交ベースバンド信号 1 2 4 0 3、同期信号 1 2 4 0 6 を入力とし、例えば、図 1 2 3 におけるパイロットシンボル 1 2 3 0 1 を用いて、周波数オフセット、および、電波による伝送路の変動を推定し、周波数オフセットおよび伝送路の変動推定信号 1 2 4 0 4 を出力する。

【1 5 3 0】

デマッピング部 1 1 8 0 5 は、直交ベースバンド信号 1 2 4 0 3、制御情報信号 1 2 4 0 2、周波数オフセットおよび伝送路の変動推定信号 1 2 4 0 4、同期信号 1 2 4 0 6 を入力とし、制御情報信号 1 2 4 0 2 により、図 1 2 3 のデータシンボル 1 2 3 0 3 の変調方式を判別し、直交ベースバンド信号 1 2 4 0 3 および周波数オフセットおよび伝送路の変動推定信号 1 2 4 0 4 を用いて、データシンボル中の各ビットの対数尤度比を求め、対数尤度比信号 1 1 8 0 6 を出力する。

30

【1 5 3 1】

デインタリーブ部 1 1 8 0 7 は、対数尤度比信号 1 1 8 0 8、制御情報信号 1 2 4 0 2 を入力とし、制御情報信号 1 2 4 0 2 に含まれる変調方式・誤り訂正符号化方式等の送信方法の情報から、送信装置が用いたインタリーブ方法に対応するデインタリーブ方法の処理を行い、デインタリーブ後の対数尤度比信号 1 1 8 0 8 を出力する。

40

【1 5 3 2】

復号部 1 1 8 0 9 は、デインタリーブ後の対数尤度比信号 1 1 8 0 8、制御情報信号 1 2 4 0 2 を入力とし、制御情報に含まれる誤り訂正符号化方式に関する情報から、その符号に基づく誤り訂正復号を行い、受信データ 1 1 8 1 0 を出力する。

以下では、（補足 2）、（補足 3）、（補足 4）で説明した QAM を用いたときの実施例について説明する。

【1 5 3 3】

50

## &lt;例 1&gt;

図 1 2 2 の送信装置が、誤り訂正符号として、複数のブロック長（符号長）の送信を行うことが可能であるものとする。

## 【1 5 3 4】

例として、ブロック長（符号長）1 6 2 0 0 ビットの LDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化、および、ブロック長（符号長）6 4 8 0 0 ビットの LDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化のいずれかを選択して、図 1 2 2 の送信装置は誤り訂正符号化を行うものとする。したがって、以下の 2 つの誤り訂正方式を考える。

10

## &lt;誤り訂正方式 # 1&gt;

符号化率  $2/3$ 、ブロック長（符号長）1 6 2 0 0 ビット（情報：1 0 8 0 0 ビット、パリティ：5 4 0 0 ビット）の LDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

## 【1 5 3 5】

## &lt;誤り訂正方式 # 2&gt;

符号化率  $2/3$ 、ブロック長（符号長）6 4 8 0 0 ビット（情報：4 3 2 0 0 ビット、パリティ：2 1 6 0 0 ビット）の LDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

そして、図 1 2 2 の送信装置において、図 1 1 1 で示した 1 6 QAM を使用するものとする。このとき、図 1 2 2 の送信装置が、<誤り訂正方式 # 1>を用いたとき図 1 1 1 の  $f = f_{\#1}$  と設定するものとし、<誤り訂正方式 # 2>を用いたとき図 1 1 1 の  $f = f_{\#2}$  と設定するものとする。このとき、

20

## &lt;条件 # H 1&gt;

$f_{\#1} \neq 1$ 、かつ、 $f_{\#2} \neq 1$ 、かつ、 $f_{\#1} \neq f_{\#2}$  が成立する、

とよい。このようにすることで、<誤り訂正方式 # 1><誤り訂正方式 # 2>いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（<誤り訂正方式 # 1><誤り訂正方式 # 2>で  $f$  の好適値が異なるため）

30

図 1 2 2 の送信装置において、図 1 1 2 で示した 6 4 QAM を使用するものとする。このとき、図 1 2 2 の送信装置が、<誤り訂正方式 # 1>を用いたとき図 1 1 2 の  $g_1 = g_{1, \#1}$ 、 $g_2 = g_{2, \#1}$ 、 $g_3 = g_{3, \#1}$  と設定するものとし、<誤り訂正方式 # 2>を用いたとき図 1 1 2 の  $g_1 = g_{1, \#2}$ 、 $g_2 = g_{2, \#2}$ 、 $g_3 = g_{3, \#2}$  と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

## 【1 5 3 6】

## &lt;条件 # H 2&gt;

$\{ (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (1, 3, 5), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (1, 5, 3), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (3, 1, 5), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (3, 5, 1), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (5, 1, 3), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (5, 3, 1) \}$   
かつ

40

$\{ (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (1, 3, 5), \text{かつ}, (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (1, 5, 3), \text{かつ}, (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (3, 1, 5), \text{かつ}, (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (3, 5, 1), \text{かつ}, (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (5, 1, 3), \text{かつ}, (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (5, 3, 1) \}$

50



かつ

{ {  $g_{1, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、または、 $g_{2, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、または、 $g_{3, \#1} \neq g_{3, \#2}$  } が成立する。 }

が成立する。  
【1537】

このようにすることで、＜誤り訂正方式#1＞＜誤り訂正方式#2＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#1＞＜誤り訂正方式#2＞で  $g_1$ 、 $g_2$ 、 $g_3$  の好適なセットが異なるため）

10

図122の送信装置において、図113で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#1＞を用いたとき図113の  $h_1 = h_{1, \#1}$ 、 $h_2 = h_{2, \#1}$ 、 $h_3 = h_{3, \#1}$ 、 $h_4 = h_{4, \#1}$ 、 $h_5 = h_{5, \#1}$ 、 $h_6 = h_{6, \#1}$ 、 $h_7 = h_{7, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#2＞を用いたとき図113の  $h_1 = h_{1, \#2}$ 、 $h_2 = h_{2, \#2}$ 、 $h_3 = h_{3, \#2}$ 、 $h_4 = h_{4, \#2}$ 、 $h_5 = h_{5, \#2}$ 、 $h_6 = h_{6, \#2}$ 、 $h_7 = h_{7, \#2}$  と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1538】

＜条件#H3＞

20

{ {  $a_1$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_2$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_3$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_4$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_5$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_6$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_7$  は1以上7以下の整数 } が成立し、{  $x$  は1以上7以下の整数、かつ、 $y$  は1以上7以下の整数、かつ、 $x \neq y$  } が成立したとき、{ すべての  $x$ 、すべての  $y$  で、 $a_x \neq a_y$  が成立する } とき、 $(h_{a_1, \#1}, h_{a_2, \#1}, h_{a_3, \#1}, h_{a_4, \#1}, h_{a_5, \#1}, h_{a_6, \#1}, h_{a_7, \#1}) \neq (1, 3, 5, 7, 9, 11, 13)$  が成立する。 }

かつ

{ {  $a_1$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_2$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_3$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_4$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_5$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_6$  は1以上7以下の整数、かつ、 $a_7$  は1以上7以下の整数 } が成立し、{  $x$  は1以上7以下の整数、かつ、 $y$  は1以上7以下の整数、かつ、 $x \neq y$  } が成立したとき、{ すべての  $x$ 、すべての  $y$  で、 $a_x \neq a_y$  が成立する } とき、 $(h_{a_1, \#2}, h_{a_2, \#2}, h_{a_3, \#2}, h_{a_4, \#2}, h_{a_5, \#2}, h_{a_6, \#2}, h_{a_7, \#2}) \neq (1, 3, 5, 7, 9, 11, 13)$  が成立する。 }

30

かつ

{ {  $h_{1, \#1} \neq h_{1, \#2}$ 、または、 $h_{2, \#1} \neq h_{2, \#2}$ 、または、 $h_{3, \#1} \neq h_{3, \#2}$ 、または、 $h_{4, \#1} \neq h_{4, \#2}$ 、または、 $h_{5, \#1} \neq h_{5, \#2}$ 、または、 $h_{6, \#1} \neq h_{6, \#2}$ 、または、 $h_{7, \#1} \neq h_{7, \#2}$  } が成立する。 }

が成立する。  
【1539】

40

このようにすることで、＜誤り訂正方式#1＞＜誤り訂正方式#2＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#1＞＜誤り訂正方式#2＞で  $h_1$ 、 $h_2$ 、 $h_3$ 、 $h_4$ 、 $h_5$ 、 $h_6$ 、 $h_7$  の好適なセットが異なるため）

以上をまとめると、以下のようになる。

【1540】

50

次の、2つの誤り訂正方式を考える。

<誤り訂正方式#1\*>

符号化率A、ブロック長（符号長）Bビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（Aは実数であり、 $0 < A < 1$ が成立し、Bは0より大きい整数とする。）

<誤り訂正方式#2\*>

符号化率A、ブロック長（符号長）Cビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（Aは実数であり、 $0 < A < 1$ が成立し、Cは0より大きい整数であり、 $B \neq C$ が成立する。）

10

そして、図122の送信装置において、図111で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、<誤り訂正方式#1\*>を用いたとき図111の $f = f_{\#1}$ と設定するものとし、<誤り訂正方式#2\*>を用いたとき図111の $f = f_{\#2}$ と設定するものとする。このとき、

<条件#H1>

が成立するとよい。

【1541】

図122の送信装置において、図112で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、<誤り訂正方式#1\*>を用いたとき図112の $g_1 = g_{1, \#1}$ 、 $g_2 = g_{2, \#1}$ 、 $g_3 = g_{3, \#1}$ と設定するものとし、<誤り訂正方式#2\*>を用いたとき図112の $g_1 = g_{1, \#2}$ 、 $g_2 = g_{2, \#2}$ 、 $g_3 = g_{3, \#2}$ と設定するものとする。このとき、

20

<条件#H2>

が成立するとよい。

【1542】

図122の送信装置において、図113で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、<誤り訂正方式#1\*>を用いたとき図113の $h_1 = h_{1, \#1}$ 、 $h_2 = h_{2, \#1}$ 、 $h_3 = h_{3, \#1}$ 、 $h_4 = h_{4, \#1}$ 、 $h_5 = h_{5, \#1}$ 、 $h_6 = h_{6, \#1}$ 、 $h_7 = h_{7, \#1}$ と設定するものとし、<誤り訂正方式#2\*>を用いたとき図112の $h_1 = h_{1, \#2}$ 、 $h_2 = h_{2, \#2}$ 、 $h_3 = h_{3, \#2}$ 、 $h_4 = h_{4, \#2}$ 、 $h_5 = h_{5, \#2}$ 、 $h_6 = h_{6, \#2}$ 、 $h_7 = h_{7, \#2}$ と設定するものとする。このとき、

30

<条件#H3>

が成立するとよい。

【1543】

<例2>

40

図122の送信装置が、誤り訂正符号として、複数のブロック長（符号長）の送信を行うことが可能であるものとする。

例として、ブロック長（符号長）16200ビットのLDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化、および、ブロック長（符号長）64800ビットのLDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化のいずれかを選択して、図122の送信装置は誤り訂正符号化を行うものとする。したがって、以下の2つの誤り訂正方式を考える。

【1544】

<誤り訂正方式#3>

符号化率 $2/3$ 、ブロック長（符号長）16200ビット（情報：10800ビット、

50

パリティ：5400ビット）のLDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

＜誤り訂正方式#4＞

符号化率2/3、ブロック長（符号長）64800ビット（情報：43200ビット、パリティ：21600ビット）のLDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

【1545】

そして、図122の送信装置において、図114で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#3＞を用いたとき図114の  $f_1 = f_{1, \#1}$ 、 $f_2 = f_{2, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4＞を用いたとき図114の  $f_1 = f_{1, \#2}$ 、 $f_2 = f_{2, \#2}$  と設定するものとする。このとき、

10

＜条件#H4＞

$\{f_{1, \#1} \neq f_{1, \#2}$ 、または、 $f_{2, \#1} \neq f_{2, \#2}\}$  が成立する

とよい。このようにすることで、＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞で  $f_1$ 、 $f_2$  の好適なセットが異なるため）

20

図122の送信装置において、図115で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#3＞を用いたとき図115の  $g_1 = g_{1, \#1}$ 、 $g_2 = g_{2, \#1}$ 、 $g_3 = g_{3, \#1}$ 、 $g_4 = g_{4, \#1}$ 、 $g_5 = g_{5, \#1}$ 、 $g_6 = g_{6, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4＞を用いたとき図115の  $g_1 = g_{1, \#2}$ 、 $g_2 = g_{2, \#2}$ 、 $g_3 = g_{3, \#2}$ 、 $g_4 = g_{4, \#2}$ 、 $g_5 = g_{5, \#2}$ 、 $g_6 = g_{6, \#2}$  と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1546】

＜条件#H5＞

$\{ \{g_{1, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、かつ、 $g_{1, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、かつ、 $g_{1, \#1} \neq g_{3, \#2}\}$ 、または、 $\{g_{2, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、かつ、 $g_{2, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、かつ、 $g_{2, \#1} \neq g_{3, \#2}\}$ 、または、 $\{g_{3, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、かつ、 $g_{3, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、かつ、 $g_{3, \#1} \neq g_{3, \#2}\}$  が成立する。 $\}$ 、

30

または、

$\{ \{g_{4, \#1} \neq g_{4, \#2}$ 、かつ、 $g_{4, \#1} \neq g_{5, \#2}$ 、かつ、 $g_{4, \#1} \neq g_{6, \#2}\}$ 、または、 $\{g_{5, \#1} \neq g_{4, \#2}$ 、かつ、 $g_{5, \#1} \neq g_{5, \#2}$ 、かつ、 $g_{5, \#1} \neq g_{6, \#2}\}$ 、または、 $\{g_{6, \#1} \neq g_{4, \#2}$ 、かつ、 $g_{6, \#1} \neq g_{5, \#2}$ 、かつ、 $g_{6, \#1} \neq g_{6, \#2}\}$  が成立する。 $\}$

40

が成立する。

【1547】

このようにすることで、＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞で  $g_1$ 、 $g_2$ 、 $g_3$ 、 $g_4$ 、 $g_5$ 、 $g_6$  の好適なセットが異なるため）

図122の送信装置において、図116で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#3＞を用いたとき図116の  $h_1 =$

50

$h_{1, \#1}, h_{2, \#1}, h_{3, \#1}, h_{4, \#1}, h_{5, \#1}, h_{6, \#1}, h_{7, \#1}, h_{8, \#1}, h_{9, \#1}, h_{10, \#1}, h_{11, \#1}, h_{12, \#1}, h_{13, \#1}, h_{14, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式 # 4＞を用いたとき図 116 の  $h_{1, \#2}, h_{2, \#2}, h_{3, \#2}, h_{4, \#2}, h_{5, \#2}, h_{6, \#2}, h_{7, \#2}, h_{8, \#2}, h_{9, \#2}, h_{10, \#2}, h_{11, \#2}, h_{12, \#2}, h_{13, \#2}, h_{14, \#2}$  と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1548】

10

＜条件 # H 6＞

{

{k は 1 以上 7 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{1, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}、

または、{k は 1 以上 7 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{2, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 1 以上 7 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{3, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 1 以上 7 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{4, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 1 以上 7 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{5, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 1 以上 7 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{6, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 1 以上 7 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{7, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

}

または、

{

{k は 8 以上 14 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{8, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}、

または、{k は 8 以上 14 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{9, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 8 以上 14 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{10, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 8 以上 14 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{11, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 8 以上 14 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{12, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 8 以上 14 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{13, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

または、{k は 8 以上 14 以下の整数であり、これを満たす、すべての k で  $h_{14, \#1} \neq h_{k, \#2}$  が成立する}

}

このようにすることで、＜誤り訂正方式 # 3＞＜誤り訂正方式 # 4＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式 # 3＞＜誤り訂正方式 # 4＞で  $h_1, h_2, h_3, h_4, h_5, h_6, h_7, h_8, h_9, h_{10}, h_{11}, h_{12}, h_{13}, h_{14}$  の好適なセットが異なるため）

50

以上をまとめると、以下のようになる。

【1549】

次の、2つの誤り訂正方式を考える。

＜誤り訂正方式#3\*＞

符号化率A、ブロック長（符号長）Bビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（Aは実数であり、 $0 < A < 1$ が成立し、Bは0より大きい整数とする。）

10

＜誤り訂正方式#4\*＞

符号化率A、ブロック長（符号長）Cビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（Aは実数であり、 $0 < A < 1$ が成立し、Cは0より大きい整数であり、 $B \neq C$ が成立する。）

そして、図122の送信装置において、図114で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#3\*＞を用いたとき図114の $f_1 = f_{1, \#1}$ 、 $f_2 = f_{2, \#1}$ と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4\*＞を用いたとき図114の $f_1 = f_{1, \#2}$ 、 $f_2 = f_{2, \#2}$ と設定するものとする。このとき、

20

＜条件#H4＞

が成立するとよい。

【1550】

図122の送信装置において、図115で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#3\*＞を用いたとき図115の $g_1 = g_{1, \#1}$ 、 $g_2 = g_{2, \#1}$ 、 $g_3 = g_{3, \#1}$ 、 $g_4 = g_{4, \#1}$ 、 $g_5 = g_{5, \#1}$ 、 $g_6 = g_{6, \#1}$ と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4\*＞を用いたとき図115の $g_1 = g_{1, \#2}$ 、 $g_2 = g_{2, \#2}$ 、 $g_3 = g_{3, \#2}$ 、 $g_4 = g_{4, \#2}$ 、 $g_5 = g_{5, \#2}$ 、 $g_6 = g_{6, \#2}$ と設定するものとする。このとき、

30

＜条件#H5＞

が成立するとよい。

【1551】

図122の送信装置において、図116で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#3\*＞を用いたとき図116の $h_1 = h_{1, \#1}$ 、 $h_2 = h_{2, \#1}$ 、 $h_3 = h_{3, \#1}$ 、 $h_4 = h_{4, \#1}$ 、 $h_5 = h_{5, \#1}$ 、 $h_6 = h_{6, \#1}$ 、 $h_7 = h_{7, \#1}$ と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4\*＞を用いたとき図116の $h_1 = h_{1, \#2}$ 、 $h_2 = h_{2, \#2}$ 、 $h_3 = h_{3, \#2}$ 、 $h_4 = h_{4, \#2}$ 、 $h_5 = h_{5, \#2}$ 、 $h_6 = h_{6, \#2}$ 、 $h_7 = h_{7, \#2}$ と設定するものとする。このとき、

40

＜条件#H6＞

が成立するとよい。

【1552】

＜例3＞

図122の送信装置が、誤り訂正符号として、複数のブロック長（符号長）の送信を行うことが可能であるものとする。

【1553】

50

例として、ブロック長（符号長）16200ビットのLDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化、および、ブロック長（符号長）64800ビットのLDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化のいずれかを選択して、図122の送信装置は誤り訂正符号化を行うものとする。したがって、以下の2つの誤り訂正方式を考える。

<誤り訂正方式#5>

符号化率2/3、ブロック長（符号長）16200ビット（情報：10800ビット、パリティ：5400ビット）のLDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

【1554】

10

<誤り訂正方式#6>

符号化率2/3、ブロック長（符号長）64800ビット（情報：43200ビット、パリティ：21600ビット）のLDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

そして、図122の送信装置において、図119で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、<誤り訂正方式#5>を用いたとき図119の $k_1 = k_{1, \#1}$ 、 $k_2 = k_{2, \#1}$ と設定するものとし、<誤り訂正方式#6>を用いたとき図119の $k_1 = k_{1, \#2}$ 、 $k_2 = k_{2, \#2}$ と設定するものとする。このとき、

20

<条件#H7>

$\{k_{1, \#1} \neq k_{1, \#2}$ 、または、 $k_{2, \#1} \neq k_{2, \#2}\}$  が成立する

とよい。このようにすることで、<誤り訂正方式#5><誤り訂正方式#6>いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（<誤り訂正方式#5><誤り訂正方式#6>で $k_1$ 、 $k_2$ の好適なセットが異なるため）

図122の送信装置において、図120で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、<誤り訂正方式#5>を用いたとき図120の $m_1 = m_{1, \#1}$ 、 $m_2 = m_{2, \#1}$ 、 $m_3 = m_{3, \#1}$ 、 $m_4 = m_{4, \#1}$ 、 $m_5 = m_{5, \#1}$ 、 $m_6 = m_{6, \#1}$ 、 $m_7 = m_{7, \#1}$ 、 $m_8 = m_{8, \#1}$ と設定するものとし、<誤り訂正方式#6>を用いたとき図120の $m_1 = m_{1, \#2}$ 、 $m_2 = m_{2, \#2}$ 、 $m_3 = m_{3, \#2}$ 、 $m_4 = m_{4, \#2}$ 、 $m_5 = m_{5, \#2}$ 、 $m_6 = m_{6, \#2}$ 、 $m_7 = m_{7, \#2}$ 、 $m_8 = m_{8, \#2}$ と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1555】

30

<条件#H8>

{

$\{m_{1, \#1} \neq m_{1, \#2}$ 、かつ、 $m_{1, \#1} \neq m_{2, \#2}$ 、かつ、 $m_{1, \#1} \neq m_{3, \#2}$ 、かつ、 $m_{1, \#1} \neq m_{4, \#2}\}$ 、または、 $\{m_{2, \#1} \neq m_{1, \#2}$ 、かつ、 $m_{2, \#1} \neq m_{2, \#2}$ 、かつ、 $m_{2, \#1} \neq m_{3, \#2}$ 、かつ、 $m_{2, \#1} \neq m_{4, \#2}\}$ 、または、 $\{m_{3, \#1} \neq m_{1, \#2}$ 、かつ、 $m_{3, \#1} \neq m_{2, \#2}$ 、かつ、 $m_{3, \#1} \neq m_{3, \#2}$ 、かつ、 $m_{3, \#1} \neq m_{4, \#2}\}$  または、 $\{m_{4, \#1} \neq m_{1, \#2}$ 、かつ、 $m_{4, \#1} \neq m_{2, \#2}$ 、かつ、 $m_{4, \#1} \neq m_{3, \#2}$ 、かつ、 $m_{4, \#1} \neq m_{4, \#2}\}$  が成立する。}

または、

$\{m_{5, \#1} \neq m_{5, \#2}$ 、かつ、 $m_{5, \#1} \neq m_{6, \#2}$ 、かつ、 $m_{5, \#1} \neq m_{7, \#2}$ 、かつ、 $m_{5, \#1} \neq m_{8, \#2}\}$ 、または、 $\{m_{6, \#1} \neq m_{5, \#2}$ 、かつ、 $m_{6, \#1} \neq m_{6, \#2}$ 、かつ、 $m_{6, \#1} \neq m_{7, \#2}$ 、かつ、 $m_{6, \#1} \neq m_{8, \#2}\}$ 、または、 $\{m_{7, \#1} \neq m_{5, \#2}$ 、かつ、 $m_{7, \#1} \neq m_{6, \#2}$ 、かつ、 $m_{7, \#1} \neq m_{7, \#2}$ 、かつ、 $m_{7, \#1} \neq m_{8, \#2}\}$  が成立する。}

40

50

, # 1 ≠ m<sub>7</sub>, # 2、かつ、m<sub>7</sub>, # 1 ≠ m<sub>8</sub>, # 2} または、{m<sub>8</sub>, # 1 ≠ m<sub>5</sub>, # 2、かつ、m<sub>8</sub>, # 1 ≠ m<sub>6</sub>, # 2、かつ、m<sub>8</sub>, # 1 ≠ m<sub>7</sub>, # 2、かつ、m<sub>8</sub>, # 1 ≠ m<sub>8</sub>, # 2} が成立する。}、  
}

が成立する。

【1556】

このようにすることで、＜誤り訂正方式#5＞＜誤り訂正方式#6＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#5＞＜誤り訂正方式#6＞でm<sub>1</sub>、m<sub>2</sub>、m<sub>3</sub>、m<sub>4</sub>、m<sub>5</sub>、m<sub>6</sub>、m<sub>7</sub>、m<sub>8</sub>の好適なセットが異なるため）

10

図122の送信装置において、図121で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#5＞を用いたとき図121のn<sub>1</sub> = n<sub>1</sub>, # 1、n<sub>2</sub> = n<sub>2</sub>, # 1、n<sub>3</sub> = n<sub>3</sub>, # 1、n<sub>4</sub> = n<sub>4</sub>, # 1、n<sub>5</sub> = n<sub>5</sub>, # 1、n<sub>6</sub> = n<sub>6</sub>, # 1、n<sub>7</sub> = n<sub>7</sub>, # 1、n<sub>8</sub> = n<sub>8</sub>, # 1、n<sub>9</sub> = n<sub>9</sub>, # 1、n<sub>10</sub> = n<sub>10</sub>, # 1、n<sub>11</sub> = n<sub>11</sub>, # 1、n<sub>12</sub> = n<sub>12</sub>, # 1、n<sub>13</sub> = n<sub>13</sub>, # 1、n<sub>14</sub> = n<sub>14</sub>, # 1、n<sub>15</sub> = n<sub>15</sub>, # 1、n<sub>16</sub> = n<sub>16</sub>, # 1と設定するものとし、＜誤り訂正方式#6＞を用いたとき図121のn<sub>1</sub> = n<sub>1</sub>, # 2、n<sub>2</sub> = n<sub>2</sub>, # 2、n<sub>3</sub> = n<sub>3</sub>, # 2、n<sub>4</sub> = n<sub>4</sub>, # 2、n<sub>5</sub> = n<sub>5</sub>, # 2、n<sub>6</sub> = n<sub>6</sub>, # 2、n<sub>7</sub> = n<sub>7</sub>, # 2、n<sub>8</sub> = n<sub>8</sub>, # 2、n<sub>9</sub> = n<sub>9</sub>, # 2、n<sub>10</sub> = n<sub>10</sub>, # 2、n<sub>11</sub> = n<sub>11</sub>, # 2、n<sub>12</sub> = n<sub>12</sub>, # 2、n<sub>13</sub> = n<sub>13</sub>, # 2、n<sub>14</sub> = n<sub>14</sub>, # 2、n<sub>15</sub> = n<sub>15</sub>, # 2、n<sub>16</sub> = n<sub>16</sub>, # 2と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

20

【1557】

＜条件#H9＞

{  
{kは1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべてのkでn<sub>1</sub>, # 1 ≠ n<sub>k</sub>, # 2  
が成立する}、  
または、{kは1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべてのkでn<sub>2</sub>, # 1 ≠ n<sub>k</sub>, # 2  
が成立する}  
または、{kは1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべてのkでn<sub>3</sub>, # 1 ≠ n<sub>k</sub>, # 2  
が成立する}  
または、{kは1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべてのkでn<sub>4</sub>, # 1 ≠ n<sub>k</sub>, # 2  
が成立する}  
または、{kは1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべてのkでn<sub>5</sub>, # 1 ≠ n<sub>k</sub>, # 2  
が成立する}  
または、{kは1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべてのkでn<sub>6</sub>, # 1 ≠ n<sub>k</sub>, # 2  
が成立する}  
または、{kは1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべてのkでn<sub>7</sub>, # 1 ≠ n<sub>k</sub>, # 2  
が成立する}  
または、{kは1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべてのkでn<sub>8</sub>, # 1 ≠ n<sub>k</sub>, # 2  
が成立する}  
}

30

40

または、

{  
{kは9以上16以下の整数であり、これを満たす、すべてのkでn<sub>9</sub>, # 1 ≠ n<sub>k</sub>, # 2  
が成立する}

50

または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{10, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{11, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{12, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{13, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{14, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{15, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{16, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 $\}$

10

このようにすることで、＜誤り訂正方式#5＞＜誤り訂正方式#6＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#5＞＜誤り訂正方式#6＞で  $n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_6, n_7, n_8, n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}, n_{13}, n_{14}, n_{15}, n_{16}$  の好適なセットが異なるため）

20

以上をまとめると、以下のようになる。

【1558】

次の、2つの誤り訂正方式を考える。

＜誤り訂正方式#5\*＞

符号化率  $A$ 、ブロック長（符号長） $B$  ビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（ $A$  は実数であり、 $0 < A < 1$  が成立し、 $B$  は 0 より大きい整数とする。）

30

＜誤り訂正方式#6\*＞

符号化率  $A$ 、ブロック長（符号長） $C$  ビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（ $A$  は実数であり、 $0 < A < 1$  が成立し、 $C$  は 0 より大きい整数であり、 $B \neq C$  が成立する。）

そして、図122の送信装置において、図119で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#5\*＞を用いたとき図119の  $k_1 = k_{1, \#1}$ 、 $k_2 = k_{2, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#6\*＞を用いたとき図119の  $k_1 = k_{1, \#2}$ 、 $k_2 = k_{2, \#2}$  と設定するものとする。このとき、

40

＜条件#H7＞

が成立するとよい。

【1559】

図122の送信装置において、図120で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、＜誤り訂正方式#5\*＞を用いたとき図120の  $m_1 = m_{1, \#1}$ 、 $m_2 = m_{2, \#1}$ 、 $m_3 = m_{3, \#1}$ 、 $m_4 = m_{4, \#1}$ 、 $m_5 = m_{5, \#1}$ 、 $m_6 = m_{6, \#1}$ 、 $m_7 = m_{7, \#1}$ 、 $m_8 = m_{8, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#6\*＞を用いたとき図120の  $m_1 = m_{1, \#2}$ 、 $m_2 = m_{2, \#2}$ 、 $m_3 = m_{3, \#2}$ 、 $m_4 = m_{4, \#2}$ 、 $m_5 = m_{5, \#2}$ 、 $m_6 = m_{6, \#2}$ 、 $m_7 = m_{7, \#2}$ 、 $m_8 = m_{8, \#2}$  と設定するものとする。

50



$=m_3, \#2, m_4=m_4, \#2, m_5=m_5, \#2, m_6=m_6, \#2, m_7=m_7, \#2, m_8=m_8, \#2$  と設定するものとする。このとき、  
 <条件#H8>  
 が成立するとよい。

【1560】

図122の送信装置において、図121で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図122の送信装置が、<誤り訂正方式#5\*>を用いたとき図121の $n_1=n_1, \#1, n_2=n_2, \#1, n_3=n_3, \#1, n_4=n_4, \#1, n_5=n_5, \#1, n_6=n_6, \#1, n_7=n_7, \#1, n_8=n_8, \#1, n_9=n_9, \#1, n_{10}=n_{10}, \#1, n_{11}=n_{11}, \#1, n_{12}=n_{12}, \#1, n_{13}=n_{13}, \#1, n_{14}=n_{14}, \#1, n_{15}=n_{15}, \#1, n_{16}=n_{16}, \#1$  と設定するものとし、<誤り訂正方式#6\*>を用いたとき図121の $n_1=n_1, \#2, n_2=n_2, \#2, n_3=n_3, \#2, n_4=n_4, \#2, n_5=n_5, \#2, n_6=n_6, \#2, n_7=n_7, \#2, n_8=n_8, \#2, n_9=n_9, \#2, n_{10}=n_{10}, \#2, n_{11}=n_{11}, \#2, n_{12}=n_{12}, \#2, n_{13}=n_{13}, \#2, n_{14}=n_{14}, \#2, n_{15}=n_{15}, \#2, n_{16}=n_{16}, \#2$  と設定するものとする。このとき、  
 <条件#H9>が成立するとよい。

【1561】

なお、図122、図124では、詳細の構成を省略しているが、他の実施の形態で説明しているOFDM方式、スペクトル拡散通信方式を用いて、変調信号の送信、および、受信を行う場合であっても、同様に実施することが可能である。

また、実施の形態1から実施の形態12で説明したMIMO伝送方式や時空間ブロック符号(Space-Time Block Codes)などの時空間符号(Space-Time Codes)(ただし、シンボルを周波数軸に並べてもよい。)、プリコーディングを行うまたはプリコーディングを行わないMIMO伝送方式において、上述で説明した16QAM、64QAM、256QAMを用いてもデータの受信品質が向上する可能性がある。

【1562】

そして、上述で述べたように送信装置が変調し(マッピングを行い)、変調信号を送信する際、送信装置は、受信装置が変調方式および変調方式のパラメータが識別できるような制御情報を送信し、受信装置図124は、この情報を得ることで、デマッピング(復調)が可能となる。

【1563】

(補足6)

ここでは、(補足2)、(補足3)、(補足4)で説明したQAMを用いた通信・放送システムの構成、特に、MIMO伝送方式を用いたときの例について説明する。

【1564】

図125は、送信装置の一例であり、図122と同様に動作するものについては、同一番号を付した。

送信方法指示部12202は、入力信号12201を入力とし、入力信号12201に基づき、データシンボルを生成するための、誤り訂正符号に関する情報信号12203(例えば、誤り訂正符号の符号化率、誤り訂正符号のブロック長など)、変調方式に関する情報信号12204(例えば、変調方式)、変調方式に関するパラメータの情報信号12

10

20

30

40

50

205（例えば、QAMのときの振幅の値に関する情報）、送信方法に関する情報信号12505（MIMO伝送、シングルストリーム伝送、MISO伝送（時空間ブロック符号を用いた伝送）等に関する情報）を出力する。なお、入力信号12201を送信装置が使用するユーザーが生成してもよいし、通信システムで使用する場合、通信相手のフィードバック情報を入力信号12201としてもよい。また、本説明において、送信方法として、MIMO伝送、シングルストリーム伝送、MISO伝送（時空間ブロック符号を用いた伝送）を指定することができ、MIMO伝送として、実施の形態1から実施の形態12で説明したプリコーディングおよび位相変更を行う送信方法を扱うものとする。

#### 【1565】

誤り訂正符号化部11702は、情報11701、誤り訂正符号に関する情報信号12203を入力とし、誤り訂正符号に関する情報信号12203に基づいて、誤り訂正符号化を行い、誤り訂正符号化後のデータ11703を出力する。

10

信号処理部12501は、誤り訂正符号化後のデータ11703、変調方式に関する情報信号12204、変調方式に関するパラメータの情報信号12205、送信方法に関する情報信号12505を入力とし、これらの信号に基づいて、誤り訂正符号化後のデータ11703に対し、インタリーブ、マッピング、プリコーディング、位相変更、パワー変更等の処理を行い、処理後のベースバンド信号12502A、12502Bを出力する。

#### 【1566】

制御情報シンボル生成部12207は、誤り訂正符号に関する情報信号12203、変調方式に関する情報信号12204、変調方式に関するパラメータの情報信号12205、制御データ12206、送信方法に関する情報信号12505を入力とし、例えば、誤り訂正符号化の処理、および、BPSKやQPSKのような変調処理を行い、制御情報シンボル信号12208を出力する。

20

#### 【1567】

無線部12503Aは、処理後のベースバンド信号12502A、制御シンボル信号12208、パイロットシンボル信号12209、フレーム構成信号12210を入力とし、フレーム構成信号12210に基づき、フレームに基づいた送信信号12504Aを出力し、フレームに基づいた送信信号12504Aはアンテナ#1（12505A）から電波として出力される。なお、フレーム構成は、図126で示したとおりである。

#### 【1568】

30

無線部12503Bは、処理後のベースバンド信号12502B、制御シンボル信号12208、パイロットシンボル信号12209、フレーム構成信号12210を入力とし、フレーム構成信号12210に基づき、フレームに基づいた送信信号12504Bを出力し、フレームに基づいた送信信号12504Bはアンテナ#2（12505B）から電波として出力される。なお、フレーム構成は、図126で示したとおりである。

#### 【1569】

次に、図126を用いて、図125の信号処理部12501の動作について説明する。

図126は、縦軸周波数、横軸時間におけるフレーム構成の一例であり、図126（a）は図125のアンテナ#1（12505A）から送信される信号のフレーム構成、図126（b）は図125のアンテナ#2（12505B）から送信される信号のフレーム構成を示している。

40

#### 【1570】

まず、図126における、パイロットシンボル12601、制御情報シンボル12602、データシンボル12603を送信する場合の送信装置の動作について説明する。

このとき、伝送方式としては、1ストリームの変調信号が、図125の送信装置から送信されることになる。このとき、例えば、以下の第1の方法と第2の方法が考えられる。

第1の方法：

信号処理部12501は、誤り訂正符号化後のデータ11703、変調方式に関する情

50

報信号12204、変調方式に関するパラメータの情報信号12205、送信方法に関する情報信号12505入力とし、少なくとも、変調方式に関する情報信号12204、変調方式に関するパラメータの情報信号12205にしたがって、変調方式を決定し、その変調方式にしたがったマッピングを行い、処理後のベースバンド信号12502Aを出力する。このとき、処理後のベースバンド信号12502B出力しないものとする。（なお、信号処理部12501は、例えば、インタリーブ等の処理も行うものとする。）

無線部12503Aは、処理後のベースバンド信号12502A、制御シンボル信号12208、パイロットシンボル信号12209、フレーム構成信号12210を入力とし、フレーム構成信号12210に基づき、フレームに基づいた送信信号12504Aを出力し、フレームに基づいた送信信号12504Aはアンテナ#1（12505A）から電波として出力される。なお、無線部12503Bは動作せず、したがって、アンテナ#2（12505B）から電波は出力されないものとする。

【1571】

伝送方式としては、1ストリームの変調信号が、図125の送信装置から送信されることになる場合の、第2の方法について説明する。

第2の方法：

信号処理部12501は、誤り訂正符号化後のデータ11703、変調方式に関する情報信号12204、変調方式に関するパラメータの情報信号12205、送信方法に関する情報信号12505入力とし、少なくとも、変調方式に関する情報信号12204、変調方式に関するパラメータの情報信号12205にしたがって、変調方式を決定し、その変調方式にしたがったマッピングを行い、マッピング後の信号を生成する。

【1572】

そして、信号処理部12501は、マッピング後の信号に基づく信号を2つ系統生成し、処理後のベースバンド信号12502A、および、処理後のベースバンド信号12502Bとして出力する。なお、「マッピング後の信号に基づく信号を2つ系統生成し」と記載したが、マッピング後の信号に対し、位相変更やパワー変更を行うことで、マッピング後の信号に基づく信号を2つ系統生成することになる。（上述で説明したように、信号処理部12501は、例えば、インタリーブ等の処理も行うものとする。）

無線部12503Aは、処理後のベースバンド信号12502A、制御シンボル信号12208、パイロットシンボル信号12209、フレーム構成信号12210を入力とし、フレーム構成信号12210に基づき、フレームに基づいた送信信号12504Aを出力し、フレームに基づいた送信信号12504Aはアンテナ#1（12505A）から電波として出力される。

無線部12503Bは、処理後のベースバンド信号12502B、制御シンボル信号12208、パイロットシンボル信号12209、フレーム構成信号12210を入力とし、フレーム構成信号12210に基づき、フレームに基づいた送信信号12504Bを出力し、フレームに基づいた送信信号12504Bはアンテナ#2（12505B）から電波として出力される。

【1573】

次に、図126における、パイロットシンボル12604A、12604B、制御情報シンボル12605A、12605B、データシンボル12606A、12606Bを送信する場合の送信装置の動作について説明する。

パイロットシンボル12604A、12604Bは、時間Y1に送信装置から同一周波数（共通の周波数）を用いて送信されるシンボルである。

【1574】

同様に、制御情報シンボル12505A、12605Bは、時間Y2に送信装置から同一周波数（共通の周波数）を用いて送信されるシンボルである。

そして、データシンボル12606A、12606Bは、時間Y3からY10に送信装

10

20

30

40

50

置から同一周波数（共通の周波数）を用いて送信されるシンボルである。

信号処理部 12501 は、実施の形態 1 から実施の形態 12 で説明した MIMO 伝送方式や時空間ブロック符号（Space-Time Block Codes）などの時空間符号（Space-Time Codes）（ただし、シンボルを周波数軸に並べてもよい。）、プリコーディングを行うまたはプリコーディングを行わない MIMO 伝送方式に応じた信号処理を施すことになる。特に、プリコーディング、位相変更、および、パワー変更を行う場合、信号処理部 12501 は、例えば、図 97、図 98、（または、図 5、図 6、図 7 において、符号化部を除く部分）を少なくとも具備していることになる。

#### 【1575】

信号処理部 12501 は、誤り訂正符号化後のデータ 11703、変調方式に関する情報信号 12204、変調方式に関するパラメータの情報信号 12205、送信方法に関する情報信号 12505 入力とする。そして、信号処理部 12501 は、送信方法に関する情報信号 12505 が、「プリコーディング、位相変更、および、パワー変更を行う」という情報であった場合、信号処理部 12501 は、実施の形態 1 から実施の形態 12 において図 97、図 98、（または、図 5、図 6、図 7 において、符号化部を除く部分）の説明と同様の動作を行うことになる。したがって、信号処理部 12501 は、処理後のベースバンド信号 12502A、12502B を出力する。（なお、信号処理部 12501 は、例えば、インタリーブ等の処理も行うものとする。）

無線部 12503A は、処理後のベースバンド信号 12502A、制御シンボル信号 12208、パイロットシンボル信号 12209、フレーム構成信号 12210 を入力とし、フレーム構成信号 12210 に基づき、フレームに基づいた送信信号 12504A を出力し、フレームに基づいた送信信号 12504A はアンテナ #1（12505A）から電波として出力される。

#### 【1576】

無線部 12503B は、処理後のベースバンド信号 12502B、制御シンボル信号 12208、パイロットシンボル信号 12209、フレーム構成信号 12210 を入力とし、フレーム構成信号 12210 に基づき、フレームに基づいた送信信号 12504B を出力し、フレームに基づいた送信信号 12504B はアンテナ #2（12505B）から電波として出力される。

#### 【1577】

また、信号処理部 12501 が、時空間ブロック符号（Space-Time Block Codes）を用いた伝送方法を行う場合の構成について、図 128 を用いて説明する。

マッピング部 12802 は、データ信号（誤り訂正符号化後のデータ）12801、制御信号 12806 を入力とし、制御信号 12806 に含まれる変調方式に関連する情報に基づき、マッピングを行い、マッピング後の信号 12803 を出力する。例えば、マッピング後の信号 12803 は、 $s_0, s_1, s_2, s_3, \dots, s(2i), s(2i+1), \dots$  の順に並んでいるものとする。（ $i$  は、0 以上の整数とする。）

MISO（Multiple Input Multiple Output）処理部 12804 は、マッピング後の信号 12803、制御信号 12806 を入力とし、制御信号 12806 が MISO（Multiple Input Multiple Output）方式で送信することを指示している場合、MISO 処理後の信号 12805A および 12805B を出力する。例えば、MISO 処理後の信号 12805A は  $s_0, s_1, s_2, s_3, \dots, s(2i), s(2i+1), \dots$  となり、MISO 処理後の信号 12805B は  $-s_1^*, s_0^*, -s_3^*, s_2^*, \dots, -s(2i+1)^*, s(2i)^*, \dots$  となる。なお、「 $*$ 」は複素共役を意味する。

#### 【1578】

このとき、MISO 処理後の信号 12805A および 12805B が、それぞれ図 125 の処理後のベースバンド信号 12502A および 12502B に相当する。なお、時空間ブロック符号の方法は上述の説明に限ったものではない。

そして、無線部 12503A は、処理後のベースバンド信号 12502A、制御シンボル信号 12208、パイロットシンボル信号 12209、フレーム構成信号 12210 を

10

20

30

40

50

入力とし、フレーム構成信号12210に基づき、フレームに基づいた送信信号12504Aを出力し、フレームに基づいた送信信号12504Aはアンテナ#1(12505A)から電波として出力される。

【1579】

無線部12503Bは、処理後のベースバンド信号12502B、制御シンボル信号12208、パイロットシンボル信号12209、フレーム構成信号12210を入力とし、フレーム構成信号12210に基づき、フレームに基づいた送信信号12504Bを出力し、フレームに基づいた送信信号12504Bはアンテナ#2(12505B)から電波として出力される。

【1580】

10

図127は、図125の送信装置が送信した変調信号を受信する受信装置であり、図124と同様に動作するものについては同一番号を付している。

同期部12405は、直交ベースバンド信号11804を入力とし、例えば、図126におけるパイロットシンボル12601、12604A、12604Bを検出および利用することで、周波数同期、時間同期、フレーム同期を行い、同期信号12406として出力する。

【1581】

20

制御情報復調部12401は、直交ベースバンド信号12403、同期信号12406を入力とし、図126における制御情報シンボル12602、12605A、1605Bの復調(および誤り訂正復号)を行い、制御情報信号12402を出力する。

周波数オフセット・伝送路推定部12403は、直交ベースバンド信号12403、同期信号12406を入力とし、例えば、図126におけるパイロットシンボル12601、12604A、12604Bを用いて、周波数オフセット、および、電波による伝送路の変動を推定し、周波数オフセットおよび伝送路の変動推定信号12404を出力する。

【1582】

30

無線部12703Xは、アンテナ#1(12701X)で受信した受信信号12702Xを入力とし、周波数変換、直交復調(および、フーリエ変換)等の処理を施し、直交ベースバンド信号12704Xを出力する。

同様に、無線部12703Yは、アンテナ#2(12701Y)で受信した受信信号12702Yを入力とし、周波数変換、直交復調(および、フーリエ変換)等の処理を施し、直交ベースバンド信号12704Yを出力する。

【1583】

信号処理部12705は、直交ベースバンド信号12704X、12704Y、制御情報信号12402、周波数オフセットおよび伝送路の変動推定信号12404、同期信号12406を入力とし、制御情報信号12402により、変調方式、送信方法を判別し、これらに基づく、信号処理、復調を行い、データシンボル中の各ビットの対数尤度比を求め、対数尤度比信号12706を出力する。(なお、信号処理部12705は、デインタリーブの処理を施す場合もある。)

40

復号部12707は、対数尤度比信号12706、制御情報信号12402を入力とし、制御情報に含まれる誤り訂正符号化方式に関する情報から、その符号に基づく誤り訂正復号を行い、受信データ12708を出力する。

【1584】

50

以下では、（補足２）、（補足３）、（補足４）で説明したQAMを用いたときの実施例について説明する。

#### <例１>

図１２５の送信装置が、誤り訂正符号として、複数のブロック長（符号長）の送信を行うことが可能であるものとする。

#### 【１５８５】

例として、ブロック長（符号長）１６２００ビットのLDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化、および、ブロック長（符号長）６４８００ビットのLDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化のいずれかを選択して、図１２５の送信装置は誤り訂正符号化を行うものとする。したがって、以下の２つの誤り訂正方式を考える。

10

#### <誤り訂正方式＃１>

符号化率２／３、ブロック長（符号長）１６２００ビット（情報：１０８００ビット、パリティ：５４００ビット）のLDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

#### 【１５８６】

#### <誤り訂正方式＃２>

符号化率２／３、ブロック長（符号長）６４８００ビット（情報：４３２００ビット、パリティ：２１６００ビット）のLDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

20

そして、図１２５の送信装置において、図１１１で示した１６QAMを使用するものとする。このとき、図１２５の送信装置が、<誤り訂正方式＃１>を用いたとき図１１１の  $f = f_{\#1}$  と設定するものとし、<誤り訂正方式＃２>を用いたとき図１１１の  $f = f_{\#2}$  と設定するものとする。このとき、

#### <条件＃H１０>

図１２５で対応している各送信方法で、

$f_{\#1} \neq 1$ 、かつ、 $f_{\#2} \neq 1$ 、かつ、 $f_{\#1} \neq f_{\#2}$  が成立する、

30

とよい。このようにすることで、<誤り訂正方式＃１><誤り訂正方式＃２>いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（<誤り訂正方式＃１><誤り訂正方式＃２>で  $f$  の好適値が異なるため）

図１２５の送信装置において、図１１２で示した６４QAMを使用するものとする。このとき、図１２５の送信装置が、<誤り訂正方式＃１>を用いたとき図１１２の  $g_1 = g_{1, \#1}$ 、 $g_2 = g_{2, \#1}$ 、 $g_3 = g_{3, \#1}$  と設定するものとし、<誤り訂正方式＃２>を用いたとき図１１２の  $g_1 = g_{1, \#2}$ 、 $g_2 = g_{2, \#2}$ 、 $g_3 = g_{3, \#2}$  と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

40

#### 【１５８７】

#### <条件＃H１１>

図１２５で対応している各送信方法で、以下が成立する。

$\{ (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (1, 3, 5), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (1, 5, 3), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (3, 1, 5), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (3, 5, 1), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (5, 1, 3), \text{かつ}, (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (5, 3, 1) \}$

50

かつ

$\{ (g_1, \#2, g_2, \#2, g_3, \#2) \neq (1, 3, 5), \text{かつ}, (g_1, \#2, g_2, \#2, g_3, \#2) \neq (1, 5, 3), \text{かつ}, (g_1, \#2, g_2, \#2, g_3, \#2) \neq (3, 1, 5), \text{かつ}, (g_1, \#2, g_2, \#2, g_3, \#2) \neq (3, 5, 1), \text{かつ}, (g_1, \#2, g_2, \#2, g_3, \#2) \neq (5, 1, 3), \text{かつ}, (g_1, \#2, g_2, \#2, g_3, \#2) \neq (5, 3, 1) \}$

かつ

$\{ \{ g_1, \#1 \neq g_1, \#2, \text{または}, g_2, \#1 \neq g_2, \#2, \text{または}, g_3, \#1 \neq g_3, \#2 \} \text{が成立する。} \}$

が成立する。

10

【1588】

このようにすることで、＜誤り訂正方式#1＞＜誤り訂正方式#2＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#1＞＜誤り訂正方式#2＞で $g_1$ 、 $g_2$ 、 $g_3$ の好適なセットが異なるため）

図125の送信装置において、図113で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#1＞を用いたとき図113の $h_1 = h_1, \#1$ 、 $h_2 = h_2, \#1$ 、 $h_3 = h_3, \#1$ 、 $h_4 = h_4, \#1$ 、 $h_5 = h_5, \#1$ 、 $h_6 = h_6, \#1$ 、 $h_7 = h_7, \#1$ と設定するものとし、＜誤り訂正方式#2＞を用いたとき図113の $h_1 = h_1, \#2$ 、 $h_2 = h_2, \#2$ 、 $h_3 = h_3, \#2$ 、 $h_4 = h_4, \#2$ 、 $h_5 = h_5, \#2$ 、 $h_6 = h_6, \#2$ 、 $h_7 = h_7, \#2$ と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

20

【1589】

＜条件#H12＞

図125で対応している各送信方法で、以下が成立する。

$\{ \{ a_1 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_2 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_3 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_4 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_5 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_6 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_7 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数} \} \text{が成立し、} \{ x \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} y \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} x \neq y \} \text{が成立したとき、} \{ \text{すべての} x, \text{すべての} y \text{で、} a_x \neq a_y \text{が成立する} \} \text{とき、} (h_{a_1, \#1}, h_{a_2, \#1}, h_{a_3, \#1}, h_{a_4, \#1}, h_{a_5, \#1}, h_{a_6, \#1}, h_{a_7, \#1}) \neq (1, 3, 5, 7, 9, 11, 13) \text{が成立する。} \}$

30

かつ

$\{ \{ a_1 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_2 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_3 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_4 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_5 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_6 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} a_7 \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数} \} \text{が成立し、} \{ x \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} y \text{は} 1 \text{以上} 7 \text{以下の整数、かつ、} x \neq y \} \text{が成立したとき、} \{ \text{すべての} x, \text{すべての} y \text{で、} a_x \neq a_y \text{が成立する} \} \text{とき、} (h_{a_1, \#2}, h_{a_2, \#2}, h_{a_3, \#2}, h_{a_4, \#2}, h_{a_5, \#2}, h_{a_6, \#2}, h_{a_7, \#2}) \neq (1, 3, 5, 7, 9, 11, 13) \text{が成立する。} \}$

40

かつ

$\{ \{ h_1, \#1 \neq h_1, \#2, \text{または}, h_2, \#1 \neq h_2, \#2, \text{または}, h_3, \#1 \neq h_3, \#2, \text{または}, h_4, \#1 \neq h_4, \#2, \text{または}, h_5, \#1 \neq h_5, \#2, \text{または}, h_6, \#1 \neq h_6, \#2, \text{または}, h_7, \#1 \neq h_7, \#2 \} \text{が成立する。} \}$

が成立する。

【1590】

このようにすることで、＜誤り訂正方式#1＞＜誤り訂正方式#2＞いずれのときも受

50

信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#1＞＜誤り訂正方式#2＞で $h_1$ 、 $h_2$ 、 $h_3$ 、 $h_4$ 、 $h_5$ 、 $h_6$ 、 $h_7$ の好適なセットが異なるため）

以上をまとめると、以下のようになる。

【1591】

次の、2つの誤り訂正方式を考える。

＜誤り訂正方式#1\*＞

10

符号化率A、ブロック長（符号長）Bビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（Aは実数であり、 $0 < A < 1$ が成立し、Bは0より大きい整数とする。）

＜誤り訂正方式#2\*＞

符号化率A、ブロック長（符号長）Cビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（Aは実数であり、 $0 < A < 1$ が成立し、Cは0より大きい整数であり、 $B \neq C$ が成立する。）

そして、図125の送信装置において、図111で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#1\*＞を用いたとき図111の $f = f_{\#1}$ と設定するものとし、＜誤り訂正方式#2\*＞を用いたとき図111の $f = f_{\#2}$ と設定するものとする。このとき、

20

＜条件#H10＞

が成立するとよい。

【1592】

図125の送信装置において、図112で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#1\*＞を用いたとき図112の $g_1 = g_{1, \#1}$ 、 $g_2 = g_{2, \#1}$ 、 $g_3 = g_{3, \#1}$ と設定するものとし、＜誤り訂正方式#2\*＞を用いたとき図112の $g_1 = g_{1, \#2}$ 、 $g_2 = g_{2, \#2}$ 、 $g_3 = g_{3, \#2}$ と設定するものとする。このとき、

30

＜条件#H11＞

が成立するとよい。

【1593】

図125の送信装置において、図113で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#1\*＞を用いたとき図113の $h_1 = h_{1, \#1}$ 、 $h_2 = h_{2, \#1}$ 、 $h_3 = h_{3, \#1}$ 、 $h_4 = h_{4, \#1}$ 、 $h_5 = h_{5, \#1}$ 、 $h_6 = h_{6, \#1}$ 、 $h_7 = h_{7, \#1}$ と設定するものとし、＜誤り訂正方式#2\*＞を用いたとき図112の $h_1 = h_{1, \#2}$ 、 $h_2 = h_{2, \#2}$ 、 $h_3 = h_{3, \#2}$ 、 $h_4 = h_{4, \#2}$ 、 $h_5 = h_{5, \#2}$ 、 $h_6 = h_{6, \#2}$ 、 $h_7 = h_{7, \#2}$ と設定するものとする。このとき、

40

＜条件#H12＞

が成立するとよい。

【1594】

＜例2＞

図125の送信装置が、誤り訂正符号として、複数のブロック長（符号長）の送信を行うことが可能であるものとする。

例として、ブロック長（符号長）16200ビットのLDPC（ブロック）符号による

50



誤り訂正符号化、および、ブロック長（符号長）64800ビットのLDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化のいずれかを選択して、図125の送信装置は誤り訂正符号化を行うものとする。したがって、以下の2つの誤り訂正方式を考える。

【1595】

＜誤り訂正方式#3＞

符号化率2/3、ブロック長（符号長）16200ビット（情報：10800ビット、パリティ：5400ビット）のLDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

＜誤り訂正方式#4＞

符号化率2/3、ブロック長（符号長）64800ビット（情報：43200ビット、パリティ：21600ビット）のLDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

【1596】

そして、図125の送信装置において、図114で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#3＞を用いたとき図114の  $f_1 = f_{1, \#1}$ 、 $f_2 = f_{2, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4＞を用いたとき図114の  $f_1 = f_{1, \#2}$ 、 $f_2 = f_{2, \#2}$  と設定するものとする。このとき、

10

20

＜条件#H13＞

図125で対応している各送信方法で、以下が成立する。

$\{f_{1, \#1} \neq f_{1, \#2}$ 、または、 $f_{2, \#1} \neq f_{2, \#2}\}$  が成立する

とよい。このようにすることで、＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞で  $f_1$ 、 $f_2$  の好適なセットが異なるため）

図125の送信装置において、図115で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#3＞を用いたとき図115の  $g_1 = g_{1, \#1}$ 、 $g_2 = g_{2, \#1}$ 、 $g_3 = g_{3, \#1}$ 、 $g_4 = g_{4, \#1}$ 、 $g_5 = g_{5, \#1}$ 、 $g_6 = g_{6, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4＞を用いたとき図115の  $g_1 = g_{1, \#2}$ 、 $g_2 = g_{2, \#2}$ 、 $g_3 = g_{3, \#2}$ 、 $g_4 = g_{4, \#2}$ 、 $g_5 = g_{5, \#2}$ 、 $g_6 = g_{6, \#2}$  と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

30

【1597】

＜条件#H14＞

図125で対応している各送信方法で、以下が成立する。

$\{ \{g_{1, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、かつ、 $g_{1, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、かつ、 $g_{1, \#1} \neq g_{3, \#2}$ 、 $g_{2, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、かつ、 $g_{2, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、かつ、 $g_{2, \#1} \neq g_{3, \#2}$ 、 $g_{3, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、かつ、 $g_{3, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、かつ、 $g_{3, \#1} \neq g_{3, \#2}\}$  が成立する。}

40

または、

$\{ \{g_{4, \#1} \neq g_{4, \#2}$ 、かつ、 $g_{4, \#1} \neq g_{5, \#2}$ 、かつ、 $g_{4, \#1} \neq g_{6, \#2}$ 、 $g_{5, \#1} \neq g_{4, \#2}$ 、かつ、 $g_{5, \#1} \neq g_{5, \#2}$ 、かつ、 $g_{5, \#1} \neq g_{6, \#2}$ 、 $g_{6, \#1} \neq g_{4, \#2}$ 、かつ、 $g_{6, \#1} \neq g_{5, \#2}$ 、かつ、 $g_{6, \#1} \neq g_{6, \#2}\}$  が成立する。}

が成立する。

50

【1598】

このようにすることで、＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞で $g_1$ 、 $g_2$ 、 $g_3$ 、 $g_4$ 、 $g_5$ 、 $g_6$ の好適なセットが異なるため）

図125の送信装置において、図116で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#3＞を用いたとき図116の $h_1 = h_{1, \#1}$ 、 $h_2 = h_{2, \#1}$ 、 $h_3 = h_{3, \#1}$ 、 $h_4 = h_{4, \#1}$ 、 $h_5 = h_{5, \#1}$ 、 $h_6 = h_{6, \#1}$ 、 $h_7 = h_{7, \#1}$ 、 $h_8 = h_{8, \#1}$ 、 $h_9 = h_{9, \#1}$ 、 $h_{10} = h_{10, \#1}$ 、 $h_{11} = h_{11, \#1}$ 、 $h_{12} = h_{12, \#1}$ 、 $h_{13} = h_{13, \#1}$ 、 $h_{14} = h_{14, \#1}$ と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4＞を用いたとき図116の $h_1 = h_{1, \#2}$ 、 $h_2 = h_{2, \#2}$ 、 $h_3 = h_{3, \#2}$ 、 $h_4 = h_{4, \#2}$ 、 $h_5 = h_{5, \#2}$ 、 $h_6 = h_{6, \#2}$ 、 $h_7 = h_{7, \#2}$ 、 $h_8 = h_{8, \#2}$ 、 $h_9 = h_{9, \#2}$ 、 $h_{10} = h_{10, \#2}$ 、 $h_{11} = h_{11, \#2}$ 、 $h_{12} = h_{12, \#2}$ 、 $h_{13} = h_{13, \#2}$ 、 $h_{14} = h_{14, \#2}$ と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1599】

＜条件#H15＞

図125で対応している各送信方法で、以下が成立する。

{

{ $k$ は1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{1, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}、

または、{ $k$ は1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{2, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{3, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{4, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{5, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{6, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{7, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

}

または、

{

{ $k$ は8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{8, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}、

または、{ $k$ は8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{9, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{10, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{11, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $h_{12, \#1} \neq h_{k, \#2}$ が成立する}

10

20

30

40

50

または、 $\{k \text{ は } 8 \text{ 以上 } 14 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } h_{13, \#1} \neq h_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 8 \text{ 以上 } 14 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } h_{14, \#1} \neq h_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 $\}$

このようにすることで、＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#3＞＜誤り訂正方式#4＞で  $h_1, h_2, h_3, h_4, h_5, h_6, h_7, h_8, h_9, h_{10}, h_{11}, h_{12}, h_{13}, h_{14}$  の好適なセットが異なるため）

10

以上をまとめると、以下のようになる。

【1600】

次の、2つの誤り訂正方式を考える。

＜誤り訂正方式#3\*＞

符号化率A、ブロック長（符号長）Bビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（Aは実数であり、 $0 < A < 1$  が成立し、Bは0より大きい整数とする。）

20

＜誤り訂正方式#4\*＞

符号化率A、ブロック長（符号長）Cビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（Aは実数であり、 $0 < A < 1$  が成立し、Cは0より大きい整数であり、 $B \neq C$  が成立する。）

そして、図125の送信装置において、図114で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#3\*＞を用いたとき図114の  $f_1 = f_{1, \#1}, f_2 = f_{2, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4\*＞を用いたとき図114の  $f_1 = f_{1, \#2}, f_2 = f_{2, \#2}$  と設定するものとする。このとき、

30

＜条件#H13＞

が成立するとよい。

【1601】

図125の送信装置において、図115で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#3\*＞を用いたとき図115の  $g_1 = g_{1, \#1}, g_2 = g_{2, \#1}, g_3 = g_{3, \#1}, g_4 = g_{4, \#1}, g_5 = g_{5, \#1}, g_6 = g_{6, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4\*＞を用いたとき図115の  $g_1 = g_{1, \#2}, g_2 = g_{2, \#2}, g_3 = g_{3, \#2}, g_4 = g_{4, \#2}, g_5 = g_{5, \#2}, g_6 = g_{6, \#2}$  と設定するものとする。このとき、

40

＜条件#H14＞

が成立するとよい。

【1602】

図125の送信装置において、図116で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#3\*＞を用いたとき図116の  $h_1 = h_{1, \#1}, h_2 = h_{2, \#1}, h_3 = h_{3, \#1}, h_4 = h_{4, \#1}, h_5 = h_{5, \#1}, h_6 = h_{6, \#1}, h_7 = h_{7, \#1}$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式#4\*＞を用いたとき図116の  $h_1 = h_{1, \#2}, h_2 = h_{2, \#2}, h_3 = h_{3, \#2}, h_4 = h_{4, \#2}, h_5 = h_{5, \#2}, h_6 = h_{6, \#2}, h_7 = h_{7, \#2}$  と設定するも

50

のとする。このとき、  
 <条件# H 1 5>  
 が成立するとよい。  
 【1 6 0 3】

<例 3>

図 1 2 5 の送信装置が、誤り訂正符号として、複数のブロック長（符号長）の送信を行うことが可能であるものとする。

【1 6 0 4】

10

例として、ブロック長（符号長）1 6 2 0 0 ビットの LDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化、および、ブロック長（符号長）6 4 8 0 0 ビットの LDPC（ブロック）符号による誤り訂正符号化のいずれかを選択して、図 1 2 5 の送信装置は誤り訂正符号化を行うものとする。したがって、以下の 2 つの誤り訂正方式を考える。

<誤り訂正方式# 5>

符号化率  $2/3$ 、ブロック長（符号長）1 6 2 0 0 ビット（情報：1 0 8 0 0 ビット、パリティ：5 4 0 0 ビット）の LDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

【1 6 0 5】

20

<誤り訂正方式# 6>

符号化率  $2/3$ 、ブロック長（符号長）6 4 8 0 0 ビット（情報：4 3 2 0 0 ビット、パリティ：2 1 6 0 0 ビット）の LDPC（ブロック）符号を用いて符号化を行う。

そして、図 1 2 5 の送信装置において、図 1 1 9 で示した 1 6 QAM を使用するものとする。このとき、図 1 2 5 の送信装置が、<誤り訂正方式# 5>を用いたとき図 1 1 9 の  $k_1 = k_1, \#_1$ 、 $k_2 = k_2, \#_1$  と設定するものとし、<誤り訂正方式# 6>を用いたとき図 1 1 9 の  $k_1 = k_1, \#_2$ 、 $k_2 = k_2, \#_2$  と設定するものとする。このとき、

30

<条件# H 1 6>

図 1 2 5 で対応している各送信方法で、以下が成立する。

$\{k_1, \#_1 \neq k_1, \#_2$ 、または、 $k_2, \#_1 \neq k_2, \#_2\}$  が成立する

とよい。このようにすることで、<誤り訂正方式# 5><誤り訂正方式# 6>いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（<誤り訂正方式# 5><誤り訂正方式# 6>で  $k_1$ 、 $k_2$  の好適なセットが異なるため）

図 1 2 5 の送信装置において、図 1 2 0 で示した 6 4 QAM を使用するものとする。このとき、図 1 2 5 の送信装置が、<誤り訂正方式# 5>を用いたとき図 1 2 0 の  $m_1 = m_1, \#_1$ 、 $m_2 = m_2, \#_1$ 、 $m_3 = m_3, \#_1$ 、 $m_4 = m_4, \#_1$ 、 $m_5 = m_5, \#_1$ 、 $m_6 = m_6, \#_1$ 、 $m_7 = m_7, \#_1$ 、 $m_8 = m_8, \#_1$  と設定するものとし、<誤り訂正方式# 6>を用いたとき図 1 2 0 の  $m_1 = m_1, \#_2$ 、 $m_2 = m_2, \#_2$ 、 $m_3 = m_3, \#_2$ 、 $m_4 = m_4, \#_2$ 、 $m_5 = m_5, \#_2$ 、 $m_6 = m_6, \#_2$ 、 $m_7 = m_7, \#_2$ 、 $m_8 = m_8, \#_2$  と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1 6 0 6】

40

<条件# H 1 7>

図 1 2 5 で対応している各送信方法で、以下が成立する。

{

50

{ { $m_1, \#1 \neq m_1, \#2$ 、かつ、 $m_1, \#1 \neq m_2, \#2$ 、かつ、 $m_1, \#1 \neq m_3, \#2$ 、かつ、 $m_1, \#1 \neq m_4, \#2$ }、または、{ $m_2, \#1 \neq m_1, \#2$ 、かつ、 $m_2, \#1 \neq m_2, \#2$ 、かつ、 $m_2, \#1 \neq m_3, \#2$ 、かつ、 $m_2, \#1 \neq m_4, \#2$ }、または、{ $m_3, \#1 \neq m_1, \#2$ 、かつ、 $m_3, \#1 \neq m_2, \#2$ 、かつ、 $m_3, \#1 \neq m_3, \#2$ 、かつ、 $m_3, \#1 \neq m_4, \#2$ } または、{ $m_4, \#1 \neq m_1, \#2$ 、かつ、 $m_4, \#1 \neq m_2, \#2$ 、かつ、 $m_4, \#1 \neq m_3, \#2$ 、かつ、 $m_4, \#1 \neq m_4, \#2$ } が成立する。}、

または、

{ { $m_5, \#1 \neq m_5, \#2$ 、かつ、 $m_5, \#1 \neq m_6, \#2$ 、かつ、 $m_5, \#1 \neq m_7, \#2$ 、かつ、 $m_5, \#1 \neq m_8, \#2$ }、または、{ $m_6, \#1 \neq m_5, \#2$ 、かつ、 $m_6, \#1 \neq m_6, \#2$ 、かつ、 $m_6, \#1 \neq m_7, \#2$ 、かつ、 $m_6, \#1 \neq m_8, \#2$ }、または、{ $m_7, \#1 \neq m_5, \#2$ 、かつ、 $m_7, \#1 \neq m_6, \#2$ 、かつ、 $m_7, \#1 \neq m_7, \#2$ 、かつ、 $m_7, \#1 \neq m_8, \#2$ } または、{ $m_8, \#1 \neq m_5, \#2$ 、かつ、 $m_8, \#1 \neq m_6, \#2$ 、かつ、 $m_8, \#1 \neq m_7, \#2$ 、かつ、 $m_8, \#1 \neq m_8, \#2$ } が成立する。}、

が成立する。

【1607】

このようにすることで、＜誤り訂正方式#5＞＜誤り訂正方式#6＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式#5＞＜誤り訂正方式#6＞で $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$ 、 $m_4$ 、 $m_5$ 、 $m_6$ 、 $m_7$ 、 $m_8$ の好適なセットが異なるため）

図125の送信装置において、図121で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、＜誤り訂正方式#5＞を用いたとき図121の $n_1 = n_1, \#1$ 、 $n_2 = n_2, \#1$ 、 $n_3 = n_3, \#1$ 、 $n_4 = n_4, \#1$ 、 $n_5 = n_5, \#1$ 、 $n_6 = n_6, \#1$ 、 $n_7 = n_7, \#1$ 、 $n_8 = n_8, \#1$ 、 $n_9 = n_9, \#1$ 、 $n_{10} = n_{10}, \#1$ 、 $n_{11} = n_{11}, \#1$ 、 $n_{12} = n_{12}, \#1$ 、 $n_{13} = n_{13}, \#1$ 、 $n_{14} = n_{14}, \#1$ 、 $n_{15} = n_{15}, \#1$ 、 $n_{16} = n_{16}, \#1$ と設定するものとし、＜誤り訂正方式#6＞を用いたとき図121の $n_1 = n_1, \#2$ 、 $n_2 = n_2, \#2$ 、 $n_3 = n_3, \#2$ 、 $n_4 = n_4, \#2$ 、 $n_5 = n_5, \#2$ 、 $n_6 = n_6, \#2$ 、 $n_7 = n_7, \#2$ 、 $n_8 = n_8, \#2$ 、 $n_9 = n_9, \#2$ 、 $n_{10} = n_{10}, \#2$ 、 $n_{11} = n_{11}, \#2$ 、 $n_{12} = n_{12}, \#2$ 、 $n_{13} = n_{13}, \#2$ 、 $n_{14} = n_{14}, \#2$ 、 $n_{15} = n_{15}, \#2$ 、 $n_{16} = n_{16}, \#2$ と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1608】

＜条件#H18＞

図125で対応している各送信方法で、以下が成立する。

{

{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_1, \#1 \neq n_k, \#2$ が成立する}、

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_2, \#1 \neq n_k, \#2$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_3, \#1 \neq n_k, \#2$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_4, \#1 \neq n_k, \#2$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_5, \#1 \neq n$

$k, \#_2$  が成立する}  
 または、 $\{k$  は 1 以上 8 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_6, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
 または、 $\{k$  は 1 以上 8 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_7, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
 または、 $\{k$  は 1 以上 8 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_8, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
 }  
 または、  
 {  
    $\{k$  は 9 以上 16 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_9, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
   または、 $\{k$  は 9 以上 16 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_{10}, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
   または、 $\{k$  は 9 以上 16 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_{11}, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
   または、 $\{k$  は 9 以上 16 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_{12}, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
   または、 $\{k$  は 9 以上 16 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_{13}, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
   または、 $\{k$  は 9 以上 16 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_{14}, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
   または、 $\{k$  は 9 以上 16 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_{15}, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
   または、 $\{k$  は 9 以上 16 以下の整数であり、これを満たす、すべての  $k$  で  $n_{16}, \#_1 \neq n_{k, \#_2}$  が成立する}  
 }

10

20

このようにすることで、＜誤り訂正方式 # 5＞＜誤り訂正方式 # 6＞いずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。（＜誤り訂正方式 # 5＞＜誤り訂正方式 # 6＞で  $n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_6, n_7, n_8, n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}, n_{13}, n_{14}, n_{15}, n_{16}$  の好適なセットが異なるため）

30

以上をまとめると、以下のようになる。

【1609】

次の、2つの誤り訂正方式を考える。

＜誤り訂正方式 # 5 \*＞

40

符号化率  $A$ 、ブロック長（符号長） $B$  ビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（ $A$  は実数であり、 $0 < A < 1$  が成立し、 $B$  は 0 より大きい整数とする。）

＜誤り訂正方式 # 6 \*＞

符号化率  $A$ 、ブロック長（符号長） $C$  ビットのブロック符号を用いて符号化を行う。（ $A$  は実数であり、 $0 < A < 1$  が成立し、 $C$  は 0 より大きい整数であり、 $B \neq C$  が成立する。）

そして、図 125 の送信装置において、図 119 で示した 16QAM を使用するものとする。このとき、図 125 の送信装置が、＜誤り訂正方式 # 5 \*＞を用いたとき図 119

50

の  $k_1 = k_1, \#_1$ 、 $k_2 = k_2, \#_1$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式 # 6 \*＞を用いたとき図 1 1 9 の  $k_1 = k_1, \#_2$ 、 $k_2 = k_2, \#_2$  と設定するものとする。このとき、

＜条件 # H 1 6＞

が成立するとよい。

【1 6 1 0】

図 1 2 5 の送信装置において、図 1 2 0 で示した 6 4 Q A M を使用するものとする。このとき、図 1 2 5 の送信装置が、＜誤り訂正方式 # 5 \*＞を用いたとき図 1 2 0 の  $m_1 = m_1, \#_1$ 、 $m_2 = m_2, \#_1$ 、 $m_3 = m_3, \#_1$ 、 $m_4 = m_4, \#_1$ 、 $m_5 = m_5, \#_1$ 、 $m_6 = m_6, \#_1$ 、 $m_7 = m_7, \#_1$ 、 $m_8 = m_8, \#_1$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式 # 6 \*＞を用いたとき図 1 2 0 の  $m_1 = m_1, \#_2$ 、 $m_2 = m_2, \#_2$ 、 $m_3 = m_3, \#_2$ 、 $m_4 = m_4, \#_2$ 、 $m_5 = m_5, \#_2$ 、 $m_6 = m_6, \#_2$ 、 $m_7 = m_7, \#_2$ 、 $m_8 = m_8, \#_2$  と設定するものとする。このとき、

＜条件 # H 1 7＞

が成立するとよい。

【1 6 1 1】

図 1 2 5 の送信装置において、図 1 2 1 で示した 2 5 6 Q A M を使用するものとする。このとき、図 1 2 5 の送信装置が、＜誤り訂正方式 # 5 \*＞を用いたとき図 1 2 1 の  $n_1 = n_1, \#_1$ 、 $n_2 = n_2, \#_1$ 、 $n_3 = n_3, \#_1$ 、 $n_4 = n_4, \#_1$ 、 $n_5 = n_5, \#_1$ 、 $n_6 = n_6, \#_1$ 、 $n_7 = n_7, \#_1$ 、 $n_8 = n_8, \#_1$ 、 $n_9 = n_9, \#_1$ 、 $n_{10} = n_{10}, \#_1$ 、 $n_{11} = n_{11}, \#_1$ 、 $n_{12} = n_{12}, \#_1$ 、 $n_{13} = n_{13}, \#_1$ 、 $n_{14} = n_{14}, \#_1$ 、 $n_{15} = n_{15}, \#_1$ 、 $n_{16} = n_{16}, \#_1$  と設定するものとし、＜誤り訂正方式 # 6 \*＞を用いたとき図 1 2 1 の  $n_1 = n_1, \#_2$ 、 $n_2 = n_2, \#_2$ 、 $n_3 = n_3, \#_2$ 、 $n_4 = n_4, \#_2$ 、 $n_5 = n_5, \#_2$ 、 $n_6 = n_6, \#_2$ 、 $n_7 = n_7, \#_2$ 、 $n_8 = n_8, \#_2$ 、 $n_9 = n_9, \#_2$ 、 $n_{10} = n_{10}, \#_2$ 、 $n_{11} = n_{11}, \#_2$ 、 $n_{12} = n_{12}, \#_2$ 、 $n_{13} = n_{13}, \#_2$ 、 $n_{14} = n_{14}, \#_2$ 、 $n_{15} = n_{15}, \#_2$ 、 $n_{16} = n_{16}, \#_2$  と設定するものとする。このとき、

＜条件 # H 1 8＞

が成立するとよい。

【1 6 1 2】

なお、図 1 2 5、図 1 2 7 では、詳細の構成を省略しているが、他の実施の形態で説明している OFDM 方式、スペクトル拡散通信方式を用いて、変調信号の送信、および、受信を行う場合であっても、同様に実施することが可能である。

＜例 4＞

図 1 2 5 の送信装置は、図 1 2 6 を用いて説明したように、1 本以上のアンテナを用いて 1 ストリームの信号を送信する場合、プリコーディング、位相変更、および、パワー変更を行う場合、時空間ブロック符号 (Space-Time Block Codes) を用いた伝送方法を行う場合がある。そして、図 1 2 5 の送信装置が以下の符号化を行うものとする。

「符号化率 A、ブロック長 (符号長) B ビットのブロック符号を用いて符号化を行う。(A は実数であり、 $0 < A < 1$  が成立し、B は 0 より大きい整数とする。)」

そして、以下を定義する。

【1 6 1 3】

送信方法 # 1 : 1 本以上のアンテナを用いて 1 ストリームの信号を送信する。

送信方法 # 2 : プリコーディング、位相変更、および、パワー変更を行う。

送信方法 # 3 : 時空間ブロック符号 (Space-Time Block Codes) を用いる。

そして、図125の送信装置において、図111で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、送信方法#Xを用いたとき図111の $f = f_{\#1}$ と設定するものとし、送信方法#Yを用いたとき図111の $f = f_{\#2}$ と設定するものとする。このとき、

<条件#H19>

$f_{\#1} \neq 1$ 、かつ、 $f_{\#2} \neq 1$ 、かつ、 $f_{\#1} \neq f_{\#2}$ が成立する、

とよい。ただし、 $(X, Y) = (1, 2)$ または $(1, 3)$ または $(2, 3)$ とする。

【1614】

このようにすることで、送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときいずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。(送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときで $f$ の好適値が異なるため)

10

図125の送信装置において、図112で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、送信方法#Xを用いたとき図112の $g_1 = g_{1, \#1}$ 、 $g_2 = g_{2, \#1}$ 、 $g_3 = g_{3, \#1}$ と設定するものとし、送信方法#Yを用いたとき図112の $g_1 = g_{1, \#2}$ 、 $g_2 = g_{2, \#2}$ 、 $g_3 = g_{3, \#2}$ と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1615】

20

<条件#H20>

$\{ (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (1, 3, 5) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (1, 5, 3) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (3, 1, 5) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (3, 5, 1) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (5, 1, 3) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#1}, g_{2, \#1}, g_{3, \#1}) \neq (5, 3, 1) \}$  かつ

$\{ (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (1, 3, 5) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (1, 5, 3) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (3, 1, 5) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (3, 5, 1) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (5, 1, 3) \}$ 、かつ、 $\{ (g_{1, \#2}, g_{2, \#2}, g_{3, \#2}) \neq (5, 3, 1) \}$  かつ

30

$\{ \{ g_{1, \#1} \neq g_{1, \#2} \text{、または、} g_{2, \#1} \neq g_{2, \#2} \text{、または、} g_{3, \#1} \neq g_{3, \#2} \} \text{が成立する。} \}$

が成立する。ただし、 $(X, Y) = (1, 2)$ または $(1, 3)$ または $(2, 3)$ とする。

【1616】

このようにすることで、送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときいずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。(送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときで $g_1$ 、 $g_2$ 、 $g_3$ の好適なセットが異なるため)

40

図125の送信装置において、図113で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、送信方法#Xを用いたとき図113の $h_1 = h_{1, \#1}$ 、 $h_2 = h_{2, \#1}$ 、 $h_3 = h_{3, \#1}$ 、 $h_4 = h_{4, \#1}$ 、 $h_5 = h_{5, \#1}$ 、 $h_6 = h_{6, \#1}$ 、 $h_7 = h_{7, \#1}$ と設定するものとし、送信方法#Yを用いたとき図113の $h_1 = h_{1, \#2}$ 、 $h_2 = h_{2, \#2}$ 、 $h_3 = h_{3, \#2}$ 、 $h_4 = h_{4, \#2}$ 、 $h_5 = h_{5, \#2}$ 、 $h_6 = h_{6, \#2}$ 、 $h_7 = h_{7, \#2}$ と設定するものとする。すると、以

50



下が成立するとよい。

【1617】

<条件#H21>

{ {a<sub>1</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>2</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>3</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>4</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>5</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>6</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>7</sub>は1以上7以下の整数} が成立し、 {xは1以上7以下の整数、かつ、yは1以上7以下の整数、かつ、x≠y} が成立したとき、 {すべてのx、すべてのyで、a<sub>x</sub>≠a<sub>y</sub>が成立する} とき、 (h<sub>a<sub>1</sub></sub>, #<sub>1</sub>, h<sub>a<sub>2</sub></sub>, #<sub>1</sub>, h<sub>a<sub>3</sub></sub>, #<sub>1</sub>, h<sub>a<sub>4</sub></sub>, #<sub>1</sub>, h<sub>a<sub>5</sub></sub>, #<sub>1</sub>, h<sub>a<sub>6</sub></sub>, #<sub>1</sub>, h<sub>a<sub>7</sub></sub>, #<sub>1</sub>) ≠ (1, 3, 5, 7, 9, 11, 13) が成立する。}

10

かつ

{ {a<sub>1</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>2</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>3</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>4</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>5</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>6</sub>は1以上7以下の整数、かつ、a<sub>7</sub>は1以上7以下の整数} が成立し、 {xは1以上7以下の整数、かつ、yは1以上7以下の整数、かつ、x≠y} が成立したとき、 {すべてのx、すべてのyで、a<sub>x</sub>≠a<sub>y</sub>が成立する} とき、 (h<sub>a<sub>1</sub></sub>, #<sub>2</sub>, h<sub>a<sub>2</sub></sub>, #<sub>2</sub>, h<sub>a<sub>3</sub></sub>, #<sub>2</sub>, h<sub>a<sub>4</sub></sub>, #<sub>2</sub>, h<sub>a<sub>5</sub></sub>, #<sub>2</sub>, h<sub>a<sub>6</sub></sub>, #<sub>2</sub>, h<sub>a<sub>7</sub></sub>, #<sub>2</sub>) ≠ (1, 3, 5, 7, 9, 11, 13) が成立する。}

かつ

20

{ {h<sub>1</sub>, #<sub>1</sub>≠h<sub>1</sub>, #<sub>2</sub>、または、h<sub>2</sub>, #<sub>1</sub>≠h<sub>2</sub>, #<sub>2</sub>、または、h<sub>3</sub>, #<sub>1</sub>≠h<sub>3</sub>, #<sub>2</sub>、または、h<sub>4</sub>, #<sub>1</sub>≠h<sub>4</sub>, #<sub>2</sub>、または、h<sub>5</sub>, #<sub>1</sub>≠h<sub>5</sub>, #<sub>2</sub>、または、h<sub>6</sub>, #<sub>1</sub>≠h<sub>6</sub>, #<sub>2</sub>、または、h<sub>7</sub>, #<sub>1</sub>≠h<sub>7</sub>, #<sub>2</sub>} が成立する。}

が成立する。ただし、(X, Y) = (1, 2) または (1, 3) または (2, 3) とする。

【1618】

このようにすることで、送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときいずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。(送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときでh<sub>1</sub>、h<sub>2</sub>、h<sub>3</sub>、h<sub>4</sub>、h<sub>5</sub>、h<sub>6</sub>、h<sub>7</sub>の好適なセットが異なるため)

30

<例5>

図125の送信装置は、図126を用いて説明したように、1本以上のアンテナを用いて1ストリームの信号を送信する場合、プリコーディング、位相変更、および、パワー変更を行う場合、時空間ブロック符号(Space-Time Block Codes)を用いた伝送方法を行う場合がある。そして、図125の送信装置が以下の符号化を行うものとする。

「符号化率A、ブロック長(符号長)Bビットのブロック符号を用いて符号化を行う。(Aは実数であり、0<A<1が成立し、Bは0より大きい整数とする。)」

40

そして、以下を定義する。

【1619】

送信方法#1: 1本以上のアンテナを用いて1ストリームの信号を送信する。

送信方法#2: プリコーディング、位相変更、および、パワー変更を行う。

送信方法#3: 時空間ブロック符号(Space-Time Block Codes)を用いる。

そして、図125の送信装置において、図114で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、送信方法#Xを用いたとき図114のf<sub>1</sub>=f<sub>1</sub>, #<sub>1</sub>、f<sub>2</sub>=f<sub>2</sub>, #<sub>1</sub>と設定するものとし、送信方法#Yを用いたとき図114のf<sub>1</sub>=f<sub>1</sub>, #<sub>2</sub>、f<sub>2</sub>=f<sub>2</sub>, #<sub>2</sub>と設定するものとする。このとき、

50

<条件#H22>

$\{f_{1, \#1} \neq f_{1, \#2}$ 、または、 $f_{2, \#1} \neq f_{2, \#2}\}$  が成立する  
とよい。ただし、 $(X, Y) = (1, 2)$  または  $(1, 3)$  または  $(2, 3)$  とする。

【1620】

このようにすることで、送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときいずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。(送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときで  $f_1$ 、 $f_2$  の好適なセットが異なるため)

図125の送信装置において、図115で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、送信方法#Xを用いたとき図115の  $g_1 = g_{1, \#1}$ 、 $g_2 = g_{2, \#1}$ 、 $g_3 = g_{3, \#1}$ 、 $g_4 = g_{4, \#1}$ 、 $g_5 = g_{5, \#1}$ 、 $g_6 = g_{6, \#1}$  と設定するものとし、送信方法#Yを用いたとき図115の  $g_1 = g_{1, \#2}$ 、 $g_2 = g_{2, \#2}$ 、 $g_3 = g_{3, \#2}$ 、 $g_4 = g_{4, \#2}$ 、 $g_5 = g_{5, \#2}$ 、 $g_6 = g_{6, \#2}$  と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1621】

<条件#H23>

{

$\{g_{1, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、かつ、 $g_{1, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、かつ、 $g_{1, \#1} \neq g_{3, \#2}$ 、 $\#2\}$ 、または、 $\{g_{2, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、かつ、 $g_{2, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、かつ、 $g_{2, \#1} \neq g_{3, \#2}\}$ 、または、 $\{g_{3, \#1} \neq g_{1, \#2}$ 、かつ、 $g_{3, \#1} \neq g_{2, \#2}$ 、かつ、 $g_{3, \#1} \neq g_{3, \#2}\}$  が成立する。}  
または、

$\{g_{4, \#1} \neq g_{4, \#2}$ 、かつ、 $g_{4, \#1} \neq g_{5, \#2}$ 、かつ、 $g_{4, \#1} \neq g_{6, \#2}\}$ 、または、 $\{g_{5, \#1} \neq g_{4, \#2}$ 、かつ、 $g_{5, \#1} \neq g_{5, \#2}$ 、かつ、 $g_{5, \#1} \neq g_{6, \#2}\}$ 、または、 $\{g_{6, \#1} \neq g_{4, \#2}$ 、かつ、 $g_{6, \#1} \neq g_{5, \#2}$ 、かつ、 $g_{6, \#1} \neq g_{6, \#2}\}$  が成立する。}  
}

が成立する。ただし、 $(X, Y) = (1, 2)$  または  $(1, 3)$  または  $(2, 3)$  とする。

【1622】

このようにすることで、送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときいずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。(送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときで  $g_1$ 、 $g_2$ 、 $g_3$ 、 $g_4$ 、 $g_5$ 、 $g_6$  の好適なセットが異なるため)

図125の送信装置において、図116で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、送信方法#Xを用いたとき図116の  $h_1 = h_{1, \#1}$ 、 $h_2 = h_{2, \#1}$ 、 $h_3 = h_{3, \#1}$ 、 $h_4 = h_{4, \#1}$ 、 $h_5 = h_{5, \#1}$ 、 $h_6 = h_{6, \#1}$ 、 $h_7 = h_{7, \#1}$ 、 $h_8 = h_{8, \#1}$ 、 $h_9 = h_{9, \#1}$ 、 $h_{10} = h_{10, \#1}$ 、 $h_{11} = h_{11, \#1}$ 、 $h_{12} = h_{12, \#1}$ 、 $h_{13} = h_{13, \#1}$ 、 $h_{14} = h_{14, \#1}$  と設定するものとし、送信方法#Yを用いたとき図116の  $h_1 = h_{1, \#2}$ 、 $h_2 = h_{2, \#2}$ 、 $h_3 = h_{3, \#2}$ 、 $h_4 = h_{4, \#2}$ 、 $h_5 = h_{5, \#2}$ 、 $h_6 = h_{6, \#2}$ 、 $h_7 = h_{7, \#2}$ 、 $h_8 = h_{8, \#2}$ 、 $h_9 = h_{9, \#2}$ 、 $h_{10} = h_{10, \#2}$ 、 $h_{11} = h_{11, \#2}$ 、 $h_{12} = h_{12, \#2}$ 、 $h_{13} = h_{13, \#2}$ 、 $h_{14} = h_{14, \#2}$  と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1623】

10

20

30

40

50

<条件# H 2 4>

{  
 {kは1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{1, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}、  
 または、{kは1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{2, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 または、{kは1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{3, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 または、{kは1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{4, \#1} \neq h_{k, \#2}$  10  
 が成立する}  
 または、{kは1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{5, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 または、{kは1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{6, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 または、{kは1以上7以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{7, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 }  
 または、  
 { 20  
 {kは8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{8, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}、  
 または、{kは8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{9, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 または、{kは8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{10, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 または、{kは8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{11, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 または、{kは8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{12, \#1} \neq h_{k, \#2}$  30  
 が成立する}  
 または、{kは8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{13, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 または、{kは8以上14以下の整数であり、これを満たす、すべてのkで $h_{14, \#1} \neq h_{k, \#2}$   
 が成立する}  
 }ただし、(X, Y) = (1, 2) または (1, 3) または (2, 3) とする。

【1624】

このようにすることで、送信方法# Xを用いたとき、送信方法# Yを用いたときいずれ  
 のときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。( 40  
 送信方法# Xを用いたとき、送信方法# Yを用いたときで $h_1, h_2, h_3, h_4, h_5, h_6, h_7, h_8, h_9, h_{10}, h_{11}, h_{12}, h_{13}, h_{14}$ の好適なセットが  
 異なるため)

<例6>

図125の送信装置は、図126を用いて説明したように、1本以上のアンテナを用い  
 て1ストリームの信号を送信する場合、プリコーディング、位相変更、および、パワー変  
 更を行う場合、時空間ブロック符号 (Space-Time Block Codes) を用いた伝送方法を行う  
 場合がある。そして、図125の送信装置が以下の符号化を行うものとする。

「符号化率A、ブロック長(符号長)Bビットのブロック符号を用いて符号化を行う。( 50

Aは実数であり、 $0 < A < 1$ が成立し、Bは0より大きい整数とする。) 」

そして、以下を定義する。

【1625】

送信方法#1：1本以上のアンテナを用いて1ストリームの信号を送信する。

送信方法#2：プリコーディング、位相変更、および、パワー変更を行う。

送信方法#3：時空間ブロック符号 (Space-Time Block Codes) を用いる。

そして、図125の送信装置において、図119で示した16QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、送信方法#Xを用いたとき図119の $k_{1, \#1}$ 、 $k_{2, \#1}$ と設定するものとし、送信方法#Yを用いたとき図119の $k_{1, \#2}$ 、 $k_{2, \#2}$ と設定するものとする。このとき、

10

<条件#H25>

$\{k_{1, \#1} \neq k_{1, \#2}$ 、または、 $k_{2, \#1} \neq k_{2, \#2}\}$ が成立する

とよい。ただし、 $(X, Y) = (1, 2)$ または $(1, 3)$ または $(2, 3)$ とする。

【1626】

このようにすることで、送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときいずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。(送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときで $k_1$ 、 $k_2$ の好適なセットが異なるため)

20

図125の送信装置において、図120で示した64QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、送信方法#Xを用いたとき図120の $m_{1, \#1}$ 、 $m_{2, \#1}$ 、 $m_{3, \#1}$ 、 $m_{4, \#1}$ 、 $m_{5, \#1}$ 、 $m_{6, \#1}$ 、 $m_{7, \#1}$ 、 $m_{8, \#1}$ と設定するものとし、送信方法#Yを用いたとき図120の $m_{1, \#2}$ 、 $m_{2, \#2}$ 、 $m_{3, \#2}$ 、 $m_{4, \#2}$ 、 $m_{5, \#2}$ 、 $m_{6, \#2}$ 、 $m_{7, \#2}$ 、 $m_{8, \#2}$ と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

30

【1627】

<条件#H26>

{

$\{m_{1, \#1} \neq m_{1, \#2}$ 、かつ、 $m_{1, \#1} \neq m_{2, \#2}$ 、かつ、 $m_{1, \#1} \neq m_{3, \#2}$ 、かつ、 $m_{1, \#1} \neq m_{4, \#2}\}$ 、または、 $\{m_{2, \#1} \neq m_{1, \#2}$ 、かつ、 $m_{2, \#1} \neq m_{2, \#2}$ 、かつ、 $m_{2, \#1} \neq m_{3, \#2}$ 、かつ、 $m_{2, \#1} \neq m_{4, \#2}\}$ 、または、 $\{m_{3, \#1} \neq m_{1, \#2}$ 、かつ、 $m_{3, \#1} \neq m_{2, \#2}$ 、かつ、 $m_{3, \#1} \neq m_{3, \#2}$ 、かつ、 $m_{3, \#1} \neq m_{4, \#2}\}$  または、 $\{m_{4, \#1} \neq m_{1, \#2}$ 、かつ、 $m_{4, \#1} \neq m_{2, \#2}$ 、かつ、 $m_{4, \#1} \neq m_{3, \#2}$ 、かつ、 $m_{4, \#1} \neq m_{4, \#2}\}$  が成立する。}

40

または、

$\{m_{5, \#1} \neq m_{5, \#2}$ 、かつ、 $m_{5, \#1} \neq m_{6, \#2}$ 、かつ、 $m_{5, \#1} \neq m_{7, \#2}$ 、かつ、 $m_{5, \#1} \neq m_{8, \#2}\}$ 、または、 $\{m_{6, \#1} \neq m_{5, \#2}$ 、かつ、 $m_{6, \#1} \neq m_{6, \#2}$ 、かつ、 $m_{6, \#1} \neq m_{7, \#2}$ 、かつ、 $m_{6, \#1} \neq m_{8, \#2}\}$ 、または、 $\{m_{7, \#1} \neq m_{5, \#2}$ 、かつ、 $m_{7, \#1} \neq m_{6, \#2}$ 、かつ、 $m_{7, \#1} \neq m_{7, \#2}$ 、かつ、 $m_{7, \#1} \neq m_{8, \#2}\}$  または、 $\{m_{8, \#1} \neq m_{5, \#2}$ 、かつ、 $m_{8, \#1} \neq m_{6, \#2}$ 、かつ、 $m_{8, \#1} \neq m_{7, \#2}$ 、かつ、 $m_{8, \#1} \neq m_{8, \#2}\}$  が成立する。}

}

50

が成立する。ただし、 $(X, Y) = (1, 2)$  または  $(1, 3)$  または  $(2, 3)$  とする。

【1628】

このようにすることで、送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときいずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。(送信方法#Xを用いたとき、送信方法#Yを用いたときで $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$ 、 $m_4$ 、 $m_5$ 、 $m_6$ 、 $m_7$ 、 $m_8$ の好適なセットが異なるため)

図125の送信装置において、図121で示した256QAMを使用するものとする。このとき、図125の送信装置が、送信方法#Xを用いたとき図121の $n_{1, \#1} = n_{1, \#1}$ 、 $n_{2, \#1} = n_{2, \#1}$ 、 $n_{3, \#1} = n_{3, \#1}$ 、 $n_{4, \#1} = n_{4, \#1}$ 、 $n_{5, \#1} = n_{5, \#1}$ 、 $n_{6, \#1} = n_{6, \#1}$ 、 $n_{7, \#1} = n_{7, \#1}$ 、 $n_{8, \#1} = n_{8, \#1}$ 、 $n_{9, \#1} = n_{9, \#1}$ 、 $n_{10, \#1} = n_{10, \#1}$ 、 $n_{11, \#1} = n_{11, \#1}$ 、 $n_{12, \#1} = n_{12, \#1}$ 、 $n_{13, \#1} = n_{13, \#1}$ 、 $n_{14, \#1} = n_{14, \#1}$ 、 $n_{15, \#1} = n_{15, \#1}$ 、 $n_{16, \#1} = n_{16, \#1}$ と設定するものとし、送信方法#Yを用いたとき図121の $n_{1, \#2} = n_{1, \#2}$ 、 $n_{2, \#2} = n_{2, \#2}$ 、 $n_{3, \#2} = n_{3, \#2}$ 、 $n_{4, \#2} = n_{4, \#2}$ 、 $n_{5, \#2} = n_{5, \#2}$ 、 $n_{6, \#2} = n_{6, \#2}$ 、 $n_{7, \#2} = n_{7, \#2}$ 、 $n_{8, \#2} = n_{8, \#2}$ 、 $n_{9, \#2} = n_{9, \#2}$ 、 $n_{10, \#2} = n_{10, \#2}$ 、 $n_{11, \#2} = n_{11, \#2}$ 、 $n_{12, \#2} = n_{12, \#2}$ 、 $n_{13, \#2} = n_{13, \#2}$ 、 $n_{14, \#2} = n_{14, \#2}$ 、 $n_{15, \#2} = n_{15, \#2}$ 、 $n_{16, \#2} = n_{16, \#2}$ と設定するものとする。すると、以下が成立するとよい。

【1629】

<条件#H27>

{

{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{1, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}、

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{2, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{3, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{4, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{5, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{6, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{7, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は1以上8以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{8, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

}

または、

{

{ $k$ は9以上16以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{9, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は9以上16以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{10, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は9以上16以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{11, \#1} \neq n_{k, \#2}$ が成立する}

または、{ $k$ は9以上16以下の整数であり、これを満たす、すべての $k$ で $n_{12, \#1}$

10

20

30

40

50

$\neq n_{k, \#2}$  が成立する}  
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{13, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{14, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{15, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 または、 $\{k \text{ は } 9 \text{ 以上 } 16 \text{ 以下の整数であり、これを満たす、すべての } k \text{ で } n_{16, \#1} \neq n_{k, \#2} \text{ が成立する}\}$   
 $\}$

10

ただし、 $(X, Y) = (1, 2)$  または  $(1, 3)$  または  $(2, 3)$  とする。

【1630】

このようにすることで、送信方法 # X を用いたとき、送信方法 # Y を用いたときいずれのときも受信装置は高いデータの受信品質を得られることができる可能性が高くなる。(送信方法 # X を用いたとき、送信方法 # Y を用いたときで  $n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_6, n_7, n_8, n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}, n_{13}, n_{14}, n_{15}, n_{16}$  の好適なセットが異なるため)

なお、図 125、図 127 では、詳細の構成を省略しているが、他の実施の形態で説明している OFDM 方式、スペクトル拡散通信方式を用いて、変調信号の送信、および、受信を行う場合であっても、同様に実施することが可能である。

20

【1631】

そして、上述で述べたように送信装置が変調し（マッピングを行い）、変調信号を送信する際、送信装置は、受信装置が変調方式および変調方式のパラメータが識別できるような制御情報を送信し、受信装置（図 127）は、この情報を得ることで、信号の検波、デマッピング（復調）が可能となる。

【1632】

（補足 7）

30

当然であるが、本明細書において説明した実施の形態、補足した内容を複数組み合わせ、実施してもよい。

【1633】

また、各実施の形態、補足した内容については、あくまでも例であり、例えば、「変調方式、誤り訂正符号化方式（使用する誤り訂正符号、符号長、符号化率等）、制御情報など」を例示していても、別の「変調方式、誤り訂正符号化方式（使用する誤り訂正符号、符号長、符号化率等）、制御情報など」を適用した場合でも同様の構成で実施することが可能である。

【1634】

変調方式については、本明細書で記載している変調方式以外の変調方式を使用しても、本明細書において説明した実施の形態、補足した内容を実施することが可能である。例えば、APSK (Amplitude Phase Shift Keying) (例えば、16APSK, 64APSK, 128APSK, 256APSK, 1024APSK, 4096APSK など)、PAM (Pulse Amplitude Modulation) (例えば、4PAM, 8PAM, 16PAM, 64PAM, 128PAM, 256PAM, 1024PAM, 4096PAM など)、PSK (Phase Shift Keying) (例えば、BPSK, QPSK, 8PSK, 16PSK, 64PSK, 128PSK, 256PSK, 1024PSK, 4096PSK など)、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) (例えば、4QAM, 8QAM, 16QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM, 1024QAM, 4096QAM など) などを適用してもよいし、また、各変調方式において、均一マッピング、非均一マッピングとしてもよい。

40

【1635】

また、I-Q 平面における 2 個、4 個、8 個、16 個、64 個、128 個、256 個、

50

1024個等の信号点の配置方法（2個、4個、8個、16個、64個、128個、256個、1024個等の信号点をもつ変調方式）を、時間、周波数、又は、時間及び周波数によって切り替えてもよい。

#### 【1636】

本明細書の中で、第1の変調方式にしたがった変調信号s1および第2の変調方式にしたがったs2に対し、パワー変更、プリコーディング（重み付け合成）、位相変更、パワー変更などの処理を行う構成（例えば、図5、図6、図7、図97、図98）について説明してきた。これらの処理にかわり、以下で説明する処理を行い、本明細書の各実施の形態を実施してもよい。以下では、その処理方法について説明する。

#### 【1637】

10

図129、図130は、本明細書の中で説明した「第1の変調方式にしたがった変調信号s1および第2の変調方式にしたがったs2に対し、パワー変更、プリコーディング、位相変更、パワー変更などの処理を行う構成」の変形例である。

#### 【1638】

図129、図130では、重み付け合成（プリコーディング）の前に位相変更部を追加した構成となっている。なお、図5、図6、図7と同様に動作するものについては、同一番号を付しており、詳細の動作については、説明を省略する。

#### 【1639】

図129の位相変更部12902は、マッピング部504から出力された変調信号12901に対して、他方の変調信号505Aとはその位相が異なるように位相変更処理を施し、位相変更後の変調信号s2(t)(505B)をパワー変更部506Bに出力する。

20

#### 【1640】

図130の位相変更部13002は、マッピング部504から出力された変調信号13001に対して、他方の変調信号505Aとはその位相が異なるように位相変更処理を施し、位相変更後の変調信号s2(t)(505B)をパワー変更部506Bに出力する。

#### 【1641】

図131は、図129に示した送信装置の構成例の変形例である。また、図132は、図130に示した送信装置の構成例の変形例である。

#### 【1642】

図131の位相変更部13102は、マッピング部504から出力された変調信号13101に対して、位相変更部12902で施す第1の位相変更処理に対し、第2の位相変更処理を施し、位相変更後の変調信号s1(t)(505A)をパワー変更部506Aに出力する。

30

#### 【1643】

図132の位相変更部13202は、マッピング部504から出力された変調信号13201に対して、位相変更部13002で施す第1の位相変更処理に対し、第2の位相変更処理を施し、位相変更後の変調信号s1(t)(505A)をパワー変更部506Aに出力する。

#### 【1644】

図131、図132に示すように、マッピング部から出力された変調信号の一方だけでなく双方の信号に対して位相変更を行ってもよい。

40

なお、位相変更部（12902、13002、13102、13202）の位相変更処理は以下の数式で表すことができる。

#### 【1645】

#### 【数374】

$$\begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\lambda(i)) & -\sin(\lambda(i)) \\ \sin(\lambda(i)) & \cos(\lambda(i)) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I \\ Q \end{pmatrix}$$

50

## 【1646】

ここで、 $\lambda(i)$  は位相であり、 $i$  は  $i$  (例えば、時間、周波数、スロット) の関数であり、 $I$ 、 $Q$  は、それぞれ、入力される信号の同相  $I$  成分、直交  $Q$  成分であり、位相変更部 (12902、13002、13102、13202) は、 $I'$ 、 $Q'$  を出力する。

## 【1647】

なお、当然であるが、図129、図130、図131、図132を用いて送信された変調信号を受信する受信装置は、上記で説明した信号処理に対応した信号処理が行われ、変調信号に含まれる各ビットの、例えば、対数尤度比を求めることになる。

10

## 【1648】

また、 $I$ - $Q$ 平面における2個、4個、8個、16個、64個、128個、256個、1024個等の信号点の配置方法 (2個、4個、8個、16個、64個、128個、256個、1024個等の信号点をもつ変調方式) は、本明細書で示した変調方式の信号点配置方法に限ったものではない。したがって、複数のビットに基づき同相成分と直交成分を出力するという機能がマッピング部での機能となり、その後、プリコーディングおよび位相変更を施すことが本発明の一つの有効な機能となる。

## 【1649】

本実施の形態において、時間軸において、プリコーディングウェイト、位相を変更するときの実施の形態を説明したが、実施の形態1で説明したように、OFDM伝送等のマルチキャリア伝送方式を用いたときでも本実施の形態は同様に実施することができる。また、特に、プリコーディング切り替え方法が、送信信号数のみによって変更されているとき、受信装置は、送信装置が送信する送信信号数の情報を得ることで、プリコーディングウェイト、位相の切り替え方法を行うことができる。

20

## 【1650】

本明細書において、送信装置を具備しているのは、例えば、放送局、基地局、アクセスポイント、端末、携帯電話 (mobile phone) 等の通信・放送機器であることが考えられ、このとき、受信装置を具備しているのは、テレビ、ラジオ、端末、パーソナルコンピュータ、携帯電話、アクセスポイント、基地局等の通信機器であることが考えられる。また、本発明における送信装置、受信装置は、通信機能を有している機器であって、その機器が、テレビ、ラジオ、パーソナルコンピュータ、携帯電話等のアプリケーションを実行するための装置に何らかのインターフェースを解して接続できるような形態であることも考えられる。

30

## 【1651】

また、本実施の形態では、データシンボル以外のシンボル、例えば、パイロットシンボル (プリアンプル、ユニークワード、ポストアンプル、リファレンスシンボル等)、制御情報用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。そして、ここでは、パイロットシンボル、制御情報用のシンボルと名付けているが、どのような名付け方を行ってもよく、機能自身が重要となっている。

## 【1652】

パイロットシンボルは、例えば、送受信機において、PSK変調を用いて変調した既知のシンボル (または、受信機が同期をとることによって、受信機は、送信機が送信したシンボルを知ることができてよい。) であればよく、受信機は、このシンボルを用いて、周波数同期、時間同期、(各変調信号の) チャンネル推定 (CSI (Channel State Information) の推定)、信号の検出等を行うことになる。

40

## 【1653】

また、制御情報用のシンボルは、(アプリケーション等の) データ以外の通信を実現するための、通信相手に伝送する必要がある情報 (例えば、通信に用いている変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化方式の符号化率、上位レイヤーでの設定情報等) を伝送するためのシンボルである。

50



## 【1654】

なお、本発明は各実施の形態に限定されず、種々変更して実施することが可能である。例えば、各実施の形態では、通信装置として行う場合について説明しているが、これに限られるものではなく、この通信方法をソフトウェアとして行うことも可能である。

## 【1655】

また、上記では、2つの変調信号を2つのアンテナから送信する方法におけるプリコーディング切り替え方法について説明したが、これに限ったものではなく、4つのマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、4つの変調信号を生成し、4つのアンテナから送信する方法、つまり、N個のマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、N個の変調信号を生成し、N個のアンテナから送信する方法においても同様にプリコー

10

## 【1656】

本明細書では、「プリコーディング」「プリコーディングウェイト」等の用語を用いているが、呼び方自身は、どのようなものでもよく、本発明では、その信号処理自身が重要となる。

ストリーム  $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$  により、異なるデータを伝送してもよいし、同一のデータを伝送してもよい。

送信装置の送信アンテナ、受信装置の受信アンテナ、共に、図面で記載されている1つのアンテナは、複数のアンテナにより構成されていても良い。

20

## 【1657】

送信装置 受信装置に対し、送信方法(MIMO、SISO、時空間ブロック符号、インタリーブ方式)、変調方式、誤り訂正符号化方式を通知する必要がある実施の形態によっては省略されている送信装置が送信するフレームに存在することになる受信装置はこれを得ることで、動作を変更することになる。

## 【1658】

実施の形態1から実施の形態11において、ビット長調整方法について説明しており、また、実施の形態12では、実施の形態1から実施の形態11のビット長調整方法をDVB規格に適用する場合について説明した。このとき、送信装置におけるビット長調整方法については、図57、図60、図73、図78、図79、図80、図83、図91、図93などを用いて、また、受信装置における動作については、図85、図87、図88、図96などを用いて、実施の形態1から実施の形態12で説明している。そして、MIMO伝送方法(プリコーディング(重み付け合成)、パワー変更、位相変更等を用いる)については、図5、図6、図7、図97、図98などを用いて、実施の形態1から実施の形態12で説明している。

30

## 【1659】

このとき、実施の形態1から実施の形態12で説明しているビット長調整の処理後に、送信方法として、図5、図6、図7、図97、図98などで説明したMIMO伝送方法(プリコーディング(重み付け合成)、パワー変更、位相変更等を用いる)の代わりに、図128で説明した時空間ブロック符号、空間一周波数ブロック符号(シンボルを周波数方向に配置する)、(MISO伝送方式、送信ダイバーシチ、とよばれることもある。)を用いた場合についても実施の形態1から実施の形態12を実施することが可能となる。つまり、図57、図60、図73、図78、図79、図80、図83、図91、図93などを用いてビット長が調整されたビット系列(デジタル信号)が、図128の1201に相当し、その後、図128のように、マッピング・MISO処理が行われることになる。

40

## 【1660】

なお、時空間ブロック符号、空間一周波数ブロック符号(シンボルを周波数方向に配置する)、(MISO伝送方式、送信ダイバーシチ、とよばれることもある。)の方法は、図128に限ったものではなく、図133のように送信してもよい。図133について説明する。(なお、図133は、図128と同様に動作するので、同一番号を付している。

50

)

## 【1661】

マッピング部12802は、データ信号（誤り訂正符号化後のデータ）12801、制御信号12806を入力とし、制御信号12806に含まれる変調方式に関連する情報に基づき、マッピングを行い、マッピング後の信号12803を出力する。例えば、マッピング後の信号12803は、 $s_0, s_1, s_2, s_3, \dots, s(2i), s(2i+1), \dots$ の順に並んでいるものとする。（ $i$ は、0以上の整数とする。）

## 【1662】

MISO（Multiple Input Multiple Output）処理部12804は、マッピング後の信号12803、制御信号12806を入力とし、制御信号12806がMISO（Multiple Input Multiple Output）方式で送信することを指示している場合、MISO処理後の信号12805Aおよび12805Bを出力する。例えば、MISO処理後の信号12805Aは $s_0, -s_1^*, s_2, -s_3^*, \dots, s(2i), -s(2i+1)^*, \dots$ となり、MISO処理後の信号12805Bは $s_1, s_0^*, s_3, s_2^*, \dots, s(2i+1), s(2i)^*, \dots$ となる。なお、「\*」は複素共役を意味する。

10

## 【1663】

このとき、MISO処理後の信号12805Aおよび12805Bが、それぞれ図125の処理後のベースバンド信号12502Aおよび12502Bに相当する。なお、時空間ブロック符号の方法は上述の説明に限ったものではない。そして、無線部12503Aは、処理後のベースバンド信号12502A、制御シンボル信号12208、パイロットシンボル信号12209、フレーム構成信号12210を入力とし、フレーム構成信号12210に基づき、フレームに基づいた送信信号12504Aを出力し、フレームに基づいた送信信号12504Aはアンテナ#1（12505A）から電波として出力される。

20

## 【1664】

無線部12503Bは、処理後のベースバンド信号12502B、制御シンボル信号12208、パイロットシンボル信号12209、フレーム構成信号12210を入力とし、フレーム構成信号12210に基づき、フレームに基づいた送信信号12504Bを出力し、フレームに基づいた送信信号12504Bはアンテナ#2（12505B）から電波として出力される。

## 【1665】

30

実施の形態1から実施の形態11において、ビット長調整方法について説明しており、また、実施の形態12では、実施の形態1から実施の形態11のビット長調整方法をDVB規格に適用する場合について説明した。このとき、送信装置におけるビット長調整方法については、図57、図60、図73、図78、図79、図80、図83、図91、図93などを用いて、また、受信装置における動作については、図85、図87、図88、図96などを用いて、実施の形態1から実施の形態12で説明している。そして、MIMO伝送方法（プリコーディング（重み付け合成）、パワー変更、位相変更等を用いる）については、図5、図6、図7、図97、図98などを用いて、実施の形態1から実施の形態12で説明している。

## 【1666】

40

このとき、実施の形態1から実施の形態12で説明しているビット長調整の処理後に、送信方法として、図5、図6、図7、図97、図98などで説明したMIMO伝送方法（プリコーディング（重み付け合成）、パワー変更、位相変更等を用いる）の代わりに、シングルストリームの送信の場合についても実施の形態1から実施の形態12を実施することが可能となる。

## 【1667】

つまり、図57、図60、図73、図78、図79、図80、図83、図91、図93などを用いてビット長が調整されたビット系列（デジタル信号）が、図5、図6、図7のビット系列503、または、図97、図98のビット系列9701に相当し、図5、図6、図7のマッピング部504、または、図97、図98のマッピング部9702に入力さ

50

れる。

【1668】

そして、 $s_1(t)$ の変調方式 $\alpha$ は、 $x$ ビットのデータを伝送するための変調方式であり、 $s_2(t)$ ではデータを伝送しない（無変調、 $y=0$ ビットのデータ伝送）。したがって、本明細書の中で記載されている $x+y=x+0=x$ となる。実施の形態1から実施の形態12において、「 $x+y=x+0=x$ 」と実施すれば、シングルストリームの送信の場合についても実施の形態1から実施の形態12を実施することが可能となる。

【1669】

（補足8）

本明細書の中で、重み付け合成（プリコーディング）のための行列 $F$ を示しているが、以下で記載するようなプリコーディング行列 $F$ （または $F(i)$ ）を用いても、本明細書の各実施の形態を実施することができる。

【1670】

【数375】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H10)}$$

10

20

【1671】

または、

【1672】

【数376】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H11)}$$

30

【1673】

または、

【1674】

【数377】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \\ \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H12)}$$

40

【1675】

または、

【1676】

【数378】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H13)}$$

50

【1 6 7 7】

または、

【1 6 7 8】

【数 3 7 9】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j\pi} \\ \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 1 4)}$$

10

【1 6 7 9】

または、

【1 6 8 0】

【数 3 8 0】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 1 5)}$$

20

【1 6 8 1】

または、

【1 6 8 2】

【数 3 8 1】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \alpha \times e^{j0} & \beta \times e^{j0} \\ \beta \times e^{j0} & \beta \times \alpha \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 1 6)}$$

30

【1 6 8 3】

または、

【1 6 8 4】

【数 3 8 2】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 1 7)}$$

40

【1 6 8 5】

なお、式 (H 1 0)、式 (H 1 1)、式 (H 1 2)、式 (H 1 3)、式 (F 1 4)、式 (H 1 5)、式 (H 1 6)、式 (H 1 7) において、 $\alpha$  は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$  は 0 (ゼロ) ではない。そして、 $\beta$  も 0 (ゼロ) ではない。

または、

【1 6 8 6】

【数 3 8 3】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 1 8)}$$

【1 6 8 7】

または、

【1 6 8 8】

【数 3 8 4】

10

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 1 9)}$$

【1 6 8 9】

または、

【1 6 9 0】

【数 3 8 5】

20

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \\ \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 2 0)}$$

【1 6 9 1】

または、

【1 6 9 2】

【数 3 8 6】

30

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 2 1)}$$

【1 6 9 3】

または、

【1 6 9 4】

【数 3 8 7】

40

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \sin \theta & -\beta \times \cos \theta \\ \beta \times \cos \theta & \beta \times \sin \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 2 2)}$$

【1 6 9 5】

または、

【1 6 9 6】

【数 3 8 8】

$$F = \begin{pmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 2 3)}$$

【1 6 9 7】

または、

【1 6 9 8】

【数 3 8 9】

10

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \sin \theta & \beta \times \cos \theta \\ \beta \times \cos \theta & -\beta \times \sin \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 2 4)}$$

【1 6 9 9】

または、

【1 7 0 0】

【数 3 9 0】

20

$$F = \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 2 5)}$$

【1 7 0 1】

なお、式 (H 1 8)、式 (H 2 0)、式 (H 2 2)、式 (H 2 4) において、 $\beta$  は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\beta$  は 0 (ゼロ) ではない。

または、

30

【1 7 0 2】

【数 3 9 1】

$$F(i) = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j\theta_{11}(i)} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & \beta \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 2 6)}$$

【1 7 0 3】

または、

40

【1 7 0 4】

【数 3 9 2】

$$F(i) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 2 7)}$$

【1 7 0 5】

または、

50

【1706】

【数393】

$$F(i) = \begin{pmatrix} \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & \beta \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \\ \beta \times e^{j\theta_{11}(i)} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H28)}$$

【1707】

または、

10

【1708】

【数394】

$$F(i) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \\ e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H29)}$$

【1709】

または、

20

【1710】

【数395】

$$F(i) = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j\theta_{11}} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11}+\lambda(i))} \\ \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}} & \beta \times e^{j(\theta_{21}+\lambda(i)+\pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H30)}$$

【1711】

または、

30

【1712】

【数396】

$$F(i) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}+\lambda(i))} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21}+\lambda(i)+\pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H31)}$$

【1713】

または、

40

【1714】

【数397】

$$F(i) = \begin{pmatrix} \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}} & \beta \times e^{j(\theta_{21}+\lambda(i)+\pi)} \\ \beta \times e^{j\theta_{11}} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11}+\lambda(i))} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H32)}$$

【1715】

または、

50

【 1 7 1 6 】

【数 3 9 8】

$$F(i) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} + \lambda(i) + \pi)} \\ e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda(i))} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 3 3)}$$

【 1 7 1 7 】

または、

10

【 1 7 1 8 】

【数 3 9 9】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times e^{j\theta_{11}} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}} & \beta \times e^{j(\theta_{21} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 3 4)}$$

【 1 7 1 9 】

または、

20

【 1 7 2 0 】

【数 4 0 0】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 3 5)}$$

【 1 7 2 1 】

または、

30

【 1 7 2 2 】

【数 4 0 1】

$$F = \begin{pmatrix} \beta \times \alpha \times e^{j\theta_{21}} & \beta \times e^{j(\theta_{21} + \lambda + \pi)} \\ \beta \times e^{j\theta_{11}} & \beta \times \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 3 6)}$$

【 1 7 2 3 】

または、

40

【 1 7 2 4 】

【数 4 0 2】

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} + \lambda + \pi)} \\ e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式 (H 3 7)}$$

【 1 7 2 5 】

ただし、 $\theta_{11}(i)$ 、 $\theta_{21}(i)$ 、 $\lambda(i)$ は $i$ の(時間、または、周波数の)関数で

50



あり、 $\lambda$ は固定の値であり、 $\alpha$ は実数であってもよいし、虚数であってもよく、 $\beta$ は実数であってもよいし、虚数であってもよい。ただし、 $\alpha$ は0（ゼロ）ではない。そして、 $\beta$ も0（ゼロ）ではない。

【1726】

また、これら以外のプリコーディング行列を用いても、本明細書の各実施の形態を実施することが可能である。

【1727】

本発明は、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無線システムに広く適用できる。また、複数の送信箇所を持つ有線通信システム（例えば、PLC（Power Line Communication）システム、光通信システム、DSL（Digital Subscriber Line：デジタル加入者線）システム）において、MIMO伝送を行う場合についても適用することができる。

10

【産業上の利用可能性】

【1728】

本発明は、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無線システムに広く適用できる。また、複数の送信箇所を持つ有線通信システム（例えば、PLC（Power Line Communication）システム、光通信システム、DSL（Digital Subscriber Line：デジタル加入者線）システム）において、MIMO伝送を行う場合についても適用することができる。

20

【符号の説明】

【1729】

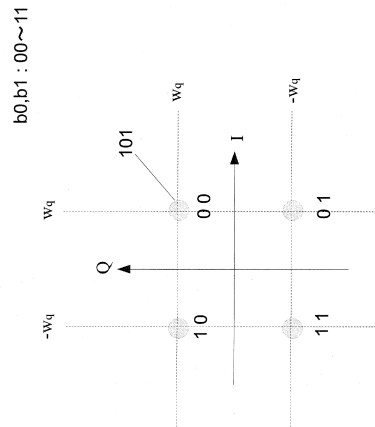
502、502LA 符号化部

502BI ビットインタリーバ

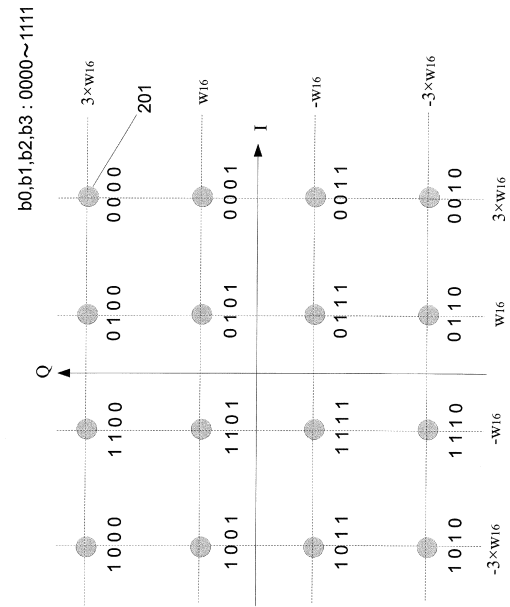
5701、6001、7301、8001 ビット長調整部

504 マッピング部

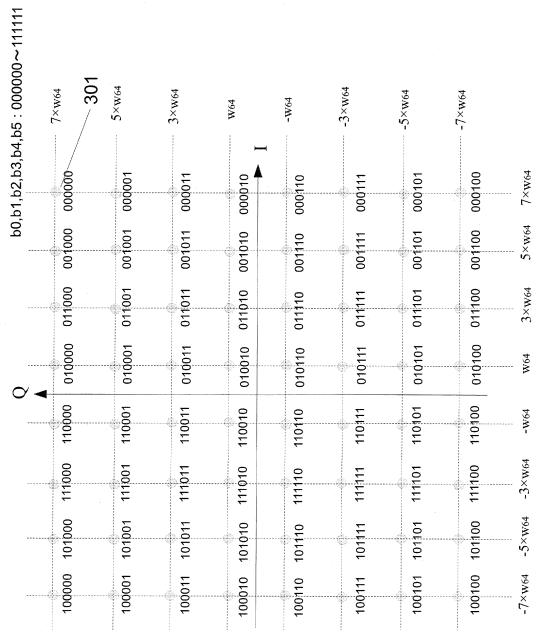
【図 1】



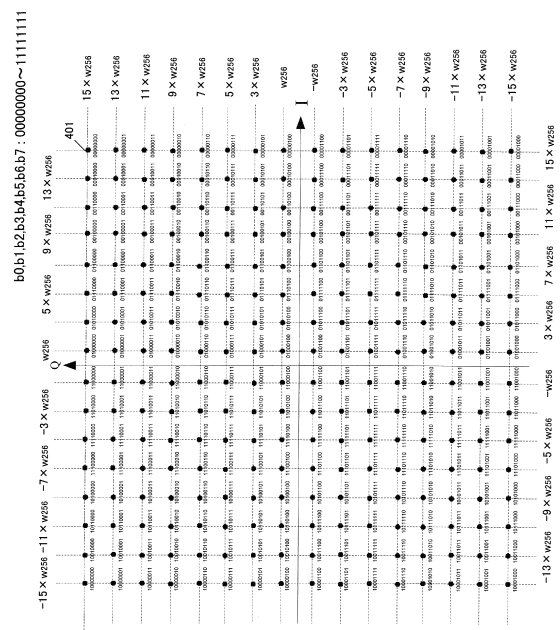
【図 2】



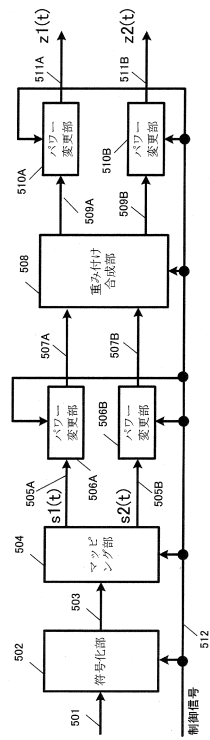
【図 3】



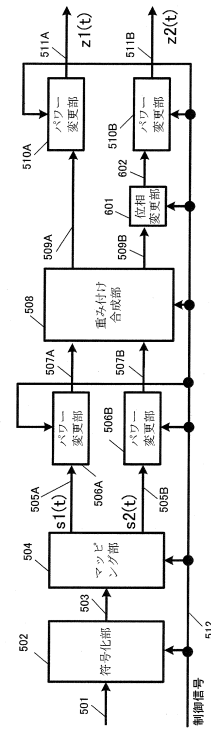
【図 4】



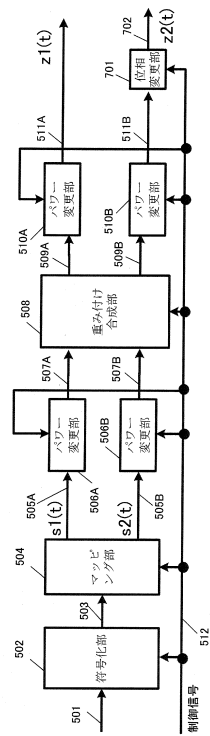
【図 5】



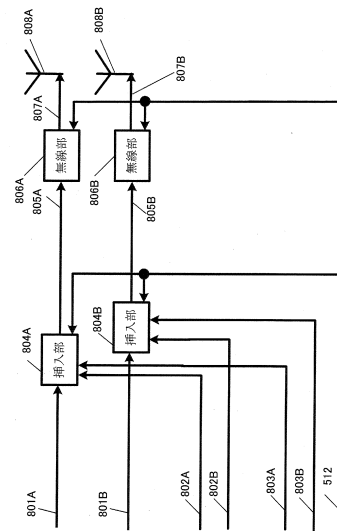
【図 6】



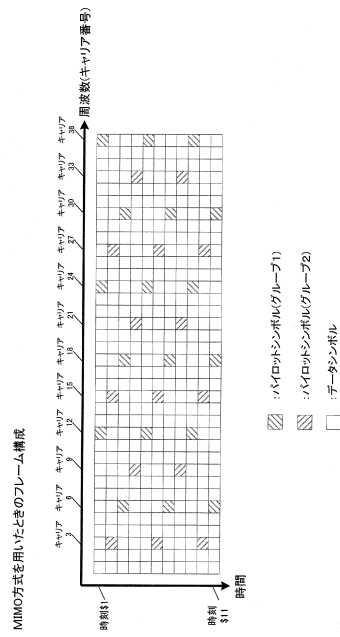
【图 7】



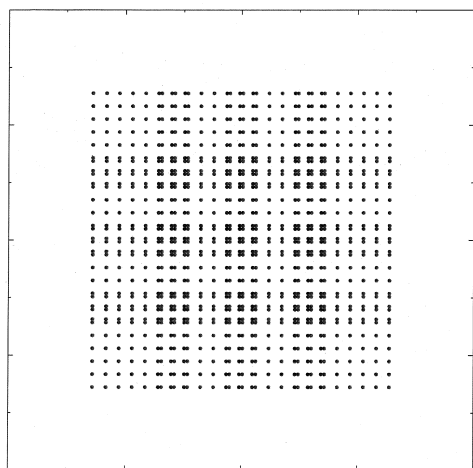
【図 8】



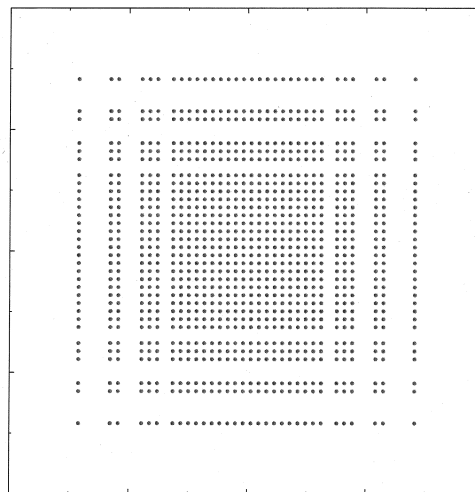
【図 9】



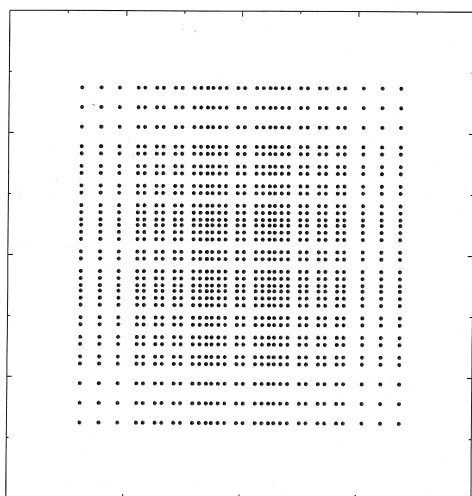
【図 13】

 $Q$ 

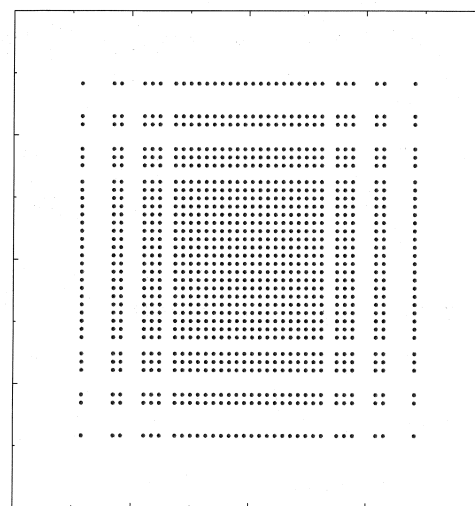
【図 14】

 $Q$ 

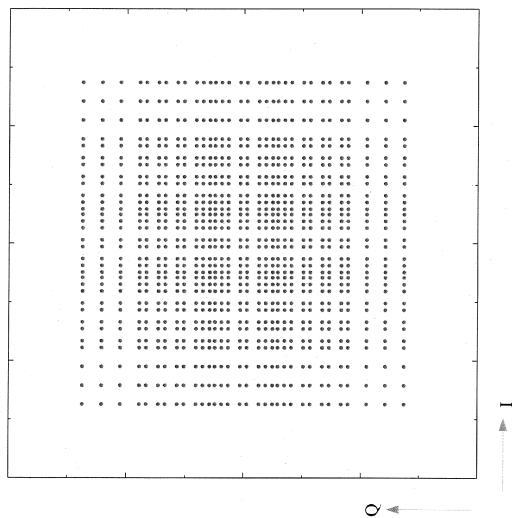
【図 15】

 $Q$ 

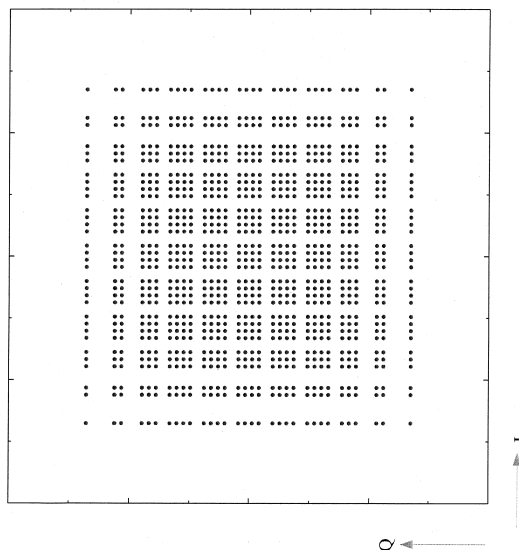
【図 16】

 $Q$

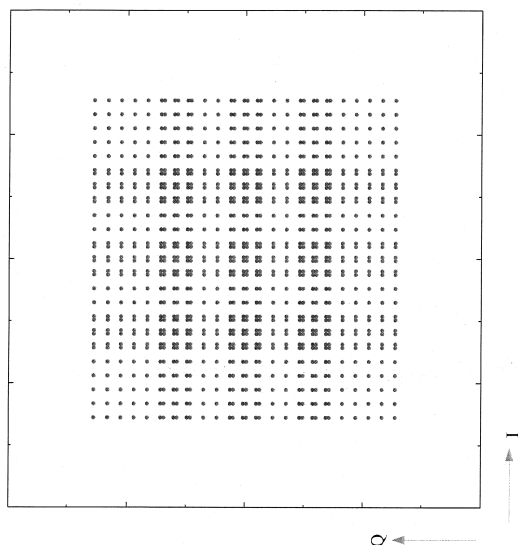
【图 17】



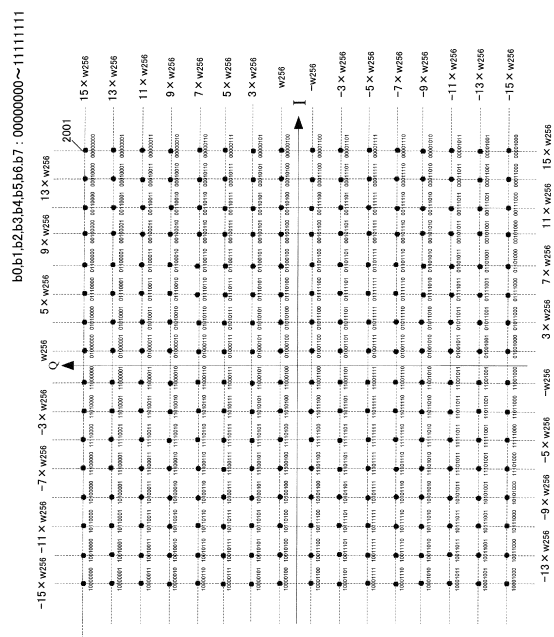
【図 18】



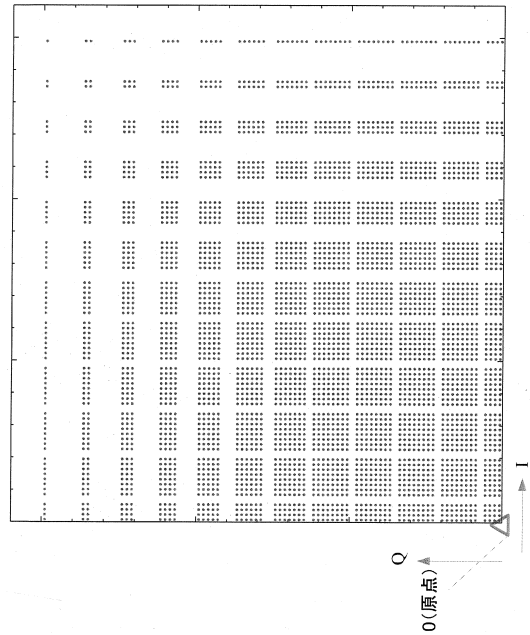
【図 19】



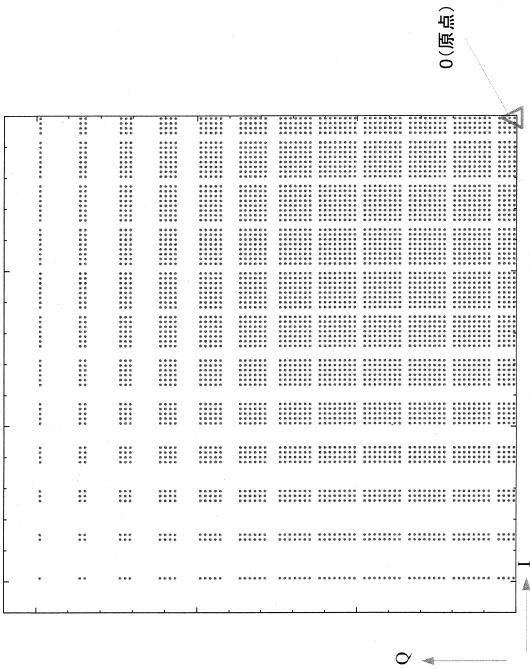
【図 20】



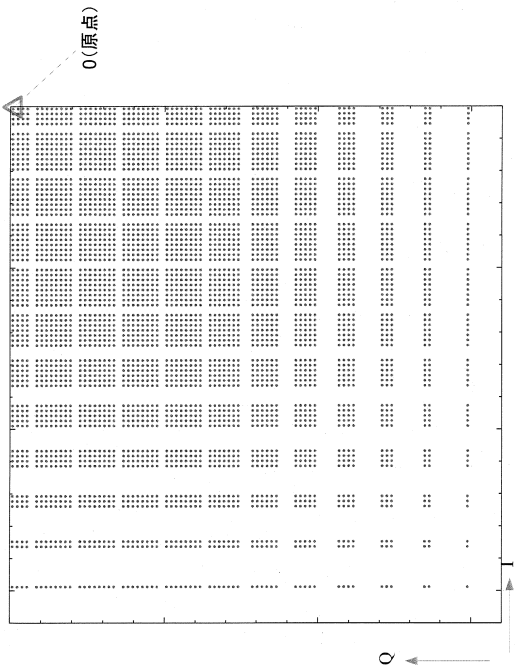
【図 2 1】



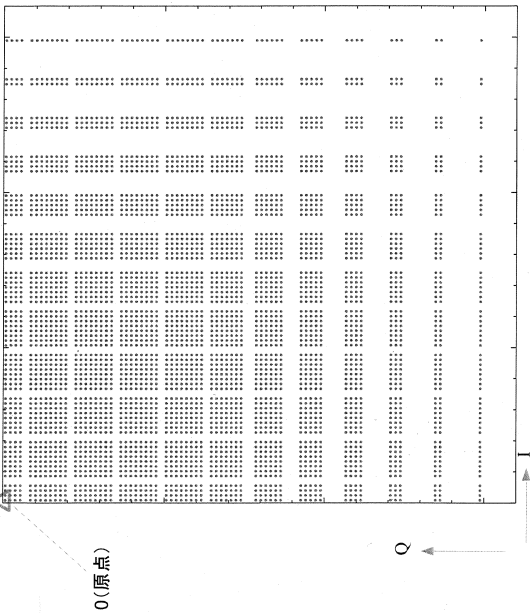
【図 2 2】



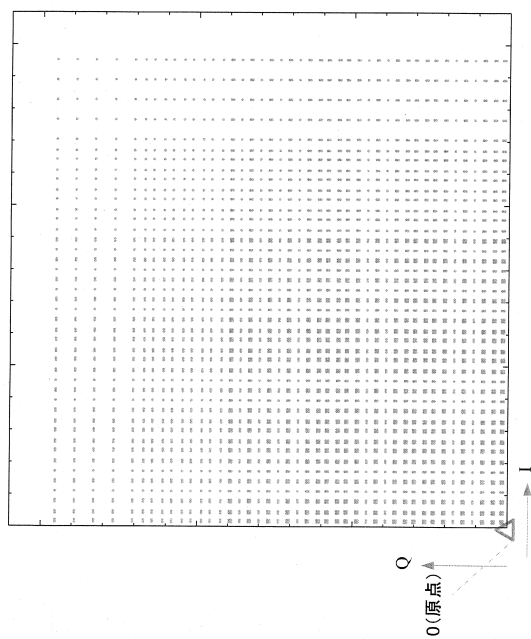
【図 2 3】



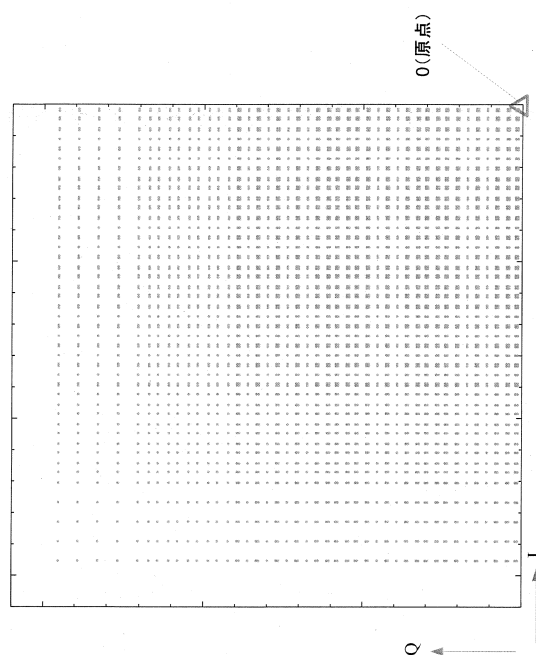
【図 2 4】



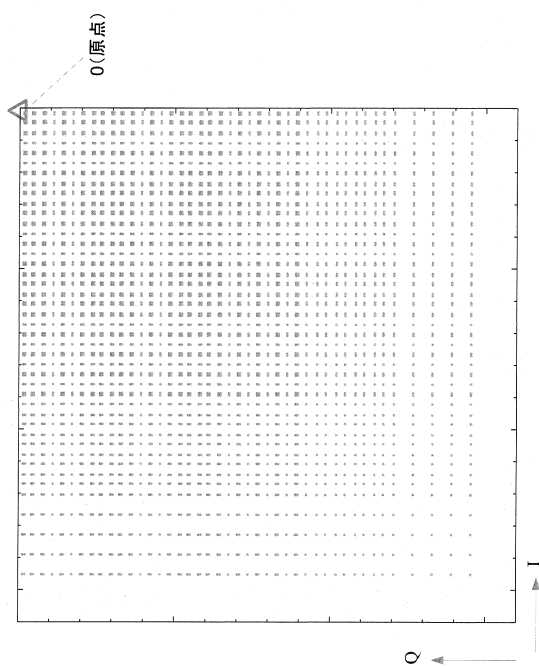
【図 25】



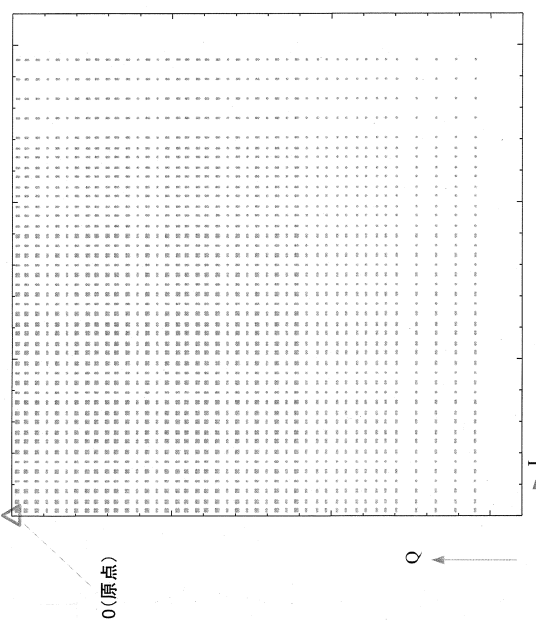
【図 26】



【図 27】

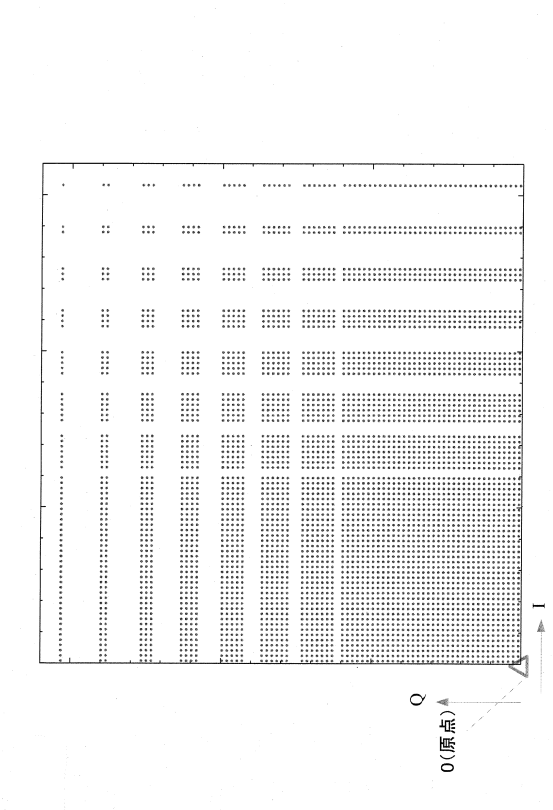


【図 28】

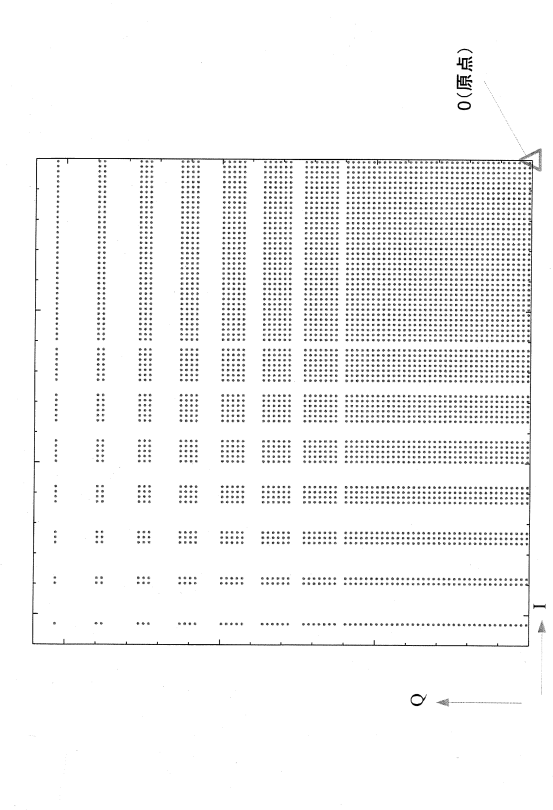




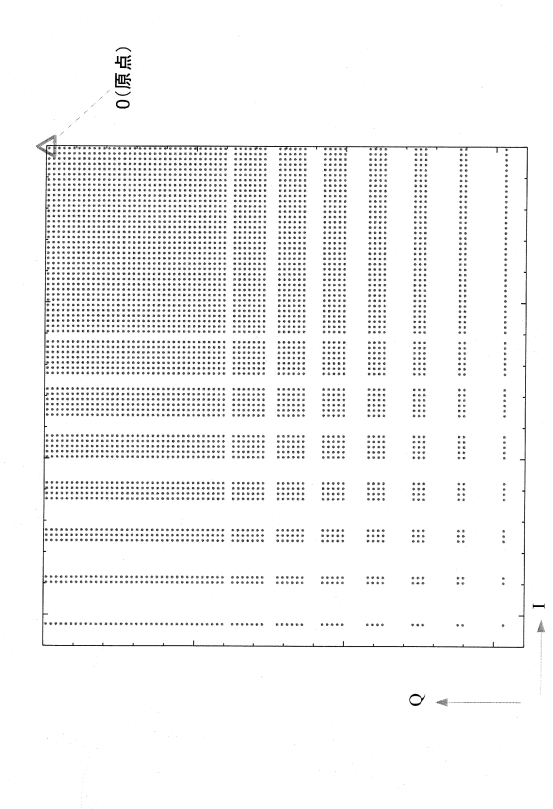
【図 29】



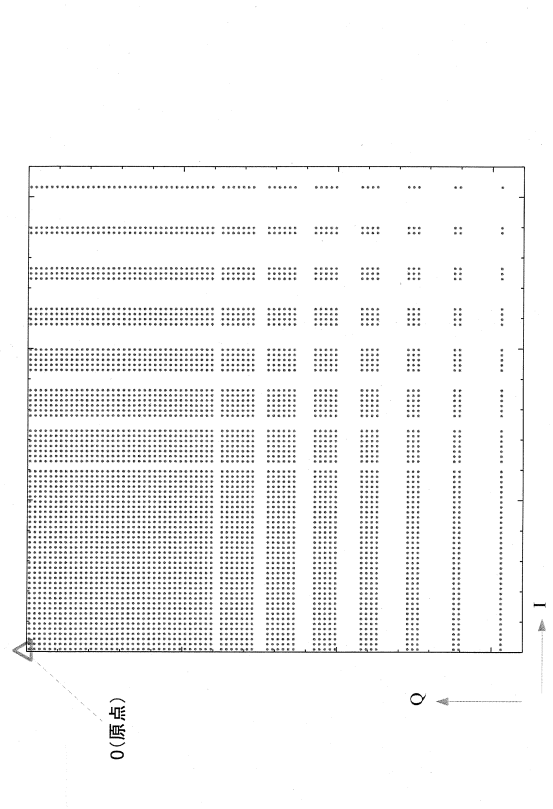
【図 30】



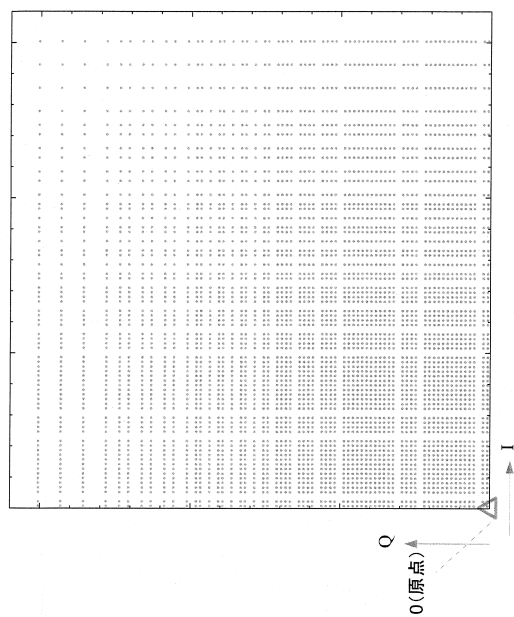
【図 31】



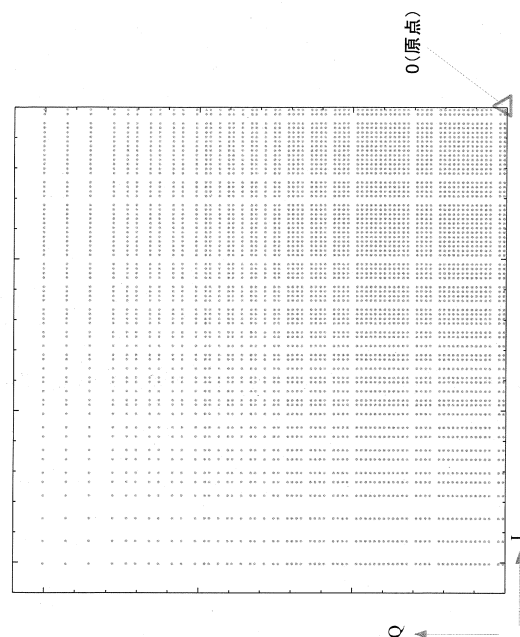
【図 32】



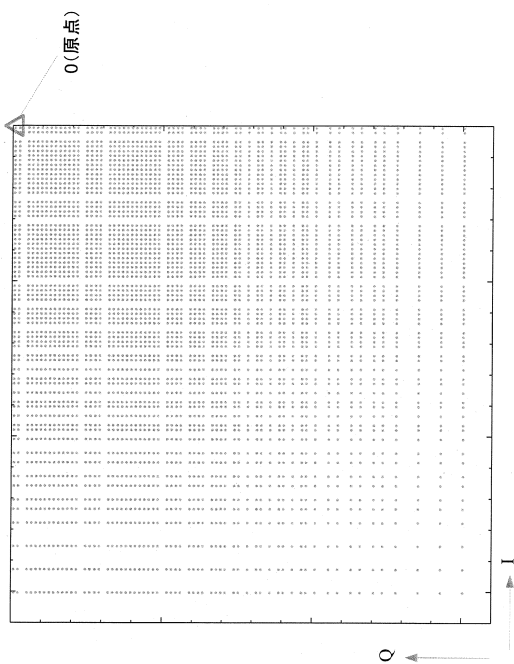
【図 3 3】



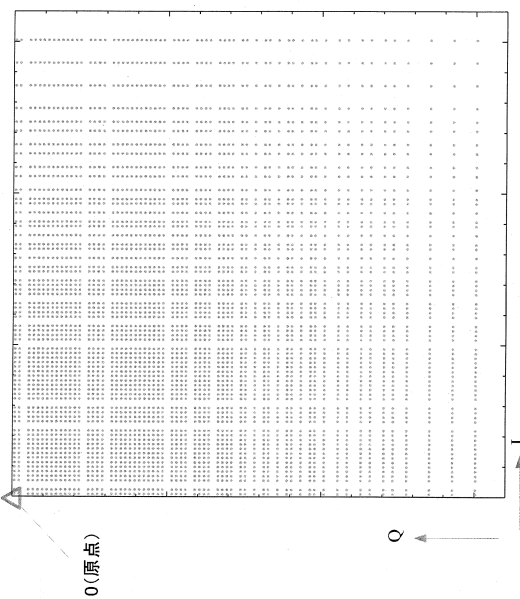
【図 3 4】



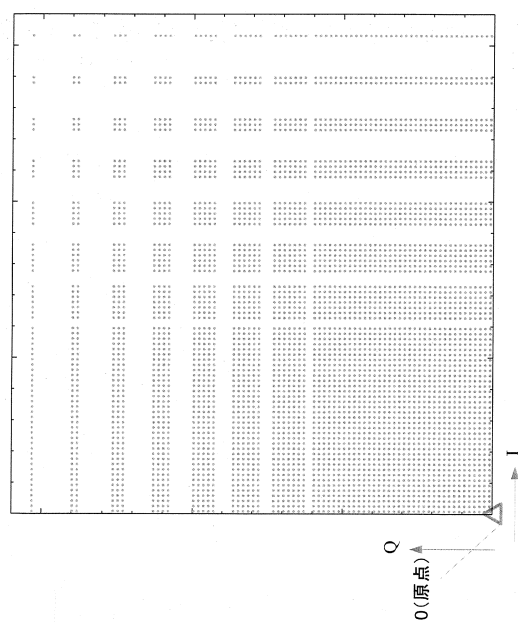
【図 3 5】



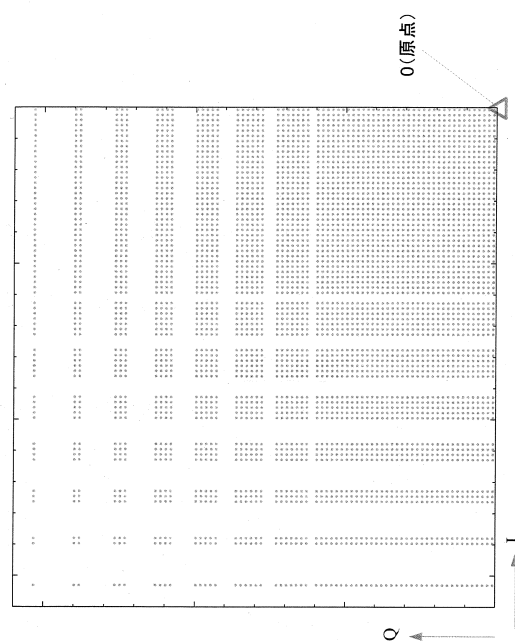
【図 3 6】



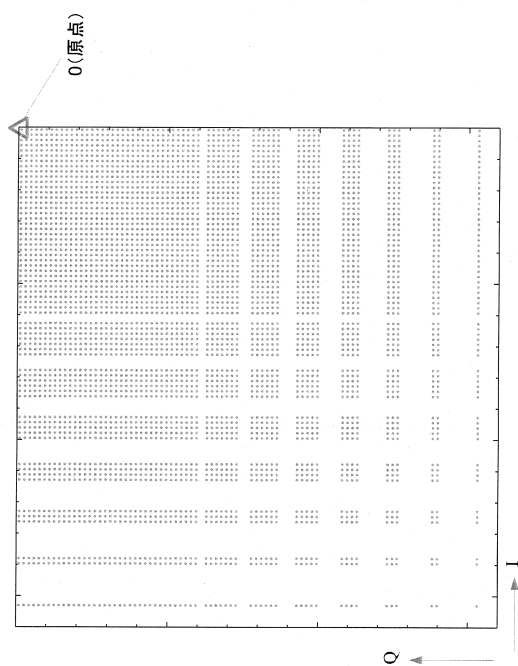
【図 37】



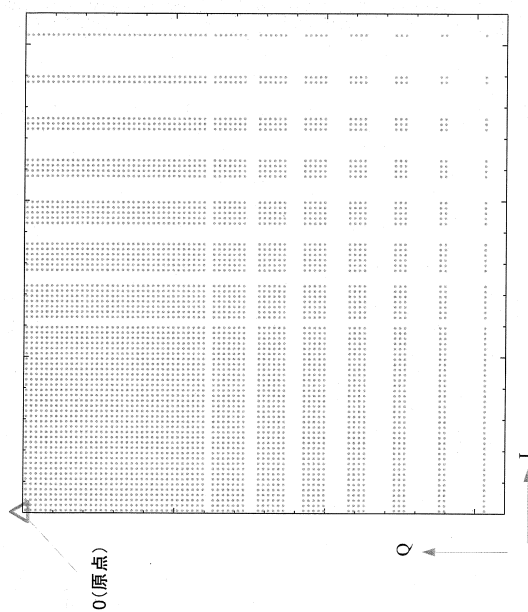
【図 38】



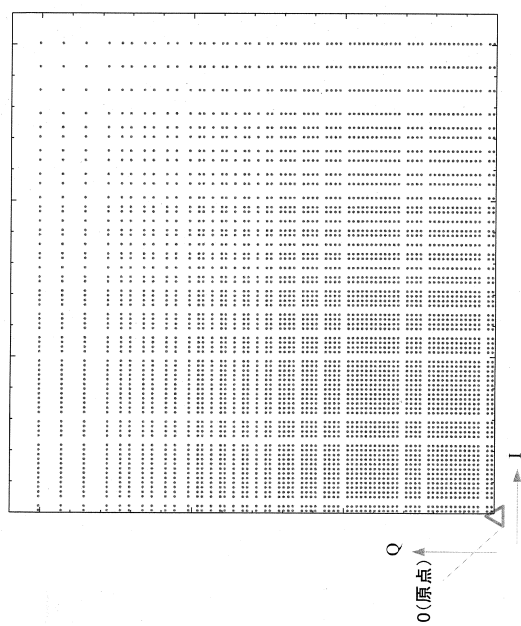
【図 39】



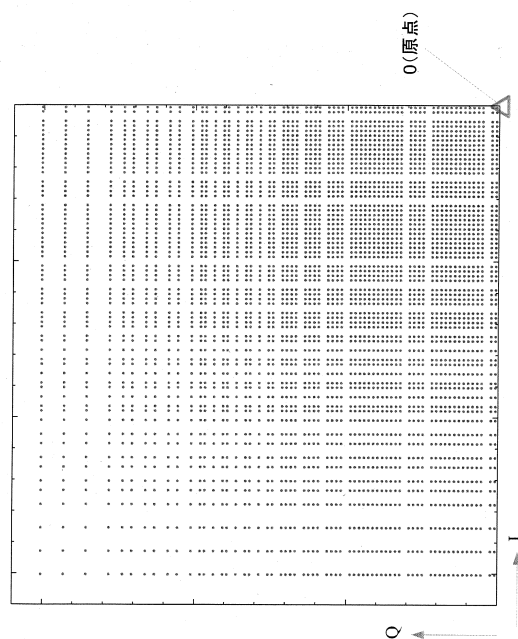
【図 40】



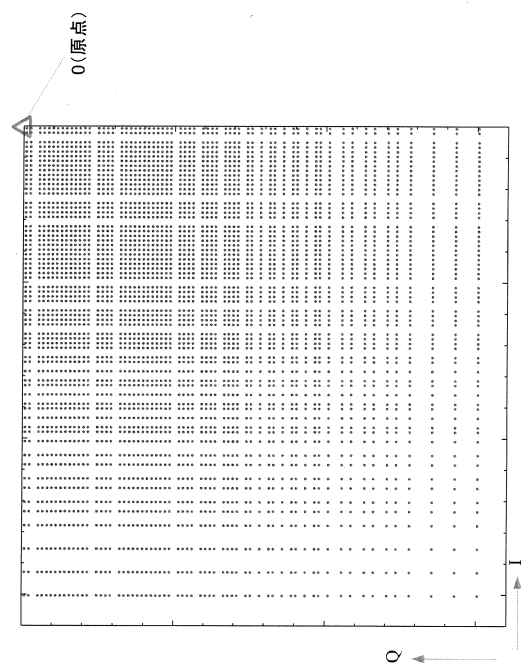
【図 4 1】



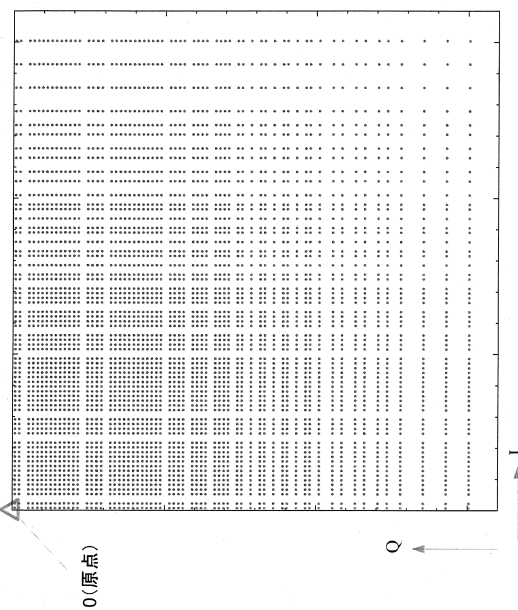
【図 4 2】



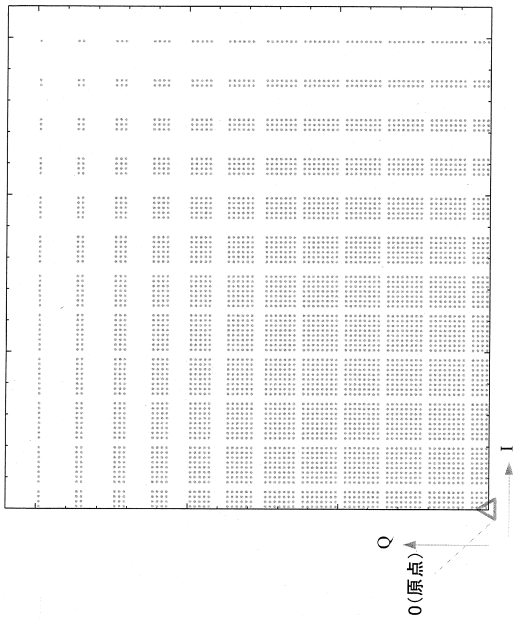
【図 4 3】



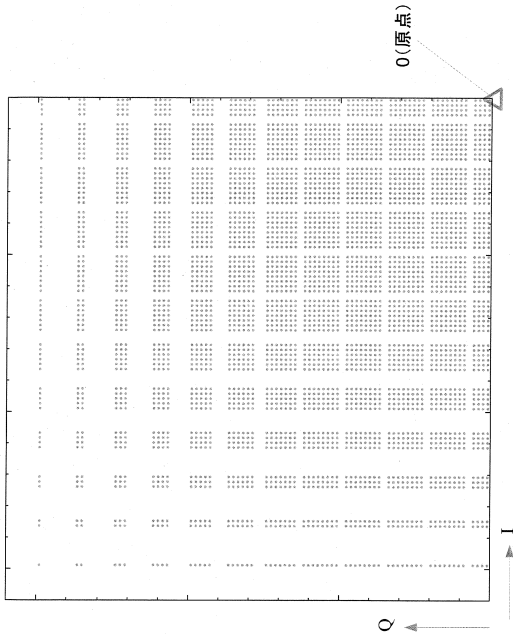
【図 4 4】



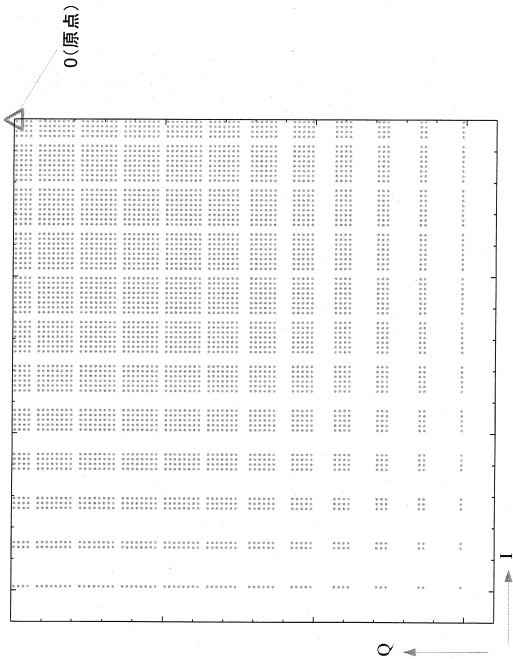
【図 4 5】



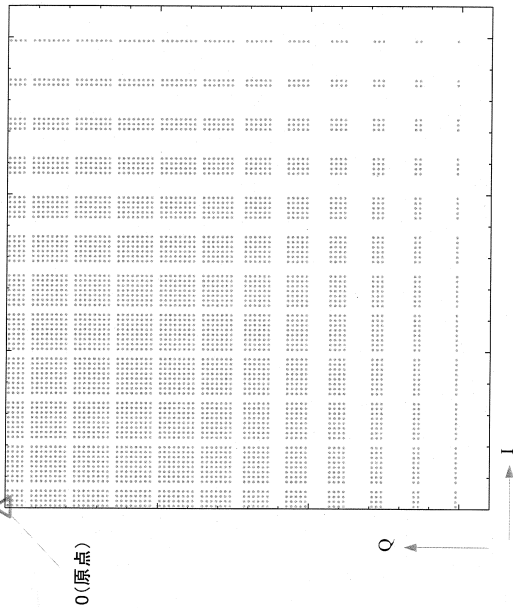
【図 4 6】



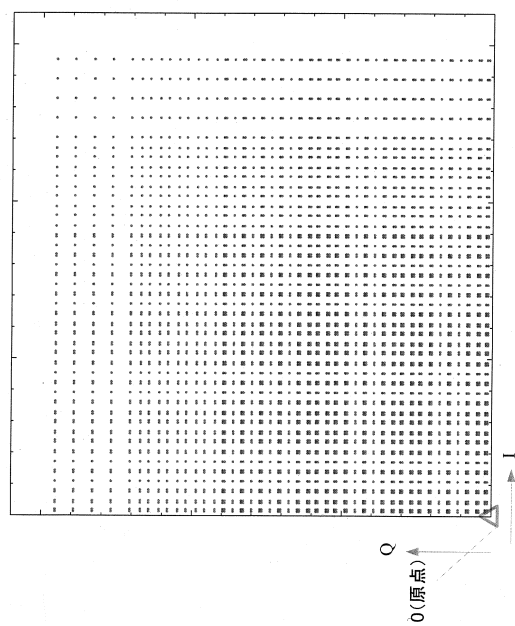
【図 4 7】



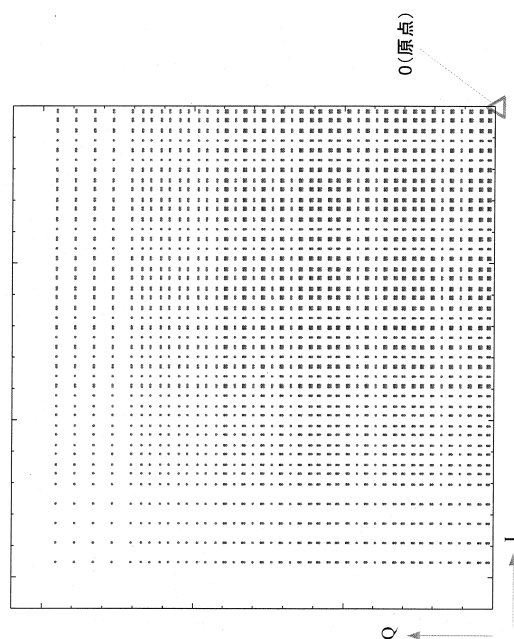
【図 4 8】



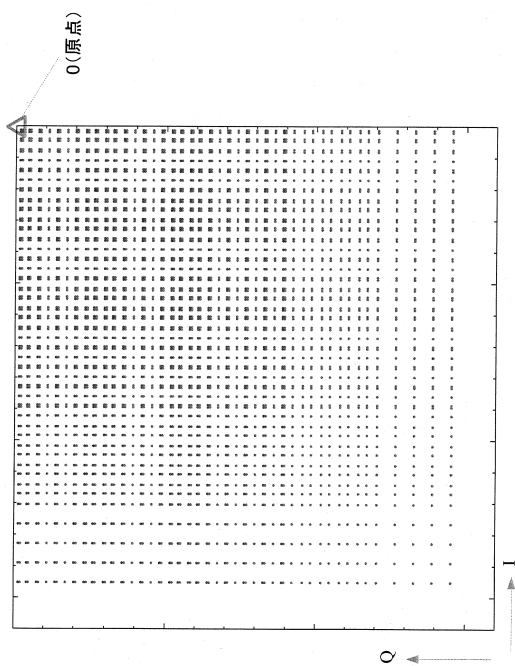
【図 4 9】



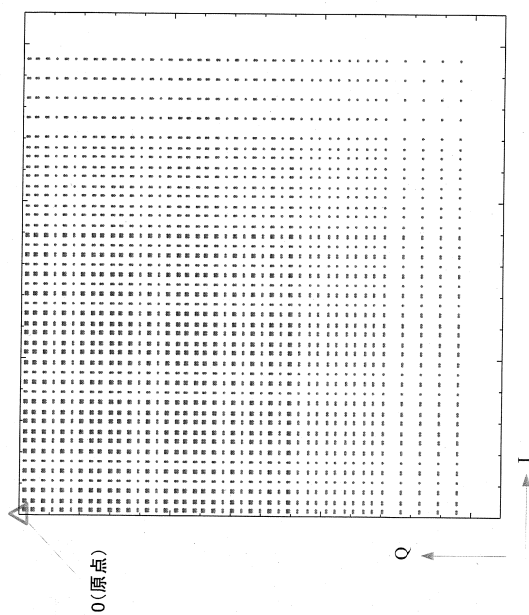
【図 5 0】



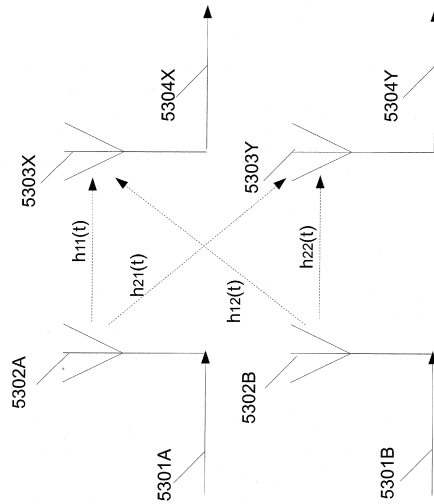
【図 5 1】



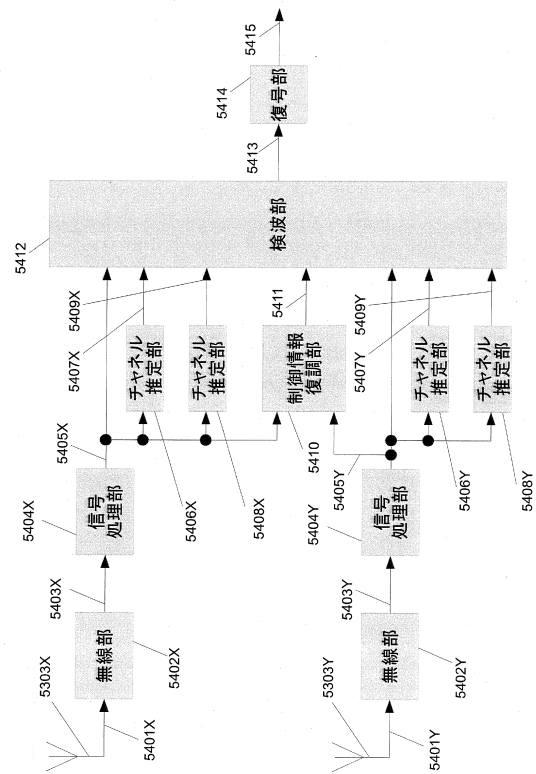
【図 5 2】



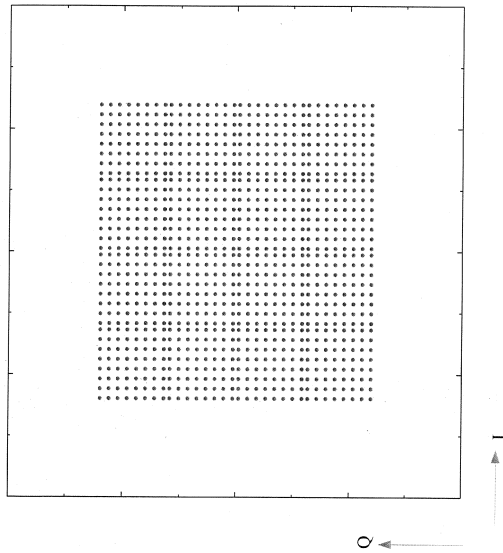
【図 5 3】



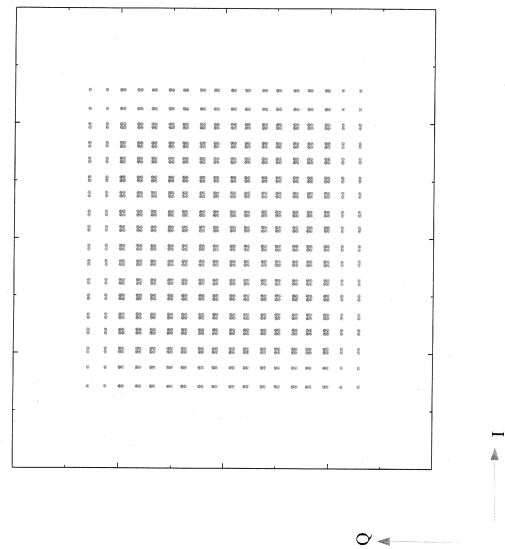
【図 5 4】



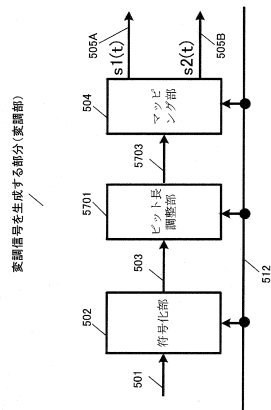
【図 5 5】



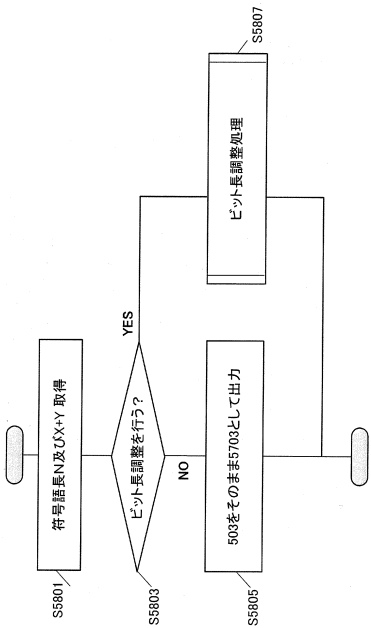
【図 5 6】



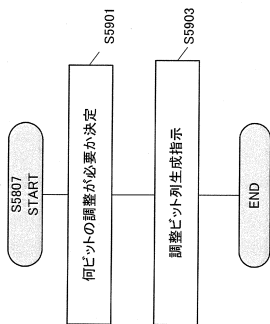
【図 57】



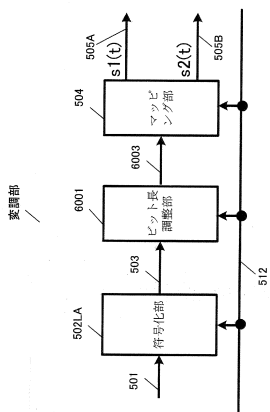
【図 58】



【図 59】

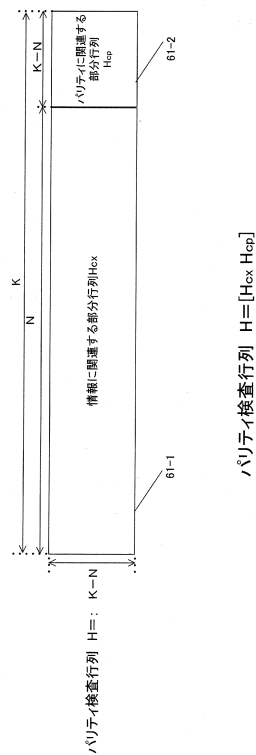


【図 60】

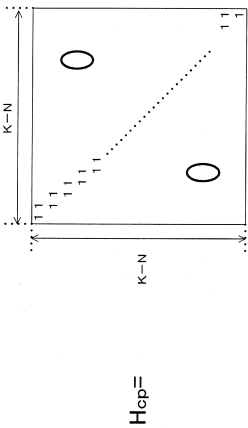




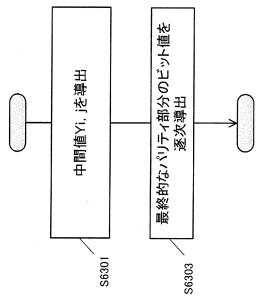
【図 6 1】



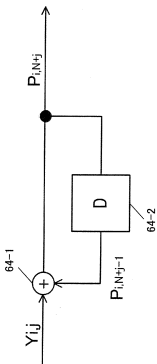
【図 6 2】



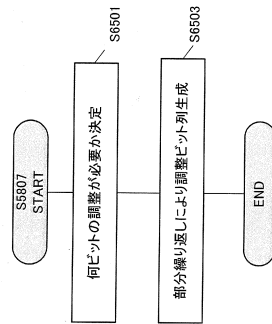
【図 6 3】



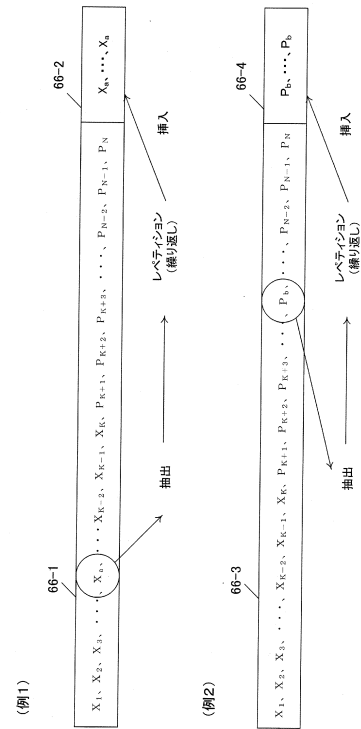
【図 6 4】



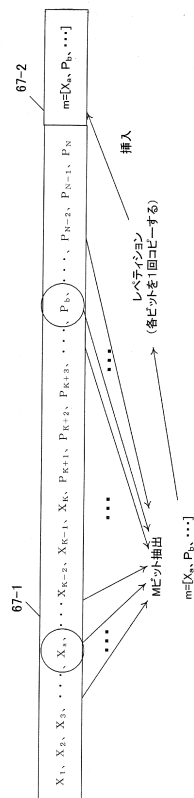
【図 65】



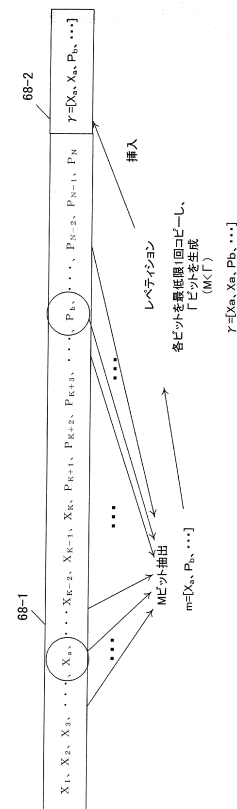
【図 66】



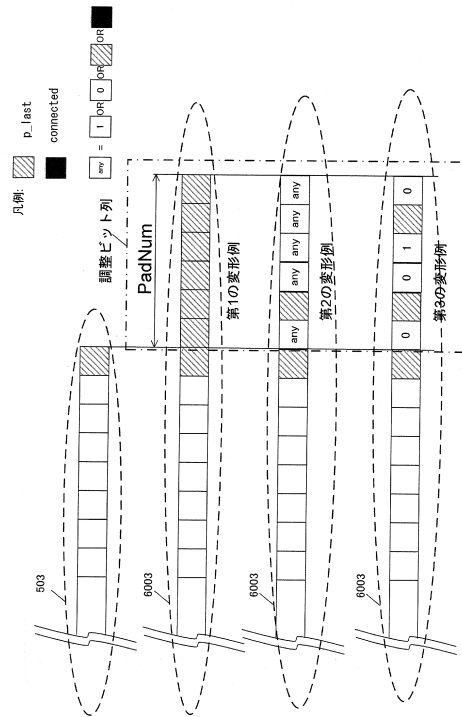
【図 67】



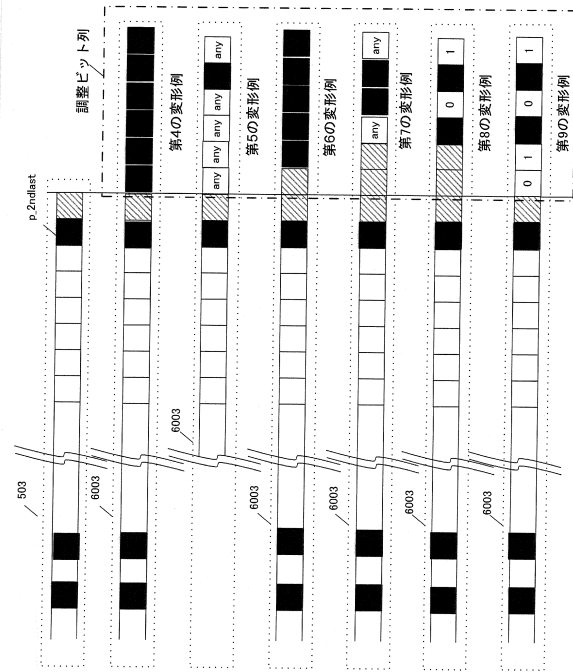
【図 68】



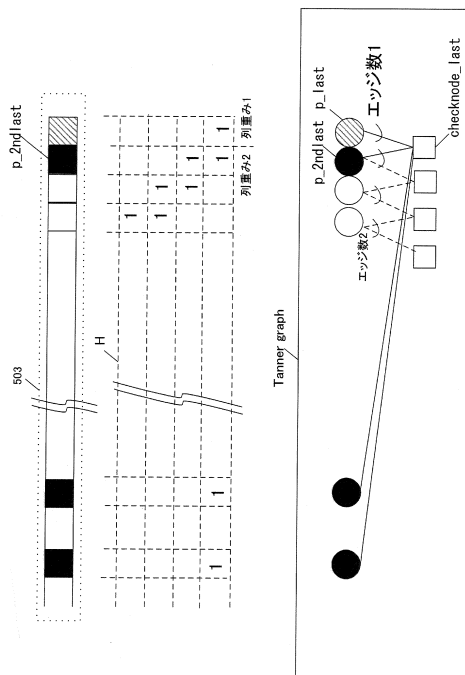
【图 6 9】



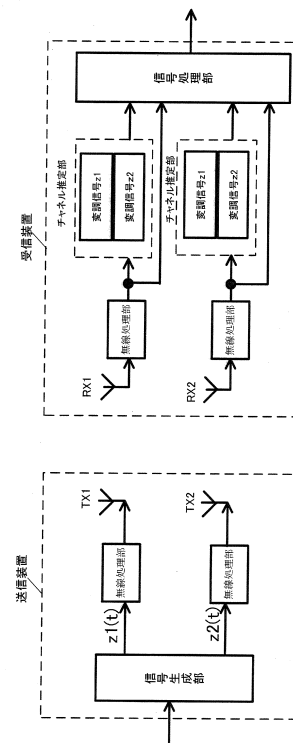
【图 7 0】



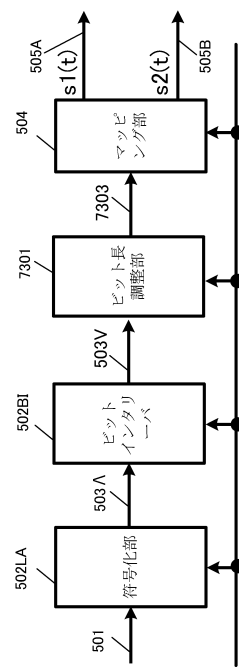
【図 7 1】



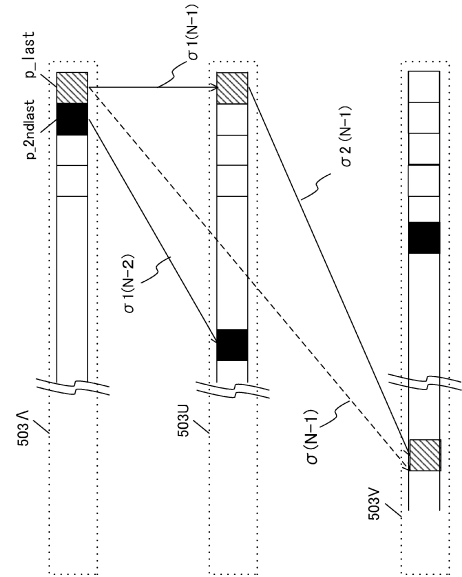
【图 7 2】



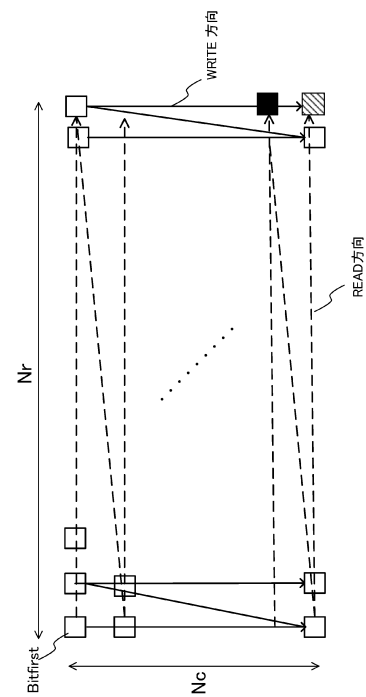
【図 7 3】



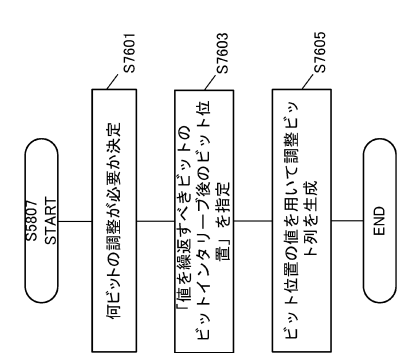
【図 7 4】



【図 7 5】

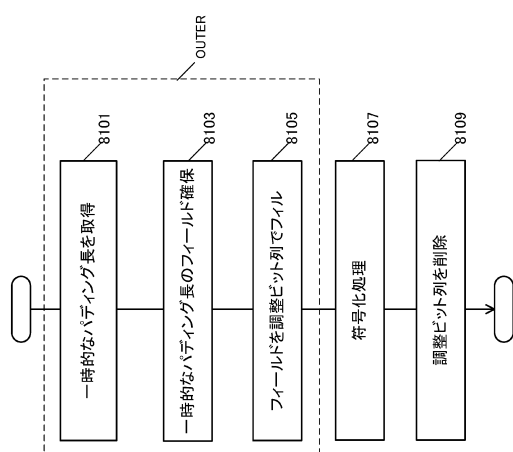


【図 7 6】

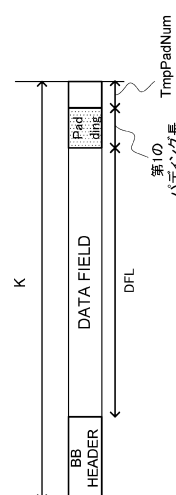




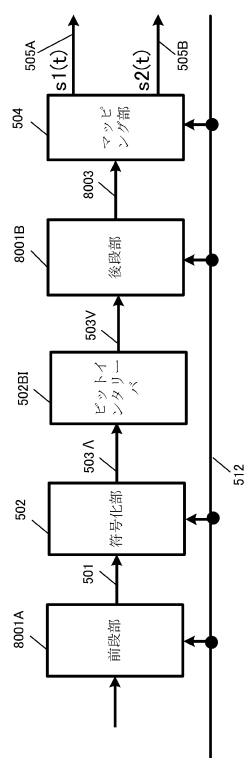
【图 8 1】



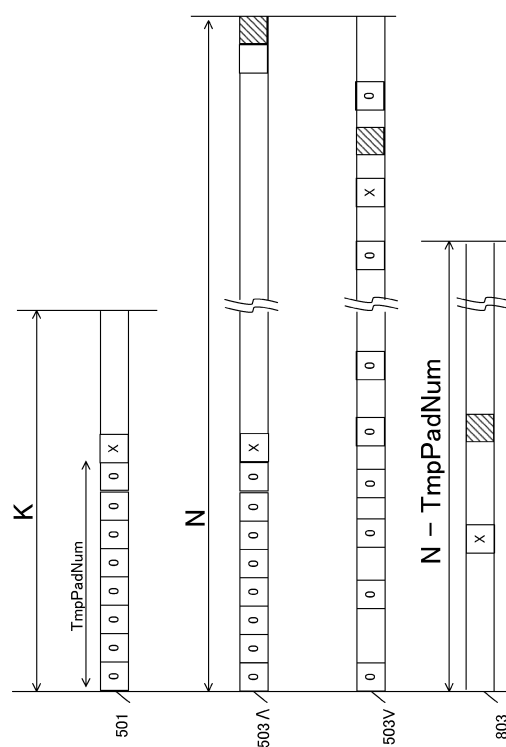
【图 8 2】



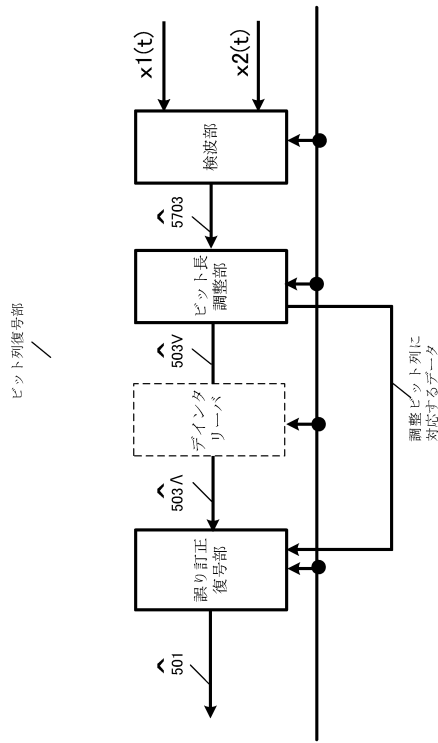
【図 8 3】



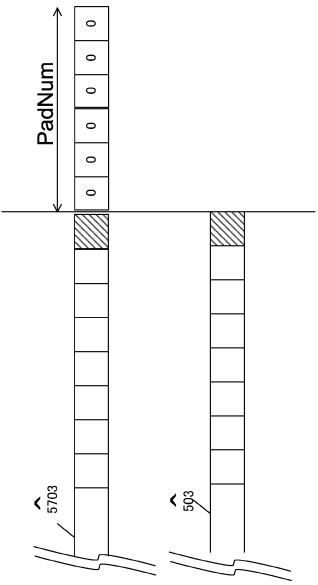
【図 8 4】



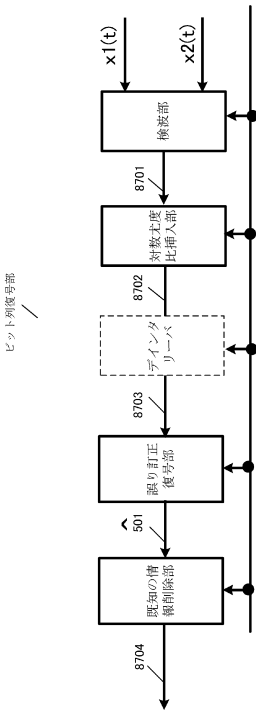
【図 8 5】



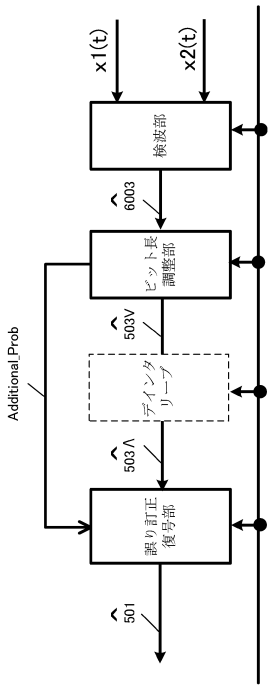
【図 8 6】



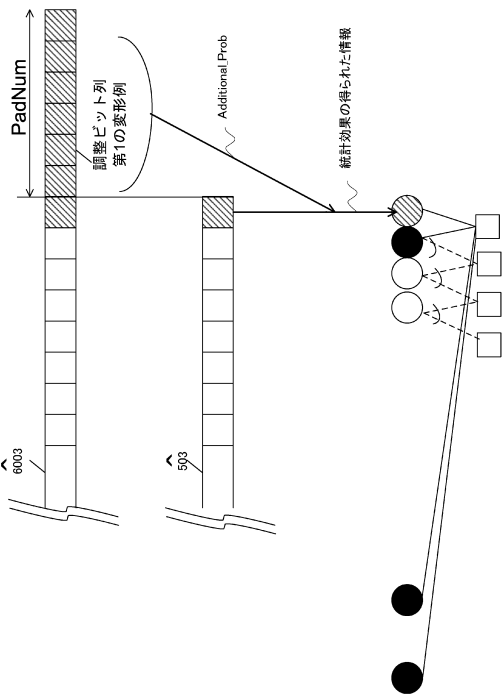
【図 8 7】



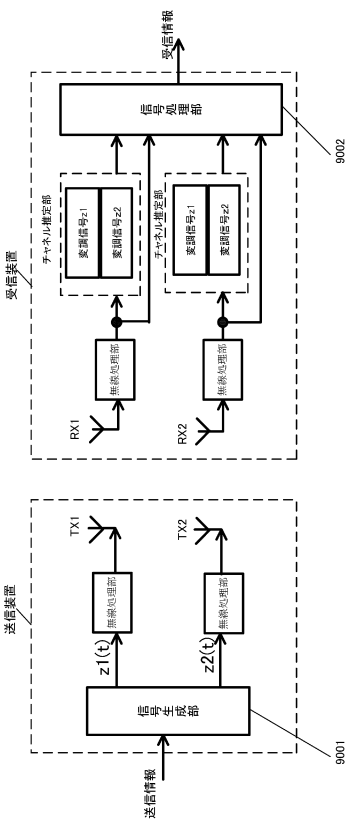
【図 8 8】



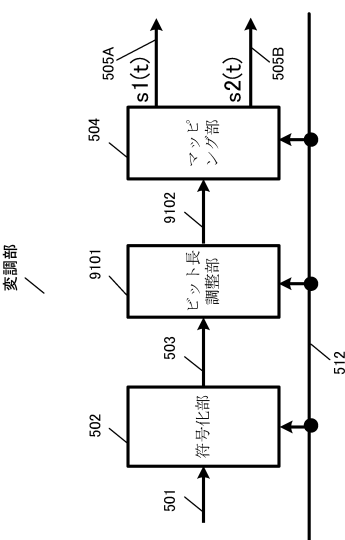
【図 8 9】



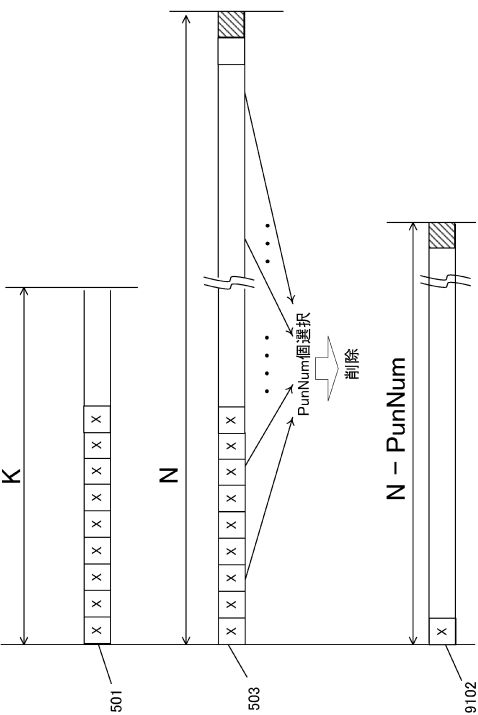
【図 9 0】



【図 9 1】

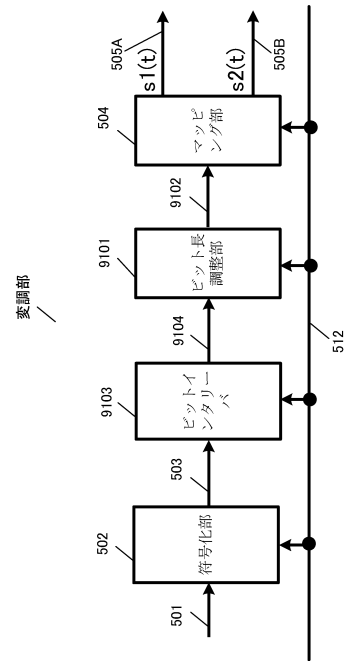


【図 9 2】

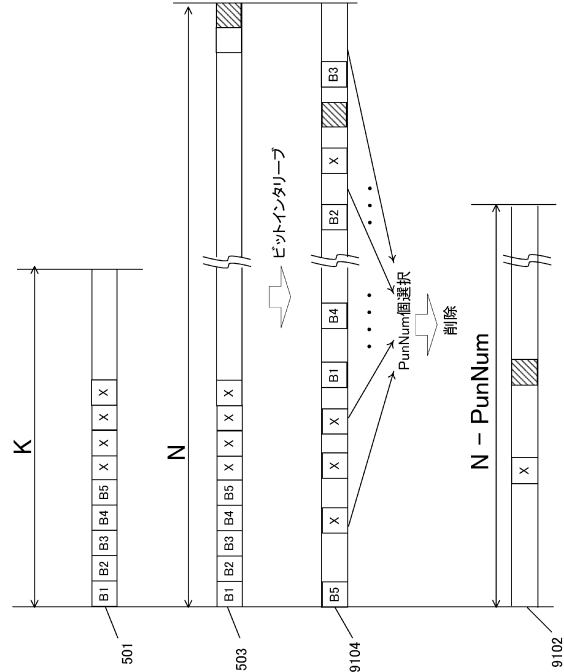




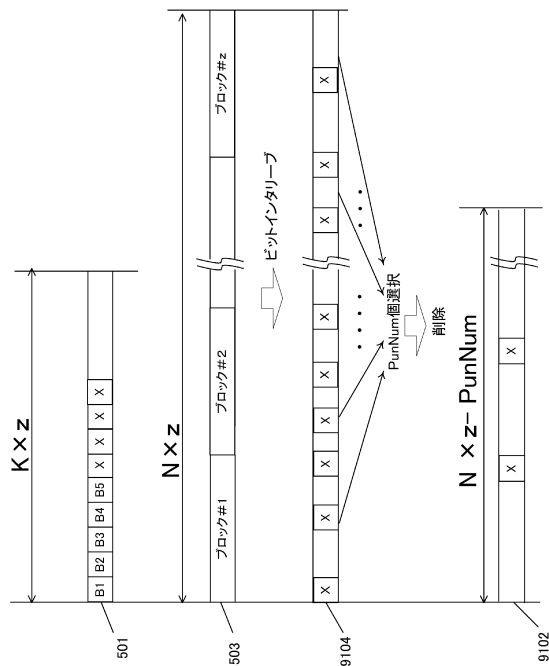
【図 9 3】



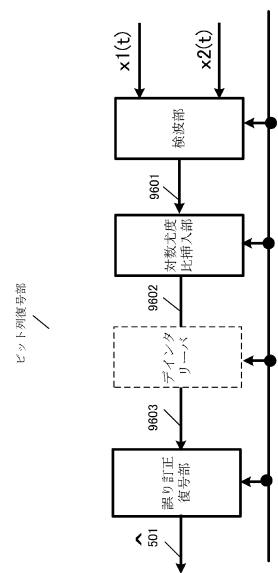
【図 9 4】



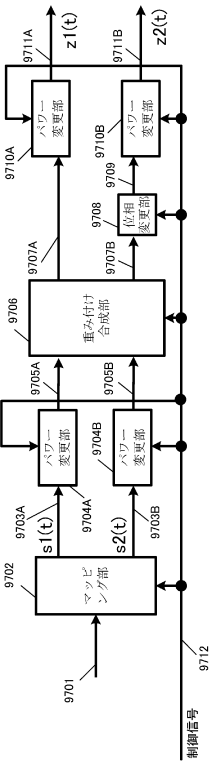
【図 9 5】



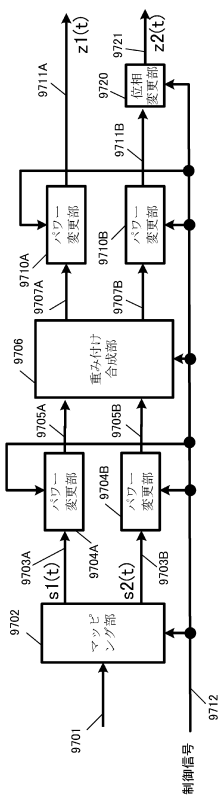
【図 9 6】



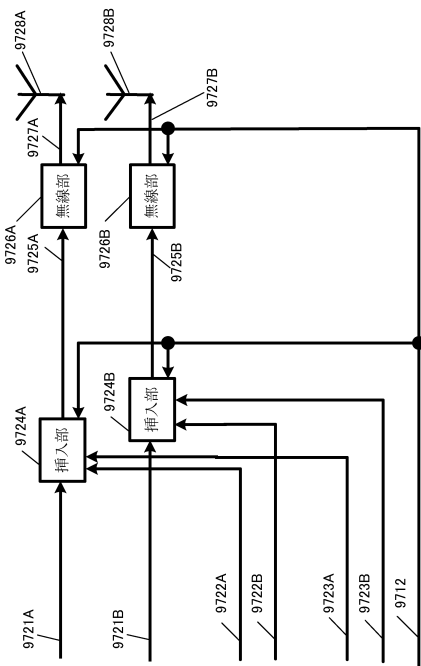
【図 97】



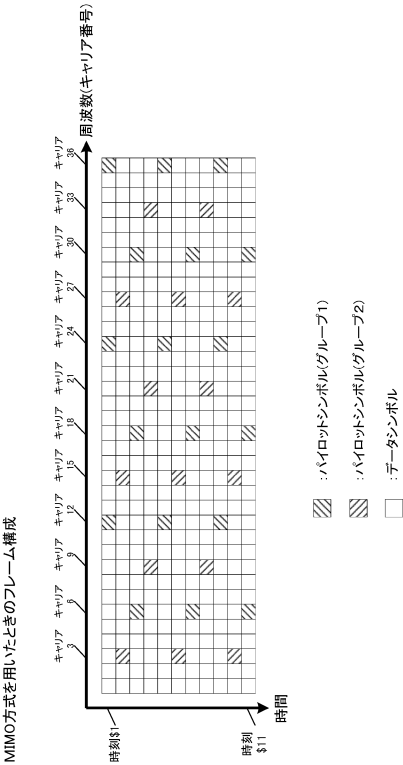
【図 98】



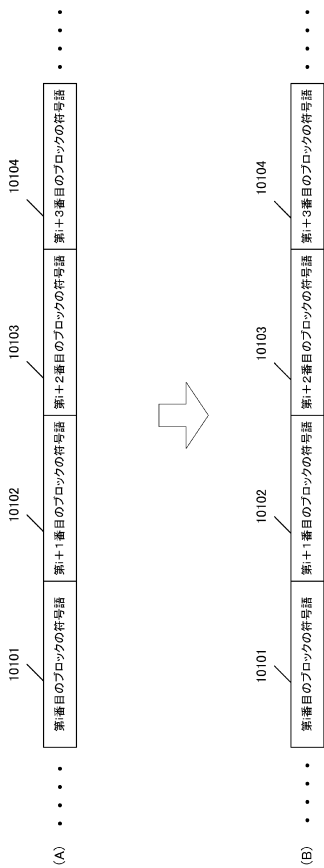
【図 99】



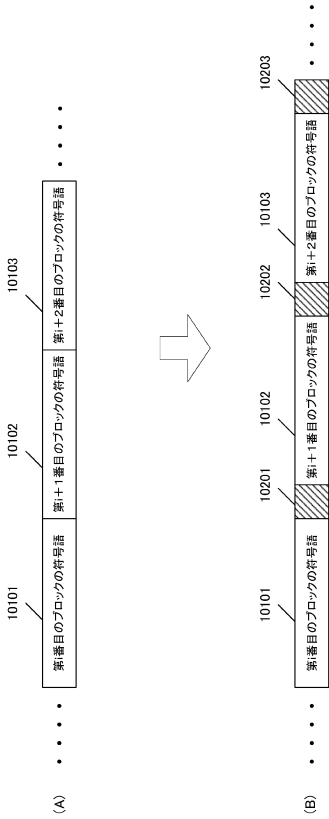
【図 100】



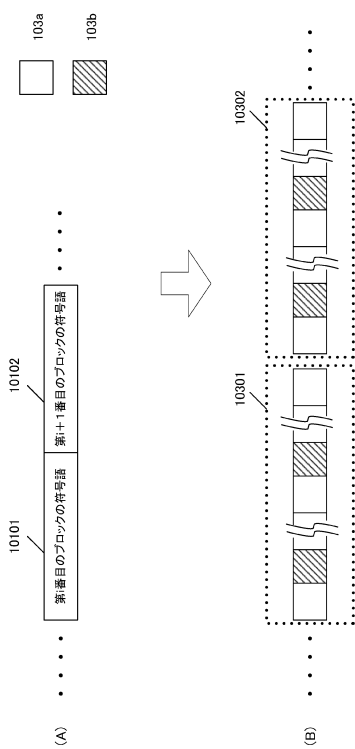
【図 1 0 1】



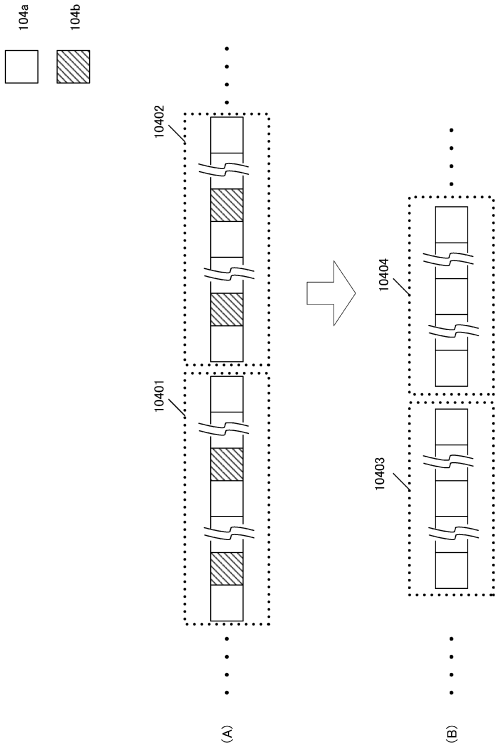
【図 1 0 2】



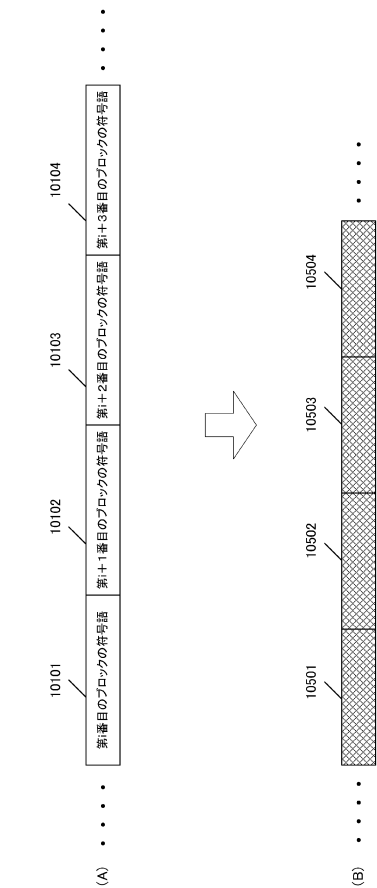
【図 1 0 3】



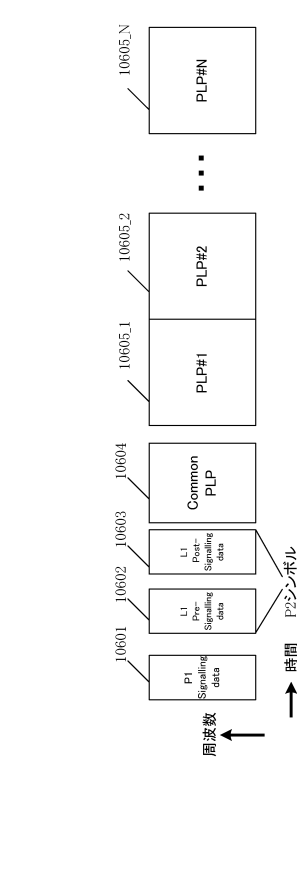
【図 1 0 4】



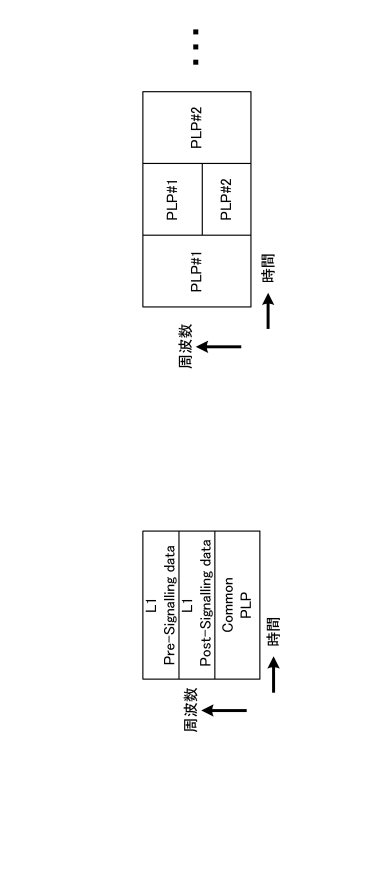
【図 105】



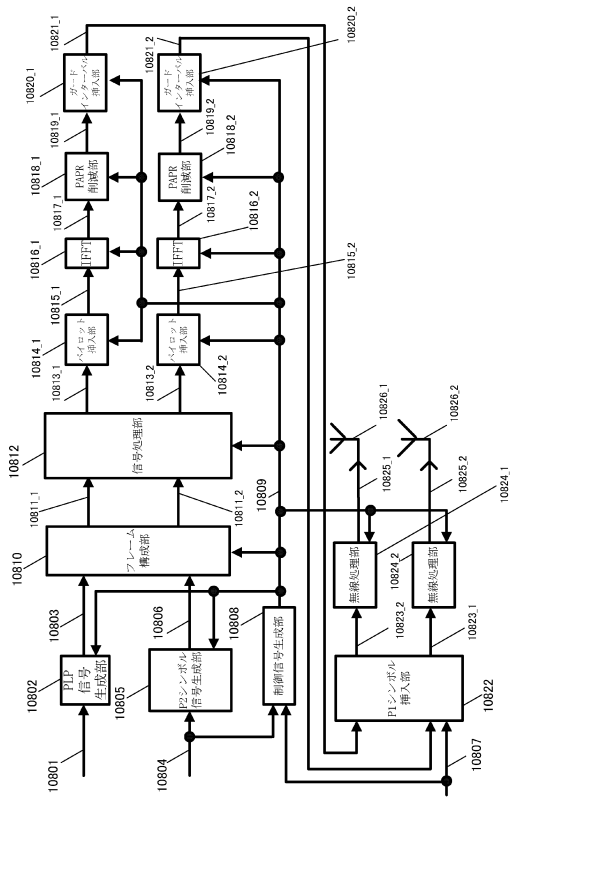
【図 106】



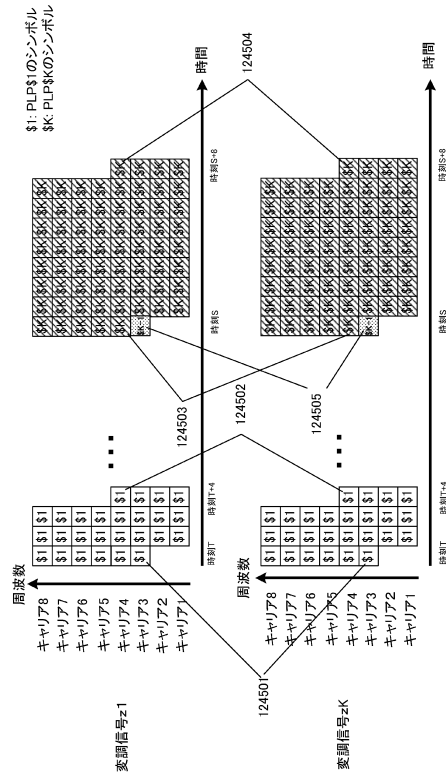
【図 107】



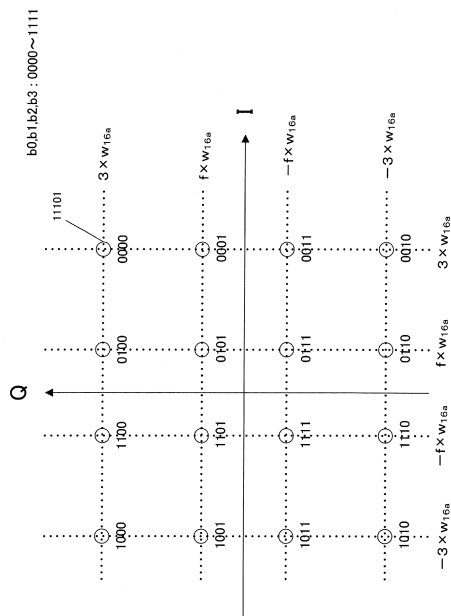
【図 108】



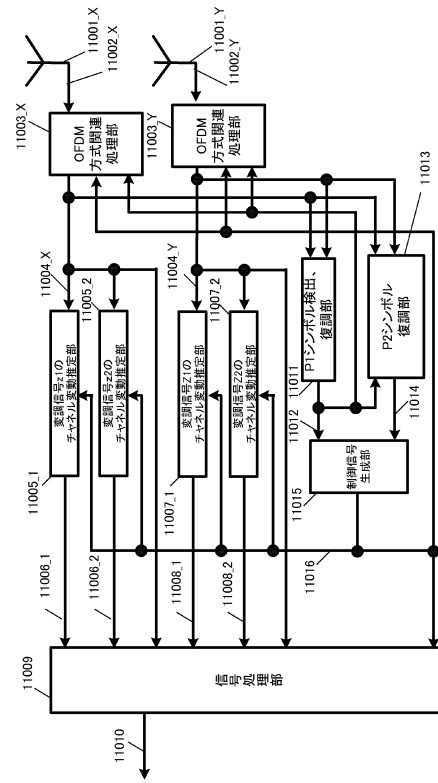
【図109】



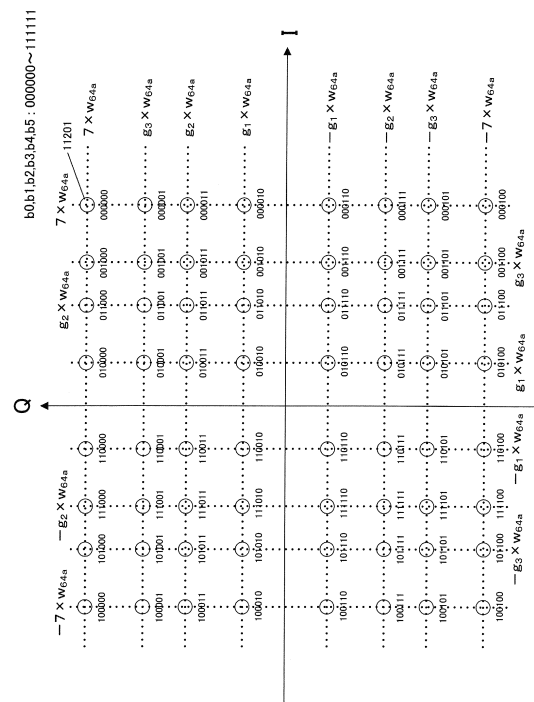
【図111】



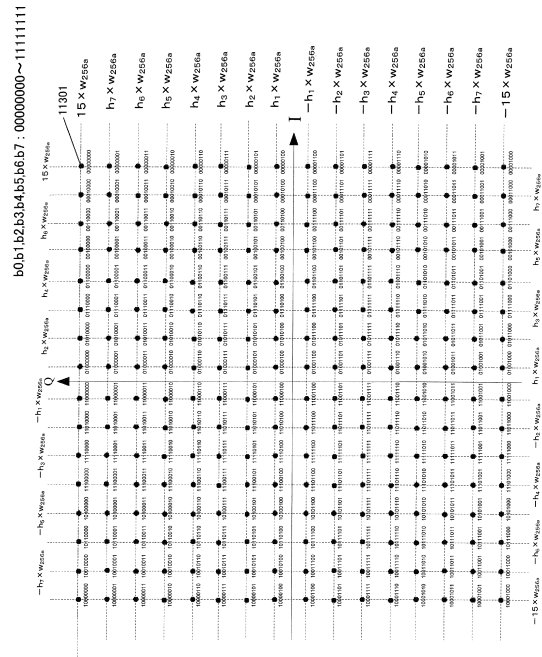
【図110】



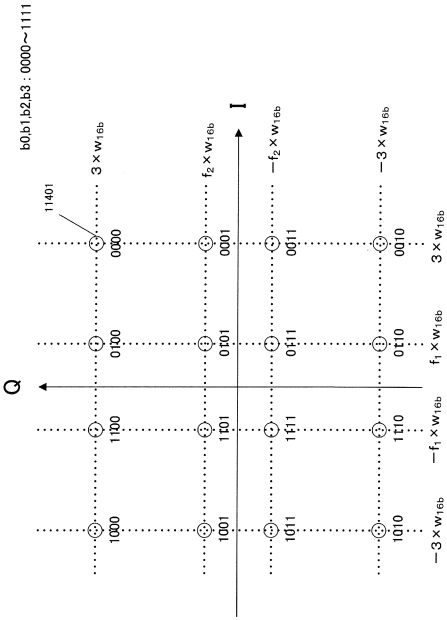
【図112】



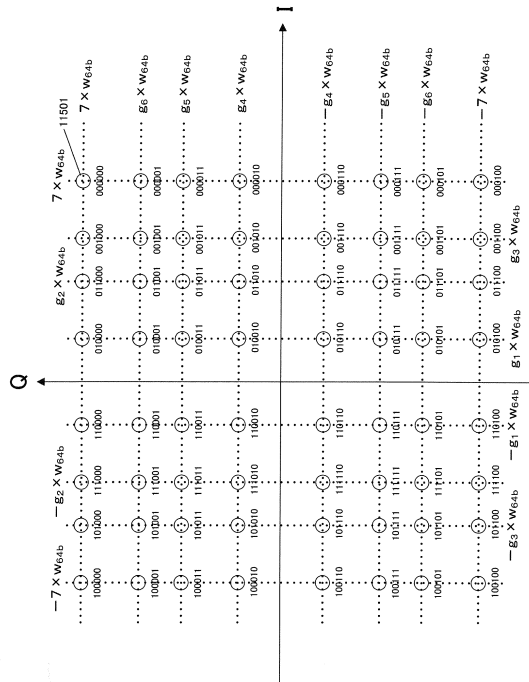
【図 1 1 3】



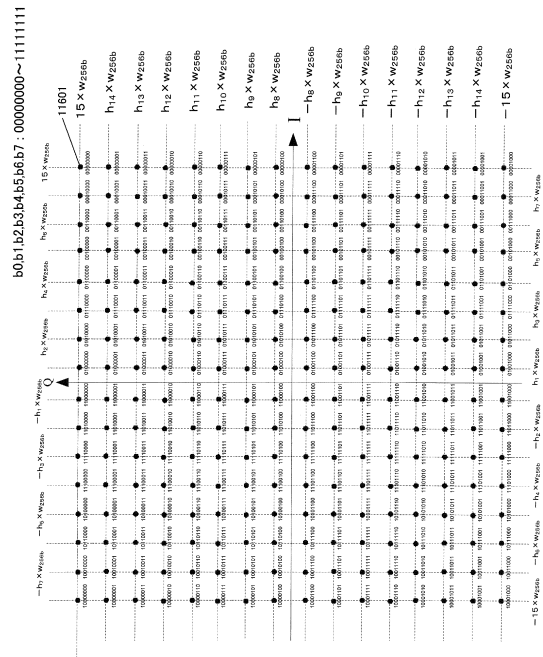
【図 1 1 4】



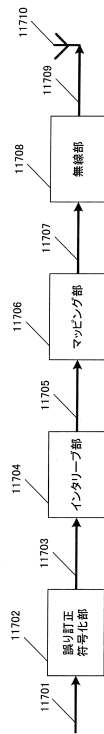
【図 1 1 5】



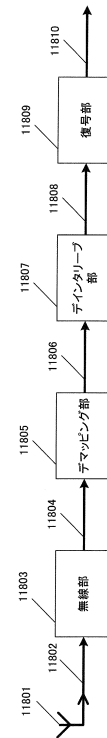
【図 1 1 6】



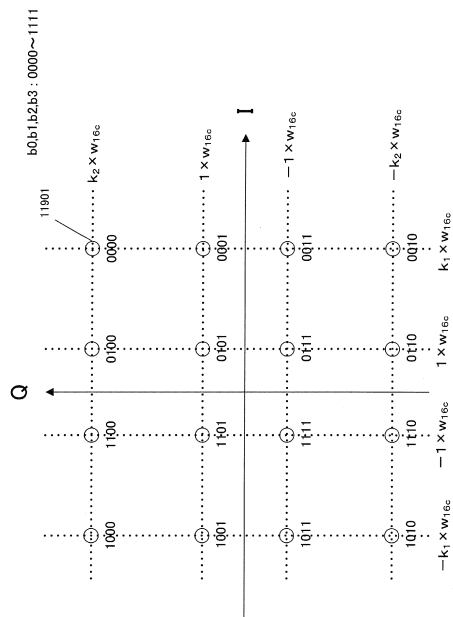
【図 1 1 7】



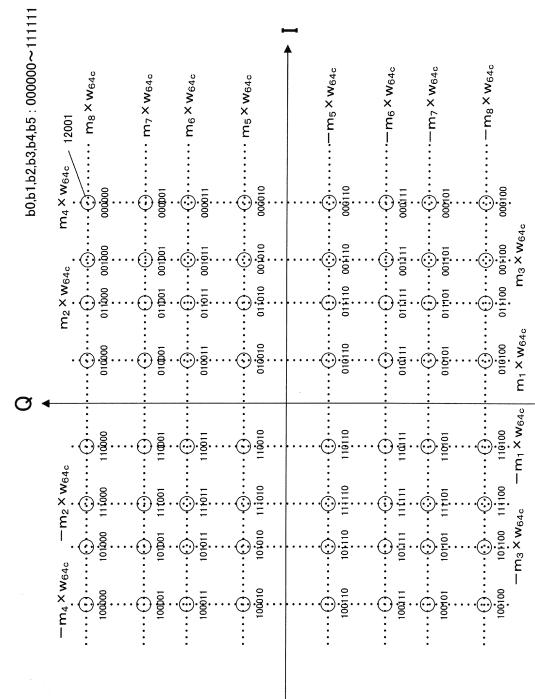
【图 1 1 8】



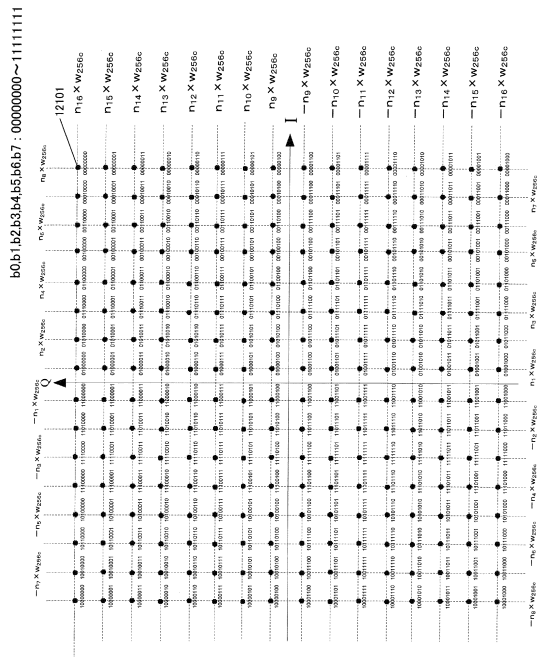
【図 1 1 9】



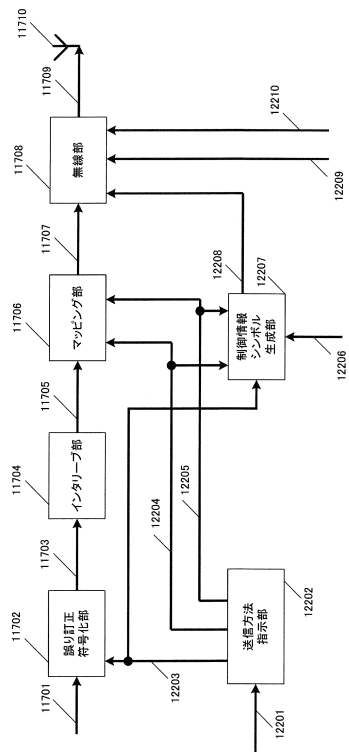
【図 1 2 0】



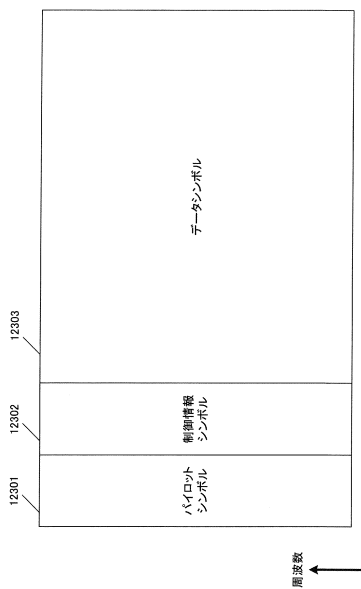
【図 1 2 1】



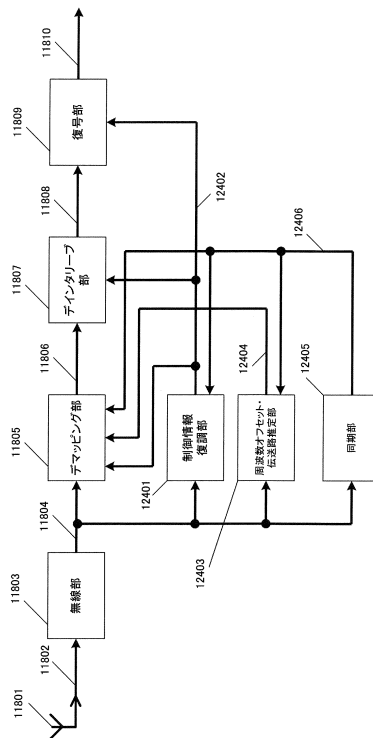
【図 1 2 2】



【図 1 2 3】

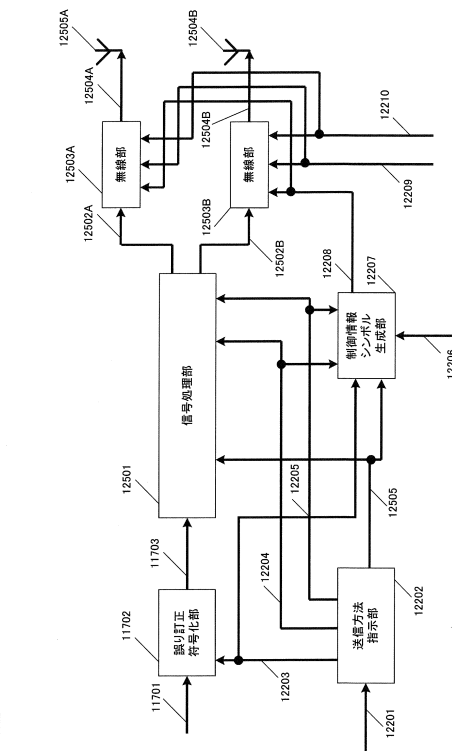


【図 1 2 4】

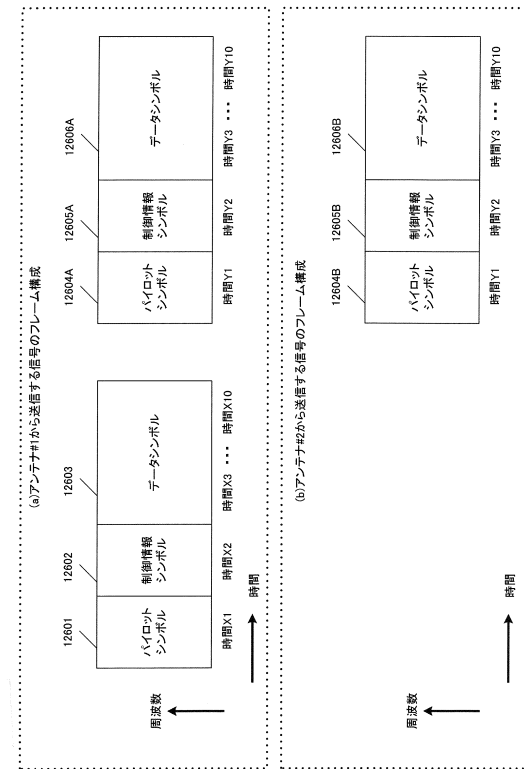




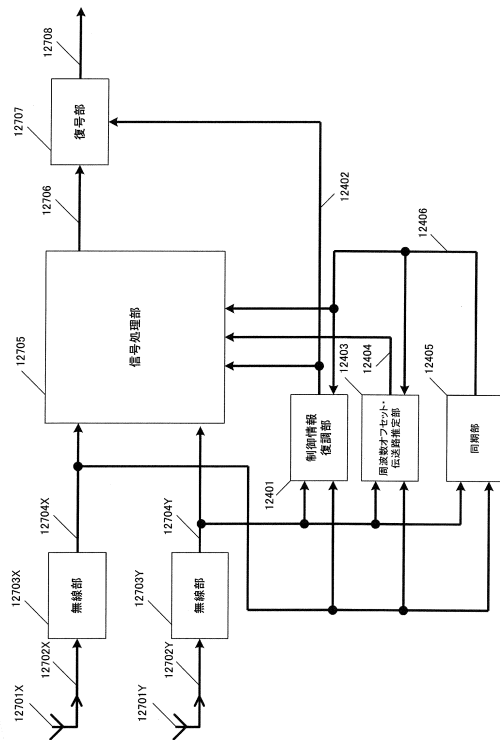
【図 1 2 5】



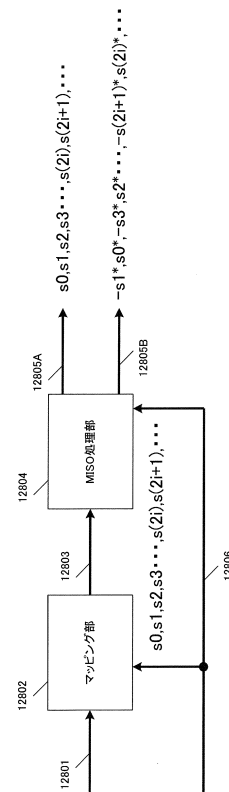
【図 1 2 6】



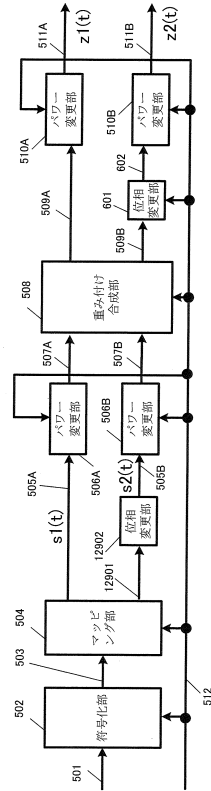
【図 1 2 7】



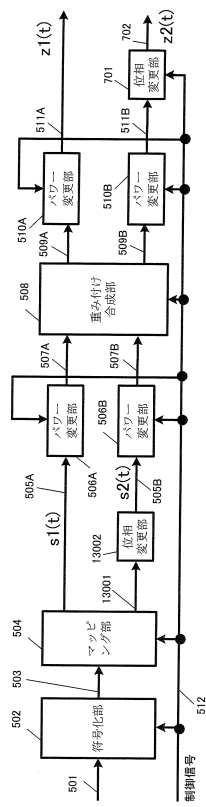
【図 1 2 8】



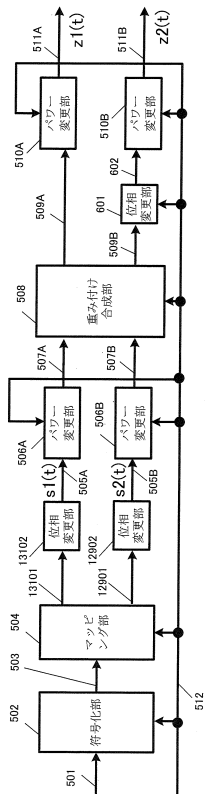
【图 1 2 9】



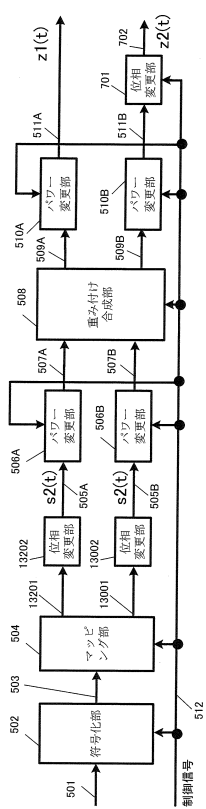
【図 1 3 0】



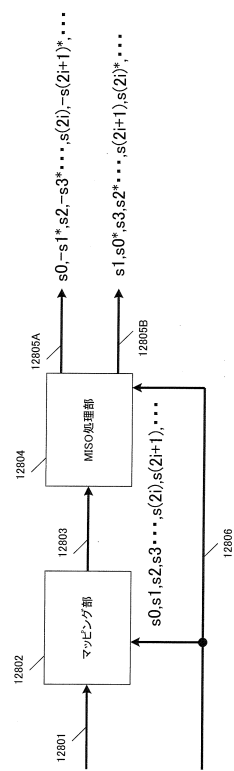
【図 1 3 1】



【図 1 3 2】



【図 133】



---

フロントページの続き

(72)発明者 大内 幹博  
大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

審査官 和平 悠希

(56)参考文献 特開2009-033696 (JP, A)  
特表2010-504012 (JP, A)  
国際公開第2002/065723 (WO, A1)  
特開2013-005124 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03M 13/19  
H03M 13/25  
H04B 7/0413  
H04L 27/00  
H04L 27/34  
IEEE Explore