

明 細 書

発明の名称： 信号生成方法及び信号生成装置

技術分野

[0001] (関連出願に関する言及) 2011年2月18日に出願された日本国特許出願2011-033771号、2011年3月9日に出願された日本国特許出願2011-051842号、2011年4月19日に出願された日本国特許出願2011-093544号及び2011年4月28日に出願された日本国特許出願2011-102101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、特にマルチアンテナを用いた通信を行う送信装置および受信装置に関する。

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、複数系列の送信データをそれぞれ変調し、各変調信号を異なるアンテナから同時に送信することで、データの通信速度を高めるようになっている。

[0003] 図23は、送信アンテナ数2、受信アンテナ数2、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。送信装置では、符号化されたデータをインタリーブし、インタリーブ後のデータを変調し、周波数変換等を行い送信信号が生成され、送信信号はアンテナから送信される。このとき、送信アンテナからそれぞれ異なる変調信号が同一時刻に同一周波数に送信する方式が空間多重MIMO方式である。

[0004] このとき、特許文献1では送信アンテナごとに異なるインタリーブパターンを具備する送信装置が提案されている。つまり、図23の送信装置において2つのインタリーブ(πa 、 πb)が互いに異なるインタリーブパターンを有していることになる。そして、受信装置において、非特許文献1、非特

許文献2に示されているように、ソフト値を用いた検波方法（図23におけるMIMO detector）を、反復して行うことによって、受信品質が向上することになる。

[0005] ところで、無線通信における実伝搬環境のモデルとして、レイリーフェージング環境で代表されるNLOS（non-line of sight）環境、ライスフェージング環境で代表されるLOS（line of sight）環境が存在する。送信装置においてシングルの変調信号を送信し、受信装置において複数のアンテナで受信した信号に対して最大比合成を行い、最大比合成後の信号に対して復調、及び復号を行う場合、LOS環境、特に、散乱波の受信電力に対する直接波の受信電力の大きさを示すライスファクタが大きい環境では、良好な受信品質を得ることができる。しかし、伝送方式（例えば、空間多重MIMO伝送方式）によっては、ライスファクタが大きくなると受信品質が劣化するという問題が発生する。（非特許文献3参照）

図24の（A）（B）は、レイリーフェージング環境、及びライスファクタ $K=3$ 、 10 、 16 dBのライスフェージング環境において、LDPC（low-density parity-check）符号化されたデータを 2×2 （2アンテナ送信、2アンテナ受信）空間多重MIMO伝送した場合のBER（Bit Error Rate）特性（縦軸：BER、横軸：SNR（signal-to-noise power ratio））のシミュレーション結果の一例を示している。図24の（A）は、反復検波を行わないMax-log-APP（非特許文献1、非特許文献2参照）（APP: a posterior probability）のBER特性、図24の（B）は、反復検波を行ったMax-log-APP（非特許文献1、非特許文献2参照）（反復回数5回）のBER特性を示している。図24（A）（B）からわかるように、反復検波を行う、または行わないに関係なく、空間多重MIMOシステムでは、ライスファクタが大きくなると受信品質が劣化することが確認できる。このことから、「空間多重MIMOシス

テムでは、伝搬環境が安定的になると受信品質が劣化する」という従来のシングルの変調信号を送信するシステムにはない、空間多重MIMOシステム固有の課題をもつことがわかる。

[0006] 放送やマルチキャスト通信は、いろいろな伝播環境に対応しなければならないサービスであり、ユーザが所持する受信機と放送局との間の電波伝搬環境はLOS環境であることは当然ありうる。前述の課題をもつ空間多重MIMOシステムを、放送やマルチキャスト通信に用いた場合、受信機において、電波の受信電界強度は高いが、受信品質の劣化によりサービスを受けることができない、という現象が発生する可能性がある。つまり、空間多重MIMOシステムを放送やマルチキャスト通信で用いるには、NLOS環境、及びLOS環境のいずれの場合においても、ある程度の受信品質が得られるMIMO伝送方式の開発が望まれる。

[0007] 非特許文献8では、通信相手からのフィードバック情報からプリコーディングに用いるコードブック（プリコーディング行列（プリコーディングウェイト行列ともいう））を選択する方法について述べられているが、上記のように、放送やマルチキャスト通信のように、通信相手からのフィードバック情報が得られない状況において、プリコーディングを行う方法については全く記載されていない。

[0008] 一方、非特許文献4では、フィードバック情報が無い場合にも適用することができる、時間とともに、プリコーディング行列を切り替える方法について述べられている。この文献では、プリコーディングに用いる行列として、ユニタリ行列を用いること、また、ユニタリ行列をランダムに切り替えることについて述べられているが、上記で示したLOS環境での受信品質の劣化に対する適用方法については全く記載されていなく、単にランダムに切り替えることのみが記載されている。当然であるが、LOS環境の受信品質の劣化を改善するためのプリコーディング方法、および、プリコーディング行列の構成方法に関する記述は一切されていない。

先行技術文献

特許文献

[0009] 特許文献1：国際公開第2005/050885号

非特許文献

[0010] 非特許文献1：“Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel” IEEE Transaction on communications, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, March 2003.

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：“BER performance evaluation in 2x2 MIMO spatial multiplexing systems under Rician fading channels,” IEICE Trans. Fundamentals, vol. E91-A, no. 10, pp. 2798-2807, Oct. 2008.

非特許文献4：“Turbo space-time codes with time varying linear transformations,” IEEE Trans. Wireless communications, vol. 6, no. 2, pp. 486-493, Feb. 2007.

非特許文献5：“Likelihood function for QR-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance,” IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no. 1, pp. 47-57, Jan. 2004.

非特許文献6:「Shannon限界への道標: “Parallel concatenated (Turbo) coding”, “Turbo (iterative) decoding” とその周辺」電子情報通信学会、信学技法IT98-51

非特許文献7: “Advanced signal processing for PLCs: Wavelet-OFDM,” Proc. of IEEE International symposium on ISPLC 2008, pp. 187-192, 2008.

非特許文献8: D. J. Love, and R. W. Heath, Jr., “Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 51, no. 8, pp. 2967-1976, Aug. 2005.

非特許文献9: 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10: L. Vangelista, N. Benvenuto, and S. Tomasin, “Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2,” IEEE Commun. Magazine, vo. 47, no. 10, pp. 146-153, Oct. 2009.

非特許文献11: T. Ohgane, T. Nishimura, and Y. Ogawa, “Application of space division multiplexing and those pe

rformance in a MIMO channel,” *IEEE Trans. Commun.*, vo. 88-B, no. 5, pp. 1843–1851, May 2005.

非特許文献12: R. G. Gallager, “Low-density parity-check codes,” *IRE Trans. Inform. Theory*, IT-8, pp-21–28, 1962.

非特許文献13: 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14: ETSI EN 302 307, “Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications, “ v. 1.1.2, June 2006.

非特許文献15: Y. -L. Ueng, and C. -C. Cheng, “a fast-convergence decoding method and memory-efficient VLSI decoder architecture for irregular LDPC codes in the IEEE 802.16e standards,” *IEEE VTC-2007 Fall*, pp. 1255–1259.

非特許文献16: S. M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wire

less communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct 1998.

非特許文献17: V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," IEEE J. Select. Areas 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

[0011] 本発明は、LOS環境における受信品質を改善することが可能なMIMOシステムを提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0012] 本発明に係る信号生成方法は、複数のベースバンド信号から同一の周波数帯域かつ同一の時刻に送信される複数のベースバンド信号から同一の周波数帯域かつ同一の時刻に送信される複数の信号を生成する信号生成方法であって、第1の複数ビットから生成された第1のベースバンド信号 s_1 と第2の複数ビットから生成された第2のベースバンド信号 s_2 との両方に対して位相変更を行い、位相変更後の第1のベースバンド信号 s_1' と位相変更後の第2のベースバンド信号 s_2' とを生成し、前記位相変更後の第1のベースバンド信号 s_1' を u 倍し、前記位相変更後の第2のベースバンド信号 s_2' を v 倍し、 u と v とは互いに異なる実数であり、前記位相変更後の第1のベースバンド信号 s_1' を u 倍した信号と、前記位相変更後の第2のベースバンド信号 s_2' を v 倍した信号とに対して、所定の行列 F に応じた重み付け合成を行い、第1の重み付け合成信号 z_1 と第2の重み付け合成信号 z_2 を、前記同一の周波数帯域かつ同一の時刻に送信される複数の信号として生成し、前記第1の重み付け合成信号 z_1 及び前記第2の重み付け合成信号 z_2

は、 $(z_1, z_2) \cdot T = F(u \times s_1', v \times s_2')$ T を満たし、前記 u 倍された第 1 のベースバンド信号 s_1 及び前記 v 倍された第 2 のベースバンド信号 s_2 に対して施される位相変更量は、それぞれ N 個の位相変更量の候補を切り替えながら選択された一つの位相変更量であり、前記 N 個の位相変更量のそれぞれは、所定の期間内で少なくとも一回選択されることを特徴とする。

[0013] また、本発明に係る信号生成装置は、複数のベースバンド信号から同一の周波数帯域かつ同一の時刻に送信される複数の信号を生成する信号生成装置であって、第 1 の複数ビットから生成された第 1 のベースバンド信号 s_1 と第 2 の複数ビットから生成された第 2 のベースバンド信号 s_2 の両方に対して位相変更を行い、位相変更後の第 1 のベースバンド信号 s_1' と位相変更後の第 2 のベースバンド信号 s_2' とを生成する位相変更部と、前記位相変更後の第 1 のベースバンド信号 s_1' を u 倍し、前記位相変更後の第 2 のベースバンド信号 s_2' を v 倍し、 u と v とは互いに異なる実数であるパワー変更部と、前記位相変更後の第 1 のベースバンド信号 s_1' を u 倍した信号と変更部と、前記位相変更後の第 2 のベースバンド信号 s_2' を v 倍した信号とに対し

て、所定の行列 F に応じた重み付け合成を行い、第 1 の重み付け合成信号 z_1 と第 2 の重み付け合成信号 z_2 を、前記同一の周波数帯域かつ同一の時刻に送信される複数の信号として生成する重み付け合成部とを備え、前記第 1 の重み付け合成信号 z_1 及び前記第 2 の重み付け合成信号 z_2 は、 $(z_1, z_2) \cdot T = F(u \times s_1', v \times s_2')$ T を満たし、前記 u 倍された第 1 のベースバンド信号 s_1 及び前記 v 倍された第 2 のベースバンド信号 s_2 に対して施される位相変更量は、それぞれ N 個の位相変更量の候補を切り替えながら選択された一つの位相変更量であり、前記 N 個の位相変更量の候補のそれぞれは、所定の期間内で少なくとも一回選択されることを特徴とする。

発明の効果

[0014] このように本発明によれば、LOS 環境における受信品質の劣化を改善する信号生成方法、信号生成装置を提供することができるため、放送やマルチ

キャスト通信において見通し内のユーザに対して、品質の高いサービスを提供することができる。

図面の簡単な説明

- [0015] [図1]空間多重M I M O伝送システムにおける送受信装置の構成の例
- [図2]フレーム構成の一例
- [図3]位相変更方法適用時の送信装置の構成の例
- [図4]位相変更方法適用時の送信装置の構成の例
- [図5]フレーム構成の例
- [図6]位相変更方法の例
- [図7]受信装置の構成例
- [図8]受信装置の信号処理部の構成例
- [図9]受信装置の信号処理部の構成例
- [図10]復号処理方法
- [図11]受信状態の例
- [図12]位相変更方法適用時の送信装置の構成の例
- [図13]位相変更方法適用時の送信装置の構成の例
- [図14]フレーム構成の例
- [図15]フレーム構成の例
- [図16]フレーム構成の例
- [図17]フレーム構成の例
- [図18]フレーム構成の例
- [図19]マッピング方法の一例
- [図20]マッピング方法の一例
- [図21]重み付け合成部の構成の例
- [図22]シンボルの並び換え方法の一例
- [図23]空間多重M I M O伝送システムにおける送受信装置の構成の例
- [図24]B E R特性例
- [図25]位相変更方法の例

[図26]位相変更方法の例

[図27]位相変更方法の例

[図28]位相変更方法の例

[図29]位相変更方法の例

[図30]高い受信品質が得られる変調信号のシンボル配置例

[図31]高い受信品質が得られる変調信号のフレーム構成例

[図32]高い受信品質が得られる変調信号のシンボル配置例

[図33]高い受信品質が得られる変調信号のシンボル配置例

[図34]ブロック符号を用いた場合の1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化例

[図35]ブロック符号を用いた場合の2つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化例

[図36]デジタル放送用システムの全体構成図

[図37]受信機の構成例を示すブロック図

[図38]多重化データの構成を示す図

[図39]各ストリームが多重化データにおいてどのように多重化されているかを模式的に示す図

[図40]PESパケット列に、ビデオストリームがどのように格納されているかを示す詳細図

[図41]多重化データにおけるTSパケットとソースパケットの構造を示す図

[図42]PMTのデータ構成を示す図

[図43]多重化データ情報の内部構成を示す図

[図44]ストリーム属性情報の内部構成を示す図

[図45]映像表示、音声出力装置の構成図

[図46]通信システムの構成の一例

[図47]高い受信品質が得られる変調信号のシンボル配置例

[図48]高い受信品質が得られる変調信号のシンボル配置例

[図49]高い受信品質が得られる変調信号のシンボル配置例

[図50] 高い受信品質が得られる変調信号のシンボル配置例

[図51] 送信装置の構成の例

[図52] 送信装置の構成の例

[図53] 送信装置の構成の例

[図54] 送信装置の構成の例

[図55] ベースバンド信号入れ替え部を示す図

[図56] 送信装置の構成の例

[図57] 分配部の動作の一例

[図58] 分配部の動作の別例

[図59] 基地局及び端末の関係を示す通信システムの一例

[図60] 送信信号の周波数割り当ての一例

[図61] 送信信号の周波数割り当ての一例

[図62] 基地局と、中継器と、端末の関係を示す通信システムの一例

[図63] 基地局からの送信信号の周波数割り当ての一例

[図64] 中継器からの送信信号の周波数割り当ての一例

[図65] 中継器の受信部と送信部の構成の一例

[図66] 基地局が送信する信号のデータフォーマットの一例

[図67] 送信装置の構成の例

[図68] ベースバンド信号入れ替え部を示す図

[図69] 重み付け、ベースバンド信号の入れ替え、位相変更方法の一例

[図70] OFDM方式を用いた送信装置の構成の例

[図71] フレーム構成の例

[図72] 変調方式に応じたスロット数と位相変更値の例

[図73] 変調方式に応じたスロット数と位相変更値の例

[図74] 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

概要

[図75] 同一時刻に2種類以上の信号が存在する例

[図76] 送信装置の構成の例

[図77] フレーム構成の例

[図78] フレーム構成の例

[図79] フレーム構成の例

[図80] I - Q平面における 16 QAMの場合の信号点配置の例

[図81] I - Q平面における QPSKの場合の信号点配置の例

[図82] 受信装置が得た対数尤度比の絶対値を模式的に示す例

[図83] 受信装置が得る対数尤度比の絶対値の好適な例

[図84] 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図85] 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図86] I - Q平面における 64 QAMの場合の信号点配置の例

[図87] 時間毎の変調方式、パワー変更値、位相変更値の設定例

[図88] 時間毎の変調方式、パワー変更値、位相変更値の設定例

[図89] 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図90] 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図91] 時間毎の変調方式、パワー変更値、位相変更値の設定例

[図92] 時間毎の変調方式、パワー変更値、位相変更値の設定例

[図93] 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図94] I - Q平面における 16 QAM及び QPSKの信号点配置の例

[図95] I - Q平面における 16 QAM及び QPSKの信号点配置の例

発明を実施するための形態

[0016] 以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

(実施の形態 1)

本実施の形態の送信方法、送信装置、受信方法、受信装置について詳しく説明する。

[0017] 本説明を行う前に、従来システムである空間多重MIMO伝送システムにおける、送信方法、復号方法の概要について説明する。

[0018] $N_t \times N_r$ 空間多重MIMOシステムの構成を図1に示す。情報ベクトル z は、符号化およびインタリーブが施される。そして、インタリーブの出力と

して、符号化後ビットのベクトル $\mathbf{u} = (u_1, \dots, u_{N_t})$ が得られる。ただし、 $u_i = (u_{i1}, \dots, u_{iM})$ とする (M : シンボル当たりの送信ビット数)。送信ベクトル $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_{N_t})^T$ とすると送信アンテナ # i から送信信号 $s_i = \text{map}(u_i)$ とあらし、送信エネルギーを正規化すると $E\{|\mathbf{s}|^2\} = E_s / N_t$ とあらわされる (E_s : チャネル当たりの総エネルギー)。そして、受信ベクトルを $\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_{N_r})^T$ とすると、式 (1) のようにあらわされる。

[0019] [数1]

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= (y_1, \dots, y_{N_r})^T \\ &= \mathbf{H}_{N_t N_r} \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad \dots \text{式 (1)}$$

[0020] このとき、 $\mathbf{H}_{N_t N_r}$ はチャネル行列、 $\mathbf{n} = (n_1, \dots, n_{N_r})^T$ はノイズベクトルであり、 n_i は平均値 0、分散 σ^2 の i. i. d. 複素ガウス雑音である。受信機で導入する送信シンボルと受信シンボルの関係から、受信ベクトルに関する確率は、式 (2) のように多次元ガウス分布で与えることができる。

[0021] [数2]

$$p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N_r}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2\right) \quad \dots \text{式 (2)}$$

[0022] ここで、outer soft-in/soft-out デコーダと MIMO 検波からなる図 1 のような反復復号を行う受信機を考える。図 1 における対数尤度比のベクトル (L-value) は式 (3) - (5) のようにあらわされる。

[0023]

[数3]

$$L(\mathbf{u}) = \left(L(u_1), \Lambda, L(u_{N_t}) \right) \quad \cdots \text{式 (3)}$$

[0024] [数4]

$$L(\mathbf{u}_i) = \left(L(u_{i1}), \Lambda, L(u_{iM}) \right) \quad \cdots \text{式 (4)}$$

[0025] [数5]

$$L(u_{ij}) = \ln \frac{P(u_{ij} = +1)}{P(u_{ij} = -1)} \quad \cdots \text{式 (5)}$$

[0026] <反復検波方法>

ここでは、 $N_t \times N_r$ 空間多重MIMOシステムにおけるMIMO信号の反復検波について述べる。

u_{mn} の対数尤度比を式 (6) のように定義する。

[0027] [数6]

$$L(\mathbf{u}_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{P(\mathbf{u}_{mn} = +1 | \mathbf{y})}{P(\mathbf{u}_{mn} = -1 | \mathbf{y})} \quad \cdots \text{式 (6)}$$

[0028] ベイズの定理より、式 (6) は、式 (7) のようにあらわすことができる。

[0029]

[数7]

$$\begin{aligned}
L(u_{mn} | y) &= \ln \frac{p(y | u_{mn} = +1)P(u_{mn} = +1)/p(y)}{p(y | u_{mn} = -1)P(u_{mn} = -1)/p(y)} \\
&= \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \ln \frac{p(y | u_{mn} = +1)}{p(y | u_{mn} = -1)} \\
&= \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \ln \frac{\sum_{U_{mn,+1}} p(y | u)p(u | u_{mn})}{\sum_{U_{mn,-1}} p(y | u)p(u | u_{mn})} \quad \dots \text{式 (7)}
\end{aligned}$$

[0030] ただし、 $U_{mn, \pm 1} = \{u | u_{mn} = \pm 1\}$ とする。そして、 $\ln \sum a_j \sim \max \ln a_j$ で近似すると式 (7) は式 (8) のように近似することができる。なお、上の「 $\sim$ 」の記号は近似を意味する。

[0031] [数8]

$$\begin{aligned}
L(u_{mn} | y) &\approx \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \max_{U_{mn,+1}} \{ \ln p(y | u) + P(u | u_{mn}) \} \\
&\quad - \max_{U_{mn,-1}} \{ \ln p(y | u) + P(u | u_{mn}) \} \\
&\quad \dots \text{式 (8)}
\end{aligned}$$

[0032] 式 (8) における $P(u | u_{mn})$ と $\ln P(u | u_{mn})$ は以下のようにあらわされる。

[0033]

[数9]

$$\begin{aligned}
 P(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn}) &= \prod_{(ij) \neq (mn)} P(\mathbf{u}_{ij}) \\
 &= \prod_{(ij) \neq (mn)} \frac{\exp\left(\frac{\mathbf{u}_{ij} L(\mathbf{u}_{ij})}{2}\right)}{\exp\left(\frac{L(\mathbf{u}_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(\mathbf{u}_{ij})}{2}\right)} \quad \dots \text{式 (9)}
 \end{aligned}$$

[0034] [数10]

$$\ln P(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn}) = \left(\sum_{ij} \ln P(\mathbf{u}_{ij}) \right) - \ln P(\mathbf{u}_{mn}) \quad \dots \text{式 (10)}$$

[0035] [数11]

$$\begin{aligned}
 \ln P(u_{ij}) &= \frac{1}{2} u_{ij} P(u_{ij}) - \ln \left(\exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right) \right) \\
 &\approx \frac{1}{2} u_{ij} L(u_{ij}) - \frac{1}{2} |L(u_{ij})| \quad \text{for } |L(u_{ij})| > 2 \\
 &= \left| \frac{L(u_{ij})}{2} \right| (u_{ij} \operatorname{sign}(L(u_{ij})) - 1) \\
 &\quad \dots \text{式 (11)}
 \end{aligned}$$

[0036] ところで、式(2)で定義した式の対数確率は式(12)のようにあらわされる。

[0037]

[数12]

$$\ln P(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = -\frac{N_r}{2} \ln(2\pi \sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 \quad \dots \text{式 (12)}$$

[0038] したがって、式 (7), (13) から、MAP、または、APP (a posteriori probability) では、事後の L-value は、以下のようにあらわされる。

[0039] [数13]

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{\sum_{U_{mn,+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right\}}{\sum_{U_{mn,-1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right\}} \quad \dots \text{式 (13)}$$

[0040] 以降では、反復 APP 復号と呼ぶ。また、式 (8), (12) から、Max-Log 近似に基づく対数尤度比 (Max-Log APP) では、事後の L-value は、以下のようにあらわされる。

[0041] [数14]

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) \approx \max_{U_{mn,+1}} \{ \Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u})) \} - \max_{U_{mn,-1}} \{ \Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u})) \} \quad \dots \text{式 (14)}$$

[0042] [数15]

$$\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \quad \dots \text{式 (15)}$$

[0043] 以降では、反復 Max-Log APP 復号と呼ぶ。そして、反復復号のシステムで必要とする外部情報は、式 (13) または (14) から事前入力

を減算することで、求めることができる。

<システムモデル>

図23に、以降の説明につながるシステムの基本構成を示す。ここでは、 2×2 空間多重MIMOシステムとし、ストリームA、Bではそれぞれにouterエンコーダがあり、2つのouterエンコーダは同一のLDPC符号のエンコーダとする（ここではouterエンコーダとしてLDPC符号のエンコーダを用いる構成を例に挙げて説明するが、outerエンコーダが用いる誤り訂正符号はLDPC符号に限ったものではなく、ターボ符号、畳み込み符号、LDPC畳み込み符号等の他の誤り訂正符号を用いても同様に実施することができる。また、outerエンコーダは、送信アンテナごとに有する構成としているがこれに限ったものではなく、送信アンテナが複数であっても、outerエンコーダは一つであってもよく、また、送信アンテナ数より多くのouterエンコーダを有していてもよい。）。そして、ストリームA、Bではそれぞれにインタリーブ（ π_a 、 π_b ）がある。ここでは、変調方式を 2^h -QAMとする（1シンボルでhビットを送信することになる。）。

[0044] 受信機では、上述のMIMO信号の反復検波（反復APP（またはMax-log APP）復号）を行うものとする。そして、LDPC符号の復号としては、例えば、sum-product復号を行うものとする。

図2はフレーム構成を示しており、インタリーブ後のシンボルの順番を記載している。このとき、以下の式のように（ i_a ， j_a ），（ i_b ， j_b ）をあらわすものとする。

[0045] [数16]

$$(i_a, j_a) = \pi_a(\Omega_{ia, ja}^a) \quad \cdots \text{式 (16)}$$

[0046]

[数17]

$$(i_b, j_b) = \pi_b(\Omega_{ib, jb}^a) \quad \dots \text{式 (17)}$$

[0047] このとき、 i_a, i_b ：インタリーブ後のシンボルの順番、 j_a, j_b ：変調方式におけるビット位置（ $j_a, j_b = 1, \dots, h$ ）、 π_a, π_b ：ストリームA、Bのインタリーブ、 $\Omega_{i_a, j_a}^a, \Omega_{i_b, j_b}^b$ ：ストリームA、Bのインタリーブ前のデータの順番、を示している。ただし、図2では、 $i_a = i_b$ のときのフレーム構成を示している。

<反復復号>

ここでは、受信機におけるLDPC符号の復号で用いるsum-product復号およびMIMO信号の反復検波のアルゴリズムについて詳しく述べる。

[0048] sum-product 復号

2元 $M \times N$ 行列 $H = \{H_{mn}\}$ を復号対象とするLDPC符号の検査行列とする。集合 $[1, N] = \{1, 2, \dots, N\}$ の部分集合 $A(m), B(n)$ を次式のように定義する。

[0049] [数18]

$$A(m) \equiv \{n : H_{mn} = 1\} \quad \dots \text{式 (18)}$$

[0050] [数19]

$$B(n) \equiv \{m : H_{mn} = 1\} \quad \dots \text{式 (19)}$$

[0051] このとき、 $A(m)$ は検査行列 H の m 行目において、1である列インデックスの集合を意味し、 $B(n)$ は検査行列 H の n 行目において1である行インデックスの集合である。sum-product復号のアルゴリズムは以

下のとおりである。

Step A・1 (初期化) : $H_{mn} = 1$ を満たす全ての組 (m, n) に対して事前値対数比 $\beta_{mn} = 0$ とする。ループ変数 (反復回数) $l_{sum} = 1$ とし、ループ最大回数を $l_{sum, max}$ と設定する。

Step A・2 (行処理) : $m = 1, 2, \dots, M$ の順に $H_{mn} = 1$ を満たす全ての組 (m, n) に対して、以下の更新式を用いて外部値対数比 α_{mn} を更新する。

[0052] [数20]

$$\alpha_{mn} = \left(\prod_{n' \in A(m) \setminus n} \text{sign}(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \times f \left(\sum_{n' \in A(m) \setminus n} f(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \quad \dots \text{式 (20)}$$

[0053] [数21]

$$\text{sign}(x) \equiv \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad \dots \text{式 (21)}$$

[0054] [数22]

$$f(x) \equiv \ln \frac{\exp(x) + 1}{\exp(x) - 1} \quad \dots \text{式 (22)}$$

[0055] このとき、 f は Gallager の関数である。そして、 λ_n の求め方については以降で詳しく説明する。

Step A・3 (列処理) : $n = 1, 2, \dots, N$ の順に $H_{mn} = 1$ を満たす全ての組 (m, n) に対して、以下の更新式を用いて外部値対数比 β_{mn} を更新する。

[0056]

[数23]

$$\beta_{mn} = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n} \quad \dots \text{式 (23)}$$

[0057] Step A・4（対数尤度比の計算）： $n \in [1, N]$ について対数尤度比 L_n を以下のように求める。

[0058] [数24]

$$L_n = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n} + \lambda_n \quad \dots \text{式 (24)}$$

[0059] Step A・5（反復回数のカウント）：もし $I_{\text{sum}} < I_{\text{sum, max}}$ ならば I_{sum} をインクリメントして、step A・2に戻る。 $I_{\text{sum}} = I_{\text{sum, max}}$ の場合、この回の sum-product 復号は終了する。

以上が、1回の sum-product 復号の動作である。その後、MIMO信号の反復検波が行われる。上述の sum-product 復号の動作の説明で用いた変数 $m, n, \alpha_{mn}, \beta_{mn}, \lambda_n, L_n$ において、ストリームAにおける変数を $m_a, n_a, \alpha_{m_a n_a}, \beta_{m_a n_a}, \lambda_{n_a}, L_{n_a}$ 、ストリームBにおける変数を $m_b, n_b, \alpha_{m_b n_b}, \beta_{m_b n_b}, \lambda_{n_b}, L_{n_b}$ であらわすものとする。

<MIMO信号の反復検波>

ここでは、MIMO信号の反復検波における λ_n の求め方について詳しく説明する。

[0060] 式(1)から、次式が成立する。

[0061]

[数25]

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \left(y_1(t), y_2(t) \right)^T \\ &= \mathbf{H}_{22}(t) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad \cdots \text{式 (25)} \end{aligned}$$

[0062] 図2のフレーム構成から、式(16)(17)から、以下の関係式が成立する。

[0063] [数26]

$$n_a = \Omega_{ia,ja}^a \quad \cdots \text{式 (26)}$$

[0064] [数27]

$$n_b = \Omega_{ib,jb}^b \quad \cdots \text{式 (27)}$$

[0065] このとき、 $n_a, n_b \in [1, N]$ となる。以降では、MIMO信号の反復検波の反復回数 k のときの $\lambda_{na}, L_{na}, \lambda_{nb}, L_{nb}$ をそれぞれ $\lambda_{k,na}, L_{k,na}, \lambda_{k,nb}, L_{k,nb}$ とあらわすものとする。

Step B・1 (初期検波; $k=0$) : 初期検波のとき、 $\lambda_{0,na}, \lambda_{0,nb}$ を以下のように求める。

反復APP復号のとき :

[0066] [数28]

$$\lambda_{0,n_x} = \ln \frac{\sum_{U_{0,n_x+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left\| \mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X)) \right\|^2 \right\}}{\sum_{U_{0,n_x-1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left\| \mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X)) \right\|^2 \right\}} \quad \cdots \text{式 (28)}$$

[0067] 反復Max-log APP復号のとき：

[0068] [数29]

$$\lambda_{0,n_X} = \max_{U_{0,n_X,+1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X))\} - \max_{U_{0,n_X,-1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X))\}$$

…式(29)

[0069] [数30]

$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2$$

…式(30)

[0070] ただし、 $X = a, b$ とする。そして、MIMO信号の反復検波の反復回数を

$l_{\text{mimo}} = 0$ とし、反復回数の最大回数を $l_{\text{mimo,max}}$ と設定する。

Step B・2 (反復検波；反復回数 k)：反復回数 k のときの $\lambda_{k,na}$ ， $\lambda_{k,nb}$ は、式(11) (13) – (15) (16) (17) から式(31) – (34) のようにあらわされる。ただし、 $(X, Y) = (a, b)$ (b, a)となる。

反復APP復号のとき：

[0071] [数31]

$$\lambda_{k,n_X} = L_{k-1,\Omega_{\Omega_X,jX}^X}(u_{\Omega_{\Omega_X,jX}^X}) + \ln \frac{\sum_{U_{k,n_X,+1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{\Omega_X,jX}^X})\right\}}{\sum_{U_{k,n_X,-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{\Omega_X,jX}^X})\right\}}$$

…式(31)

[0072]

[数32]

$$\rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x}) = \sum_{\substack{\gamma=1 \\ \gamma \neq jX}}^h \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{iX,j}^x}(u_{\Omega_{iX,j}^x})}{2} \right| \left(u_{\Omega_{iX,j}^x} \operatorname{sign}(L_{k-1, \Omega_{iX,j}^x}(u_{\Omega_{iX,j}^x})) - 1 \right) \\ + \sum_{\gamma=1}^h \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{iX,j}^y}(u_{\Omega_{iX,j}^y})}{2} \right| \left(u_{\Omega_{iX,j}^y} \operatorname{sign}(L_{k-1, \Omega_{iX,j}^y}(u_{\Omega_{iX,j}^y})) - 1 \right) \quad \cdots \text{式 (32)}$$

[0073] 反復Max-log APP復号のとき：

[0074] [数33]

$$\lambda_{k,n_X} = L_{k-1, \Omega_{iX,jX}^x}(u_{\Omega_{iX,jX}^x}) + \max_{U_{i,n_X+1}} \left\{ \Psi(u(i_X), y(i_X), \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x})) \right\} - \max_{U_{i,n_X-1}} \left\{ \Psi(u(i_X), y(i_X), \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x})) \right\} \quad \cdots \text{式 (33)}$$

[0075] [数34]

$$\Psi(u(i_X), y(i_X), \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \left\| y(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(u(i_X)) \right\|^2 + \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x}) \quad \cdots \text{式 (34)}$$

[0076] Step B・3（反復回数のカウント、符号語推定）：もし $l_{mimo} < l_{mimo, \max}$ ならば l_{mimo} をインクリメントして、step B・2に戻る。 $l_{mimo} = l_{mimo, \max}$ の場合、推定符号語を以下のようにもとめる。

[0077] [数35]

$$\hat{u}_{n_X} = \begin{cases} 1 & L_{l_{mimo}, n_X} \geq 0 \\ -1 & L_{l_{mimo}, n_X} < 0 \end{cases} \quad \cdots \text{式 (35)}$$

[0078] ただし、 $X = a, b$ とする。

図3は、本実施の形態における送信装置300の構成の一例である。符号化部302Aは、情報（データ）301A、フレーム構成信号313を入力とし、フレーム構成信号313（符号化部302Aがデータの誤り訂正符号

化に使用する誤り訂正方式、符号化率、ブロック長等の情報が含まれており、フレーム構成信号 3 1 3 が指定した方式を用いることになる。また、誤り訂正方式は、切り替えても良い。) にしたがって、例えば、畳み込み符号、LDPC 符号、ターボ符号等の誤り訂正符号化を行い、符号化後のデータ 3 0 3 A を出力する。

[0079] インタリーブ 3 0 4 A は、符号化後のデータ 3 0 3 A、フレーム構成信号 3 1 3 を入力とし、インタリーブ、つまり、順番の並び替えを行い、インタリーブ後のデータ 3 0 5 A を出力する。(フレーム構成信号 3 1 3 に基づき、インタリーブの方法は、切り替えても良い。)

マッピング部 3 0 6 A は、インタリーブ後のデータ 3 0 5 A、フレーム構成信号 3 1 3 を入力とし、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)、16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation)、64QAM (64 Quadrature Amplitude Modulation) 等の変調を施し、ベースバンド信号 3 0 7 A を出力する。(フレーム構成信号 3 1 3 に基づき、変調方式は、切り替えても良い。)

図 1 9 は、QPSK 変調におけるベースバンド信号を構成する同相成分 I と直交成分 Q の I Q 平面におけるマッピング方法の一例としている。例えば、図 1 9 (A) のように、入力データが「0 0」の場合、 $I = 1.0$ 、 $Q = 1.0$ が出力され、以下同様に、入力データが「0 1」の場合、 $I = -1.0$ 、 $Q = 1.0$ が出力され、・・・、が出力される。図 1 9 (B) は、図 1 9 (A) とは異なる QPSK 変調の I Q 平面におけるマッピング方法の例であり、図 1 9 (B) が図 1 9 (A) と異なる点は、図 1 9 (A) における信号点が、原点を中心に回転させることで図 1 9 (B) の信号点を得ることができる。このようなコンスタレーションの回転方法については、非特許文献 9、非特許文献 1 0 に示されており、また、非特許文献 9、非特許文献 1 0 に示されている Cyclic Q Delay を適用してもよい。図 1 9 とは別の例として、図 2 0 に 1 6 QAM のときの I Q 平面における信号点配置を示しており、

図 19 (A) に相当する例が図 20 (A) であり、図 19 (B) に相当する例が図 20 (B) となる。

[0080] 符号化部 302 B は、情報 (データ) 301 B、フレーム構成信号 313 を入力とし、フレーム構成信号 313 (使用する誤り訂正方式、符号化率、ブロック長等の情報が含まれており、フレーム構成信号 313 が指定した方式を用いることになる。また、誤り訂正方式は、切り替えても良い。) にしたがって、例えば、畳み込み符号、LDPC 符号、ターボ符号等の誤り訂正符号化を行い、符号化後のデータ 303 B を出力する。

[0081] インタリーブ 304 B は、符号化後のデータ 303 B、フレーム構成信号 313 を入力とし、インタリーブ、つまり、順番の並び替えを行い、インタリーブ後のデータ 305 B を出力する。(フレーム構成信号 313 に基づき、インタリーブの方法は、切り替えても良い。)

マッピング部 306 B は、インタリーブ後のデータ 305 B、フレーム構成信号 313 を入力とし、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)、16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation)、64QAM (64 Quadrature Amplitude Modulation) 等の変調を施し、ベースバンド信号 307 B を出力する。(フレーム構成信号 313 に基づき、変調方式は、切り替えても良い。)

信号処理方法情報生成部 314 は、フレーム構成信号 313 を入力とし、フレーム構成信号 313 に基づいた信号処理方法に関する情報 315 を出力する。なお、信号処理方法に関する情報 315 は、どのプリコーディング行列を固定的に用いるのかを指定する情報と、位相を変更する位相変更パターンの情報を含む。

[0082] 重み付け合成部 308 A は、ベースバンド信号 307 A、ベースバンド信号 307 B、信号処理方法に関する情報 315 を入力とし、信号処理方法に関する情報 315 に基づいて、ベースバンド信号 307 A およびベースバンド信号 307 B を重み付け合成し、重み付け合成後の信号 309 A を出力す

る。なお、重み付け合成の方法の詳細については、後で詳しく説明する。

[0083] 無線部 310A は、重み付け合成後の信号 309A を入力とし、直交変調、帯域制限、周波数変換、増幅等の処理を施し、送信信号 311A を出力し、送信信号 311A は、アンテナ 312A から電波として出力される。

重み付け合成部 308B は、ベースバンド信号 307A、ベースバンド信号 307B、信号処理方法に関する情報 315 を入力とし、信号処理方法に関する情報 315 に基づいて、ベースバンド信号 307A およびベースバンド信号 307B を重み付け合成し、重み付け合成後の信号 316B を出力する。

[0084] 図 21 に重み付け合成部 (308A、308B) の構成を示す。図 21 において点線で囲まれる領域が重み付け合成部となる。ベースバンド信号 307A は、 w_{11} と乗算し、 $w_{11} \cdot s_1(t)$ を生成し、 w_{21} と乗算し、 $w_{21} \cdot s_1(t)$ を生成する。同様に、ベースバンド信号 307B は、 w_{12} と乗算し、 $w_{12} \cdot s_2(t)$ を生成し、 w_{22} と乗算し、 $w_{22} \cdot s_2(t)$ を生成する。次に、 $z_1(t) = w_{11} \cdot s_1(t) + w_{12} \cdot s_2(t)$ 、 $z_2(t) = w_{21} \cdot s_1(t) + w_{22} \cdot s_2(t)$ を得る。このとき、 $s_1(t)$ および $s_2(t)$ は、上記の説明からわかるように、BPSK (Binary Phase Shift Keying)、QPSK、8PSK (8 Phase Shift Keying)、16QAM、32QAM (32 Quadrature Amplitude Modulation)、64QAM、256QAM、16APSK (16 Amplitude Phase Shift Keying) 等の変調方式のベースバンド信号となる。

[0085] ここで、両重み付け合成部は、固定のプリコーディング行列を用いて重み付けを実行するものとし、プリコーディング行列としては、一例として、下記式 (37) 又は式 (38) の条件のもと、式 (36) を用いる方法がある。但し、これは一例であり、 α の値は、式 (37)、式 (38) に限ったものではなく、別の値、例えば、 α を 1、としてもよい。

[0086] なお、プリコーディング行列は、

[0087]

[数36]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (36)}$$

[0088] 但し、上記式(36)において、 α は、

[0089] [数37]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2+4}}{\sqrt{2+2}} \quad \dots \text{式 (37)}$$

[0090] である。

あるいは、上記式(36)において、 α は、

[0091] [数38]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2+3+\sqrt{5}}}{\sqrt{2+3-\sqrt{5}}} \quad \dots \text{式 (38)}$$

[0092] である。

なお、フリコーデインフ行列は、式(36)に限ったものではなく、式(39)に示すものを用いてもよい。

[0093] [数39]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (39)}$$

[0094] この式(39)において、 $a = A e^{j\delta 11}$ 、 $b = B e^{j\delta 12}$ 、 $c = C e^{j\delta 21}$ 、 $d = D e^{j\delta 22}$ であらわされればよい。また、 a 、 b 、 c 、 d のいずれか一つが「ゼロ」であってもよい。例えば、(1) a がゼロであり、 b 、 c 、 d はゼロでない、(2) b がゼロであり、 a 、 c 、 d はゼロでない、(3) c

がゼロであり、a、b、dはゼロでない、(4) dがゼロであり、a、b、cはゼロでない、という構成であってもよい。

[0095] なお、変調方式、誤り訂正符号、その符号化率のいずれかを変更した時は、使用するプリコーディング行列を設定、変更し、そのプリコーディング行列を固定的に使用してもよい。

位相変更部317Bは、重み付け合成後の信号316B及び信号処理方法に関する情報315を入力とし、当該信号316Bの位相を規則的に変更して出力する。規則的に変更するとは、予め定められた周期（例えば、n個のシンボル毎（nは1以上の整数）あるいは予め定められた時間毎）で、予め定められた位相変更パターンに従って位相を変更する。位相変更パターンの詳細については、下記実施の形態4において説明する。

[0096] 無線部310Bは、位相変更後の信号309Bを入力とし、直交変調、帯域制限、周波数変換、増幅等の処理を施し、送信信号311Bを出力し、送信信号311Bは、アンテナ312Bから電波として出力される。

図4は、図3とは異なる送信装置400の構成例を示している。図4において、図3と異なる部分について説明する。

[0097] 符号化部402は、情報（データ）401、フレーム構成信号313を入力とし、フレーム構成信号313に基づき、誤り訂正符号化を行い、符号化後のデータ402を出力する。

分配部404は符号化後のデータ403を入力とし、分配し、データ405Aおよびデータ405Bを出力する。なお、図4では、符号化部が一つの場合を記載したが、これに限ったものではなく、符号化部をm（mは1以上の整数）とし、各符号化部で作成された符号化データを分配部が、2系統のデータにわけて出力する場合についても、本発明は同様に実施することができる。

[0098] 図5は、本実施の形態における送信装置の時間軸におけるフレーム構成の一例を示している。シンボル500__1は、受信装置に、送信方法を通知するためのシンボルであり、例えば、データシンボルを伝送するために用いる

誤り訂正方式、その符号化率の情報、データシンボルを伝送するために用いる変調方式の情報等を伝送する。

シンボル 501__1 は、送信装置が送信する変調信号 $z_1(t)$ {ただし、 t は時間} のチャネル変動を推定するためのシンボルである。シンボル 502__1 は変調信号 $z_1(t)$ が（時間軸における）シンボル番号 u に送信するデータシンボル、シンボル 503__1 は変調信号 $z_1(t)$ がシンボル番号 $u+1$ に送信するデータシンボルである。

[0099] シンボル 501__2 は、送信装置が送信する変調信号 $z_2(t)$ {ただし、 t は時間} のチャネル変動を推定するためのシンボルである。シンボル 502__2 は変調信号 $z_2(t)$ がシンボル番号 u に送信するデータシンボル、シンボル 503__2 は変調信号 $z_2(t)$ がシンボル番号 $u+1$ に送信するデータシンボルである。

このとき、 $z_1(t)$ におけるシンボルと $z_2(t)$ におけるシンボルにおいて、同一時刻（同一時間）のシンボルは、同一（共通）の周波数を用いて、送信アンテナから送信されることになる。

[0100] 送信装置が送信する変調信号 $z_1(t)$ と変調信号 $z_2(t)$ 、及び、受信装置における受信信号 $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$ の関係について説明する。

図5において、504#1、504#2は送信装置における送信アンテナ、505#1、505#2は受信装置における受信アンテナを示しており、送信装置は、変調信号 $z_1(t)$ を送信アンテナ504#1、変調信号 $z_2(t)$ を送信アンテナ504#2から送信する。このとき、変調信号 $z_1(t)$ および変調信号 $z_2(t)$ は、同一（共通の）周波数（帯域）を占有しているものとする。送信装置の各送信アンテナと受信装置の各アンテナのチャネル変動をそれぞれ $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ とし、受信装置の受信アンテナ505#1が受信した受信信号を $r_1(t)$ 、受信装置の受信アンテナ505#2が受信した受信信号を $r_2(t)$ とすると、以下の関係式が成立する。

[0101]

[数40]

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式 (40)}$$

[0102] 図6は、本実施の形態における重み付け方法（プリコーディング（Precoding）方法）及び位相変更方法に関連する図であり、重み付け合成部600は、図3の重み付け合成部308Aと308Bの両者を統合した重み付け合成部である。図6に示すように、ストリームs1(t)およびストリームs2(t)は、図3のベースバンド信号307Aおよび307Bに相当する、つまり、QPSK、16QAM、64QAMなどの変調方式のマッピングにしたがったベースバンド信号の同相I成分、直交Q成分となる。そして、図6のフレーム構成のようにストリームs1(t)は、シンボル番号uの信号をs1(u)、シンボル番号u+1の信号をs1(u+1)、・・・とあらわす。同様に、ストリームs2(t)は、シンボル番号uの信号をs2(u)、シンボル番号u+1の信号をs2(u+1)、・・・とあらわす。そして、重み付け合成部600は、図3におけるベースバンド信号307A(s1(t))および307B(s2(t))、信号処理方法に関する情報315を入力とし、信号処理方法に関する情報315にしたがった重み付けを施し、図3の重み付け合成後の信号309A(z1(t))、316B(z2'(t))を出力する。位相変更部317Bは、重み付けされた信号316B(z2'(t))の位相を変更し、位相変更後の信号309B(z2(t))を出力する。

[0103] このとき、z1(t)は、固定のプリコーディング行列Fにおける第1行のベクトルをW1=(w11, w12)とすると、以下の式(41)であらわすことができる。

[0104]

[数41]

$$z1(t) = W1 \times (s1(t), s2(t))^T \quad \dots \text{式 (4 1)}$$

[0105] 一方、 $z2(t)$ は、固定のプリコーディング行列 F における第 2 行のベクトルを $W2 = (w21, w22)$ とし、位相変更部による位相変更式を $y(t)$ とすると、以下の式 (4 2) であらわすことができる。

[0106] [数42]

$$z2(t) = y(t) \times W2 \times (s1(t), s2(t))^T \quad \dots \text{式 (4 2)}$$

[0107] ここで、 $y(t)$ は、予め定められた方式に従って、位相を変更するための式であり、例えば、周期を 4 とすると、時刻 u の位相変更式は、例えば、式 (4 3) であらわすことができる。

[0108] [数43]

$$y(u) = e^{j0} \quad \dots \text{式 (4 3)}$$

[0109] 同様に時刻 $u + 1$ の位相変更式は、例えば、式 (4 4) であらわすことができる。

[0110] [数44]

$$y(u+1) = e^{j\frac{\pi}{2}} \quad \dots \text{式 (4 4)}$$

[0111] 即ち、時刻 $u + k$ の位相変更式は、式 (4 5) であらわすことができる。

[0112] [数45]

$$y(u+k) = e^{j\frac{k\pi}{2}} \quad \dots \text{式 (4 5)}$$

[0113] なお、式（４３）～（４５）に示した規則的な位相変更例は一例に過ぎない。

規則的な位相変更の周期は４に限ったものではない。この周期の数が多くなればその分だけ、受信装置の受信性能（より正確には誤り訂正性能）の向上を促すことができる可能性がある（周期が大きければよいというわけではないが、２のような小さい値は避ける方がよい可能性が高い。）。

[0114] また、上記式（４３）～（４５）で示した位相変更例では逐次所定の位相（上記式では、 $\pi/2$ ずつ）だけ回転させていく構成を示したが、同じ位相量だけ回転させるのではなくランダムに位相を変更することとしてもよい。例えば、 $y(t)$ は予め定められた周期に従って、式（４６）や式（４７）に示すような順に乗じる位相が変更されてもよい。位相の規則的な変更において重要となるのは、変調信号の位相が規則的に変更されることであり、変更される位相の度合いについては、なるべく均等になる、例えば、 $-\pi$ ラジアンから π ラジアンに対し、一様分布となるのが望ましいもののランダムであってもよい。

[0115] [数46]

$$\begin{aligned} e^{j0} &\rightarrow e^{j\frac{\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{2\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{4\pi}{5}} \\ &\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{6\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{8\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{9\pi}{5}} \end{aligned} \quad \dots \text{式（４６）}$$

[0116] [数47]

$$\begin{aligned} e^{j\frac{\pi}{2}} &\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{2}} \rightarrow e^{j2\pi} \rightarrow e^{j\frac{\pi}{4}} \\ &\rightarrow e^{j\frac{3\pi}{4}} \rightarrow e^{j\frac{5\pi}{4}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{4}} \end{aligned} \quad \dots \text{式（４７）}$$

[0117] このように、図６の重み付け合成部６００は、予め定められた固定のプリ

コーディングウェイトを用いてプリコーディングを実行し、位相変更部 317 B は、入力された信号の位相を、その変更度合いを規則的に変えながら、変更する。

L O S 環境では、特殊なプリコーディング行列を用いると、受信品質が大きく改善する可能性があるが、直接波の状況により、その特殊なプリコーディング行列は受信した際の直接波の位相、振幅成分により異なる。しかし、L O S 環境には、ある規則があり、この規則に従い送信信号の位相を規則的に変更すれば、データの受信品質が大きく改善する。本発明は、L O S 環境を改善する信号処理方法を提案している。

[0118] 図 7 は、本実施の形態における受信装置 700 の構成の一例を示している。無線部 703 __X は、アンテナ 701 __X で受信された受信信号 702 __X を入力とし、周波数変換、直交復調等の処理を施し、ベースバンド信号 704 __X を出力する。

送信装置で送信された変調信号 z_1 におけるチャネル変動推定部 705 __1 は、ベースバンド信号 704 __X を入力とし、図 5 におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル 501 __1 を抽出し、式 (40) の h_{11} に相当する値を推定し、チャネル推定信号 706 __1 を出力する。

[0119] 送信装置で送信された変調信号 z_2 におけるチャネル変動推定部 705 __2 は、ベースバンド信号 704 __X を入力とし、図 5 におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル 501 __2 を抽出し、式 (40) の h_{12} に相当する値を推定し、チャネル推定信号 706 __2 を出力する。

無線部 703 __Y は、アンテナ 701 __Y で受信された受信信号 702 __Y を入力とし、周波数変換、直交復調等の処理を施し、ベースバンド信号 704 __Y を出力する。

[0120] 送信装置で送信された変調信号 z_1 におけるチャネル変動推定部 707 __1 は、ベースバンド信号 704 __Y を入力とし、図 5 におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル 501 __1 を抽出し、式 (40) の h_{21} に相当する値を推定し、チャネル推定信号 708 __1 を出力する。

送信装置で送信された変調信号 z_2 におけるチャネル変動推定部 707__2 は、ベースバンド信号 704__Y を入力とし、図 5 におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル 501__2 を抽出し、式 (40) の h_{22} に相当する値を推定し、チャネル推定信号 708__2 を出力する。

[0121] 制御情報復号部 709 は、ベースバンド信号 704__X および 704__Y を入力とし、図 5 の送信方法を通知するためのシンボル 500__1 を検出し、送信装置が通知した送信方法の情報に関する信号 710 を出力する。

信号処理部 711 は、ベースバンド信号 704__X、704__Y、チャネル推定信号 706__1、706__2、708__1、708__2、及び、送信装置が通知した送信方法の情報に関する信号 710 を入力とし、検波、復号を行い、受信データ 712__1 および 712__2 を出力する。

[0122] 次に、図 7 の信号処理部 711 の動作について詳しく説明する。図 8 は、本実施の形態における信号処理部 711 の構成の一例を示している。図 8 は、主に INNER MIMO 検波部と *soft-in/soft-out* デコーダ、係数生成部から構成されている。この構成における反復復号の方法については、非特許文献 2、非特許文献 3 で詳細が述べられているが、非特許文献 2、非特許文献 3 に記載されている MIMO 伝送方式は空間多重 MIMO 伝送方式であるが、本実施の形態における伝送方式は、時間とともに信号の位相を規則的に変更し、かつ、プリコーディング行列が使用されている MIMO 伝送方式である点が、非特許文献 2、非特許文献 3 と異なる点である。式 (36) における (チャネル) 行列を $H(t)$ 、図 6 におけるプリコーディングウェイト行列を F (ここでプリコーディング行列は 1 の受信信号中においては変更されない固定のものである)、図 6 の位相変更部による位相変更式の行列を $Y(t)$ (ここで $Y(t)$ は t によって変化する)、受信ベクトルを $R(t) = (r_1(t), r_2(t))^T$ 、ストリームベクトル $S(t) = (s_1(t), s_2(t))^T$ とすると以下の関係式が成立する。

[0123]

[数48]

$$R(t) = H(t) \times Y(t) \times F \times S(t) \quad \dots \text{式 (48)}$$

ただし、

$$Y(t) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix}$$

[0124] このとき、受信装置は、 $H(t) \times Y(t) \times F$ を得ることで、受信ベクトル $R(t)$ に対して非特許文献2、非特許文献3の復号方法を適用することができる。

したがって、図8の係数生成部819は、送信装置が通知した送信方法の情報（用いた固定のプリコーディング行列及び位相を変更していた場合の位相変更パターンを特定するための情報）に関する信号818（図7の710に相当）を入力とし、信号処理方法の情報に関する信号820を出力する。

[0125] INNER MIMO検波部803は、信号処理方法の情報に関する信号820を入力とし、この信号を利用して、式(48)の関係を利用することで、反復検波・復号を行うことになるがその動作について説明する。

図8に示す構成の信号処理部では、反復復号（反復検波）を行うため図10に示すような処理方法を行う必要がある。初めに、変調信号（ストリーム）s1の1符号語（または、1フレーム）、および、変調信号（ストリーム）s2の1符号語（または、1フレーム）の復号を行う。その結果、soft-in/soft-outデコーダから、変調信号（ストリーム）s1の1符号語（または、1フレーム）、および、変調信号（ストリーム）s2の1符号語（または、1フレーム）の各ビットの対数尤度比（LLR: Log-Likelihood Ratio）が得られる。そして、そのLLRを用いて再度、検波・復号が行われる。この操作が複数回行われる（この操作を反復復号（反復検波）と呼ぶ。）。以降では、1フレームにおける特定の時間のシンボルの対数尤度比（LLR）の作成方法を中心に説明する。

[0126] 図8において、記憶部815は、ベースバンド信号801X（図7のベー

スバンド信号 704__X に相当する。)、チャネル推定信号群 802 X (図 7 のチャネル推定信号 706__1、706__2 に相当する。)、ベースバンド信号 801 Y (図 7 のベースバンド信号 704__Y に相当する。)、チャネル推定信号群 802 Y (図 7 のチャネル推定信号 708__1、708__2 に相当する。)を入力とし、反復復号(反復検波)を実現するために、式(48)における $H(t) \times Y(t) \times F$ を実行(算出)し、算出した行列を変形チャネル信号群として記憶する。そして、記憶部 815 は、必要なときに上記信号を、ベースバンド信号 816 X、変形チャネル推定信号群 817 X、ベースバンド信号 816 Y、変形チャネル推定信号群 817 Y として出力する。

[0127] その後の動作については、初期検波の場合と反復復号(反復検波)の場合を分けて説明する。

＜初期検波の場合＞

INNER MIMO 検波部 803 は、ベースバンド信号 801 X、チャネル推定信号群 802 X、ベースバンド信号 801 Y、チャネル推定信号群 802 Y を入力とする。ここでは、変調信号(ストリーム) s1、変調信号(ストリーム) s2 の変調方式が 16 QAM として説明する。

[0128] INNER MIMO 検波部 803 は、まず、チャネル推定信号群 802 X、チャネル推定信号群 802 Y から $H(t) \times Y(t) \times F$ を実行し、ベースバンド信号 801 X に対応する候補信号点を求める。そのときの様子を図 11 に示す。図 11 において、●(黒丸)は、I Q 平面における候補信号点であり、変調方式が 16 QAM のため、候補信号点は 256 個存在する。

(ただし、図 11 では、イメージ図を示しているため、256 個の候補信号点全ては示していない。)ここで、変調信号 s1 で伝送する 4 ビットを b0、b1、b2、b3、変調信号 s2 で伝送する 4 ビットを b4、b5、b6、b7 とすると、図 11 において(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7)に対応する候補信号点が存在することになる。そして、受信信号点 1101 (ベースバンド信号 801 X に相当する。)と候補信号点それ

ぞれとの2乗ユークリッド距離を求める。そして、それぞれの2乗ユークリッド距離をノイズの分散 σ^2 で除算する。したがって、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ に対応する候補信号点と受信信号点2乗ユークリッド距離をノイズの分散で除算した値を $E_x(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ が求まることになる。なお、各ベースバンド信号、変調信号 s_1, s_2 は、複素信号である。

[0129] 同様に、チャネル推定信号群802X、チャネル推定信号群802Yから $H(t) \times Y(t) \times F$ を実行し、ベースバンド信号801Yに対応する候補信号点をもとめ、受信信号点（ベースバンド信号801Yに相当する。）との2乗ユークリッド距離を求め、この2乗ユークリッド距離をノイズの分散 σ^2 で除算する。したがって、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ に対応する候補信号点と受信信号点2乗ユークリッド距離をノイズの分散で除算した値を $E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ が求まることになる。

[0130] そして、 $E_x(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) + E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ を求める。

INNER MIMO検波部803は、 $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ を信号804として出力する。

[0131] 対数尤度算出部805Aは、信号804を入力とし、ビット b_0 および b_1 および b_2 および b_3 の対数尤度(log likelihood)を算出し、対数尤度信号806Aを出力する。ただし、対数尤度の算出では、“1”のときの対数尤度および“0”のときの対数尤度が算出される。その算出方法は、式(28)、式(29)、式(30)に示した通りであり、詳細については、非特許文献2、非特許文献3に示されている。

[0132] 同様に、対数尤度算出部805Bは、信号804を入力とし、ビット b_4 および b_5 および b_6 および b_7 の対数尤度を算出し、対数尤度信号806Bを出力する。

デインタリバー(807A)は、対数尤度信号806Aを入力とし、インタリバー(図3のインタリバー(304A))に対応するデインタリーブを行い、デインタリーブ後の対数尤度信号808Aを出力する。

[0133] 同様に、デインタリバー(807B)は、対数尤度信号806Bを入力とし、インタリバー(図3のインタリバー(304B))に対応するデインタリーブを行い、デインタリーブ後の対数尤度信号808Bを出力する。

対数尤度比算出部809Aは、デインタリーブ後の対数尤度信号808Aを入力とし、図3の符号化器302Aで符号化されたビットの対数尤度比(LLR: Log-likelihood Ratio)を算出し、対数尤度比信号810Aを出力する。

[0134] 同様に、対数尤度比算出部809Bは、デインタリーブ後の対数尤度信号808Bを入力とし、図3の符号化器302Bで符号化されたビットの対数尤度比(LLR: Log-likelihood Ratio)を算出し、対数尤度比信号810Bを出力する。

Soft-in/soft-outデコーダ811Aは、対数尤度比信号810Aを入力とし、復号を行い、復号後の対数尤度比812Aを出力する。
 Soft-in/soft-outデコーダ811Bは、対数尤度比信号810Bを入力とし、復号を行い、復号後の対数尤度比812Bを出力する。

<反復復号(反復検波)の場合、反復回数k>
 インタリバー(813A)は、k-1回目のSoft-in/soft-outデコーダで得られた復号後の対数尤度比812Aを入力とし、インタリーブを行い、インタリーブ後の対数尤度比814Aを出力する。このとき、インタリーブ(813A)のインタリーブのパターンは、図3のインタリバー(304A)のインタリーブパターンと同様である。

[0136] インタリバー(813B)は、k-1回目のSoft-in/soft-outデコーダで得られた復号後の対数尤度比812Bを入力とし、インタ

リーブを行い、インタリーブ後の対数尤度比 814 B を出力する。このとき、インタリーブ (813 B) のインタリーブのパターンは、図 3 のインタリーブ (304 B) のインタリーブパターンと同様である。

[0137] INNER MIMO 検波部 803 は、ベースバンド信号 816 X、変形チャネル推定信号群 817 X、ベースバンド信号 816 Y、変形チャネル推定信号群 817 Y、インタリーブ後の対数尤度比 814 A、インタリーブ後の対数尤度比 814 B を入力とする。ここで、ベースバンド信号 801 X、チャネル推定信号群 802 X、ベースバンド信号 801 Y、チャネル推定信号群 802 Y ではなく、ベースバンド信号 816 X、変形チャネル推定信号群 817 X、ベースバンド信号 816 Y、変形チャネル推定信号群 817 Y を用いているのは、反復復号のため、遅延時間が発生しているためである。

[0138] INNER MIMO 検波部 803 の反復復号時の動作と、初期検波時の動作の異なる点は、インタリーブ後の対数尤度比 814 A、インタリーブ後の対数尤度比 814 B を信号処理の際に用いていることである。INNER MIMO 検波部 803 は、まず、初期検波のときと同様に、 $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ を求める。加えて、インタリーブ後の対数尤度比 814 A、インタリーブ後の対数尤度比 814 B から、式 (11)、式 (32) に相当する係数を求める。そして、 $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ の値をこの求めた係数を用いて補正し、その値を $E'(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ とし、信号 804 として出力する。

[0139] 対数尤度算出部 805 A は、信号 804 を入力とし、ビット b_0 および b_1 および b_2 および b_3 の対数尤度 (log likelihood) を算出し、対数尤度信号 806 A を出力する。ただし、対数尤度の算出では、“1” のときの対数尤度および “0” のときの対数尤度が算出される。その算出方法は、式 (31)、式 (32)、式 (33)、式 (34)、式 (35) に示した通りであり、非特許文献 2、非特許文献 3 に示されている。

[0140] 同様に、対数尤度算出部 805 B は、信号 804 を入力とし、ビット b_4

およびb 5およびb 6およびb 7の対数尤度を算出し、対数尤度信号8 0 6 Bを出力する。デインタリーバ以降の動作は、初期検波と同様である。

なお、図8では、反復検波を行う場合の、信号処理部の構成について示したが、反復検波は必ずしも良好な受信品質を得る上で必須の構成ではなく、反復検波のみに必要とする構成部分、インタリーバ8 1 3 A、8 1 3 Bを有していない構成でもよい。このとき、INNER MIMO検波部8 0 3は、反復的な検波を行わないことになる。

[0141] そして、本実施の形態で重要な部分は、 $H(t) \times Y(t) \times F$ の演算を行うことである。なお、非特許文献5等にも示されているように、QR分解を用いて初期検波、反復検波を行ってもよい。

また、非特許文献11にも示されているように、 $H(t) \times Y(t) \times F$ に基づき、MMSE (Minimum Mean Square Error)、ZF (Zero Forcing) の線形演算を行い、初期検波を行ってもよい。

[0142] 図9は、図8と異なる信号処理部の構成であり、図4の送信装置が送信した変調信号のための信号処理部である。図8と異なる点は、soft-in/soft-outデコーダの数であり、soft-in/soft-outデコーダ9 0 1は、対数尤度比信号8 1 0 A、8 1 0 Bを入力とし、復号を行い、復号後の対数尤度比9 0 2を出力する。分配部9 0 3は、復号後の対数尤度比9 0 2を入力とし、分配を行う。それ以外の部分については、図8と同様の動作となる。

[0143] 以上のように、本実施の形態のように、MIMO伝送システムの送信装置が複数アンテナから複数の変調信号を送信する際、プリコーディング行列を乗算するとともに、時間とともに位相を変更し、この位相の変更を規則的に行うことで、直接波が支配的なLOS環境において、従来の空間多重MIMO伝送を用いるときと比べ、受信装置におけるデータの受信品質が向上するという効果を得ることができる。

[0144] 本実施の形態において、特に、受信装置の構成については、アンテナ数を限定して、動作を説明したが、アンテナ数が増えても、同様に実施すること

ができる。つまり、受信装置におけるアンテナ数は、本実施の形態の動作、効果に影響を与えるものではない。

また、本実施の形態では、特にLDPC符号を例に説明したがこれに限ったものではなく、また、復号方法についても、soft-in/soft-outデコーダとして、sum-product復号を例に限ったものではなく、他のsoft-in/soft-outの復号方法、例えば、BCJRアルゴリズム、SOVAアルゴリズム、Max-log-MAPアルゴリズムなどがある。詳細については、非特許文献6に示されている。

[0145] また、本実施の形態では、シングルキャリア方式を例に説明したが、これに限ったものではなく、マルチキャリア伝送を行った場合でも同様に実施することができる。したがって、例えば、スペクトル拡散通信方式、OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 方式、SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access)、SC-OFDM (Single Carrier Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 方式、非特許文献7等で示されているウェーブレットOFDM方式等を用いた場合についても同様に実施することができる。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（プリアンブル、ユニークワード等）、制御情報の伝送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。

[0146] 以下では、マルチキャリア方式の一例として、OFDM方式を用いたときの例を説明する。

図12は、OFDM方式を用いたときの送信装置の構成を示している。図12において、図3と同様に動作するものについては、同一符号を付した。

OFDM方式関連処理部1201Aは、重み付け後の信号309Aを入力とし、OFDM方式関連の処理を施し、送信信号1202Aを出力する。同様に、OFDM方式関連処理部1201Bは、位相変更後の信号309Bを

入力とし、送信信号 1202B を出力する。

[0147] 図 13 は、図 12 の OFDM 方式関連処理部 1201A、1201B 以降の構成の一例を示しており、図 12 の 1201A から 312A に関連する部分が、1301A から 1310A であり、1201B から 312B に関連する部分が 1301B から 1310B である。

シリアルパラレル変換部 1302A は、重み付け後の信号 1301A（図 12 の重み付け後の信号 309A に相当する）シリアルパラレル変換を行い、パラレル信号 1303A を出力する。

[0148] 並び換え部 1304A は、パラレル信号 1303A を入力とし、並び換えを行い、並び換え後の信号 1305A を出力する。なお、並び換えについては、後で詳しく述べる。

逆高速フーリエ変換部 1306A は、並び換え後の信号 1305A を入力とし、逆高速フーリエ変換を施し、逆フーリエ変換後の信号 1307A を出力する。

無線部 1308A は、逆フーリエ変換後の信号 1307A を入力とし、周波数変換、増幅等の処理を行い、変調信号 1309A を出力し、変調信号 1309A はアンテナ 1310A から電波として出力される。

[0149] シリアルパラレル変換部 1302B は、重み付けされ位相が変更された後の信号 1301B（図 12 の位相変更後の信号 309B に相当する）に対し、シリアルパラレル変換を行い、パラレル信号 1303B を出力する。

並び換え部 1304B は、パラレル信号 1303B を入力とし、並び換えを行い、並び換え後の信号 1305B を出力する。なお、並び換えについては、後で詳しく述べる。

[0150] 逆高速フーリエ変換部 1306B は、並び換え後の信号 1305B を入力とし、逆高速フーリエ変換を施し、逆フーリエ変換後の信号 1307B を出力する。

無線部 1308B は、逆フーリエ変換後の信号 1307B を入力とし、周波数変換、増幅等の処理を行い、変調信号 1309B を出力し、変調信号 1

309Bはアンテナ1310Bから電波として出力される。

[0151] 図3の送信装置では、マルチキャリアを用いた伝送方式でないため、図6のように、4周期となるように位相を変更し、位相変更後のシンボルを時間軸方向に配置している。図12に示すようなOFDM方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いている場合、当然、図3のようにプリコーディングし、位相を変更した後のシンボルを時間軸方向に配置し、それを各(サブ)キャリアごとに行う方式が考えられるが、マルチキャリア伝送方式の場合、周波数軸方向、または、周波数軸・時間軸両者を用いて配置する方法が考えられる。以降では、この点について説明する。

[0152] 図14は、横軸周波数、縦軸時間における、図13の並び替え部1301A、1301Bにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、周波数軸は、(サブ)キャリア0から(サブ)キャリア9で構成されており、変調信号 z_1 と z_2 は、同一時刻(時間)に同一の周波数帯域を使用しており、図14(A)は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図14(B)は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。シリアルパラレル変換部1302Aが入力とする重み付けされた後の信号1301Aのシンボルに対し、順番に、#0、#1、#2、#3、・・・と番号をふる。ここでは、周期4の場合を考えているので、#0、#1、#2、#3が一周期分となる。同様に考えると、#4n、#4n+1、#4n+2、#4n+3(nは0以上の整数)が一周期分となる。

[0153] このとき、図14(a)のように、シンボル#0、#1、#2、#3、・・・をキャリア0から順番に配置し、シンボル#0から#9を時刻\$1に配置し、その後、シンボル#10から#19を時刻\$2に配置するというように規則的に配置するものとする。なお、変調信号 z_1 と z_2 は、複素信号である。

同様に、シリアルパラレル変換部1302Bが入力とする重み付けされ位相が変更された後の信号1301Bのシンボルに対し、順番に、#0、#1、#2、#3、・・・と番号をふる。ここでは、周期4の場合を考えている

ので、# 0、# 1、# 2、# 3はそれぞれ異なる位相変更を行っていることになり、# 0、# 1、# 2、# 3が一周期分となる。同様に考えると、# $4n$ 、# $4n+1$ 、# $4n+2$ 、# $4n+3$ (n は0以上の整数)はそれぞれ異なる位相変更を行っていることになり、# $4n$ 、# $4n+1$ 、# $4n+2$ 、# $4n+3$ が一周期分となる。

[0154] このとき、図14 (b)のように、シンボル# 0、# 1、# 2、# 3、
 ・ ・ をキャリア0から順番に配置し、シンボル# 0から# 9を時刻\$ 1に配置し、その後、シンボル# 10から# 19を時刻\$ 2に配置するというように規則的に配置するものとする。

そして、図14 (B)に示すシンボル群1402は、図6に示す位相変更方法を用いたときの1周期分のシンボルであり、シンボル# 0は図6の時刻 u の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル# 1は図6の時刻 $u+1$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル# 2は図6の時刻 $u+2$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル# 3は図6の時刻 $u+3$ の位相を用いたときのシンボルである。したがって、シンボル# x において、 $x \bmod 4$ が0 (x を4で割ったときの余り、したがって、 $\bmod$: modulo) のとき、シンボル# x は図6の時刻 u の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 4$ が1のとき、シンボル# x は図6の時刻 $u+1$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 4$ が2のとき、シンボル# x は図6の時刻 $u+2$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 4$ が3のとき、シンボル# x は図6の時刻 $u+3$ の位相を用いたときのシンボルである。

[0155] なお、本実施の形態においては、図14 (A)に示す変調信号 z_1 は位相を変更されていない。

このように、OFDM方式などのマルチキャリア伝送方式を用いた場合、シングルキャリア伝送のときとは異なり、シンボルを周波数軸方向に並べることができるという特徴を持つことになる。そして、シンボルの並べ方については、図14のような並べ方に限ったものではない。他の例について、図

15、図16を用いて説明する。

[0156] 図15は、図14とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図13の並び替え部1301A、1301Bにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図15(A)は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図15(B)は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。図15(A)が図14と異なる点は、変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法と変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法が異なる点であり、図15(B)では、シンボル#0から#5をキャリア4からキャリア9に配置し、シンボル#6から#9をキャリア0から3に配置し、その後、同様の規則で、シンボル#10から#19を各キャリアに配置する。このとき、図14(B)と同様に、図15(B)に示すシンボル群1502は、図6に示す位相変更方法を用いたときの1周期分のシンボルである。

[0157] 図16は、図14と異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図13の並び替え部1301A、1301Bにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図16(A)は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図16(B)は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。図16(A)が図14と異なる点は、図14では、シンボルをキャリアに順々に配置しているのに対し、図16では、シンボルをキャリアに順々に配置していない点である。当然であるが、図16において、図15と同様に、変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法と変調信号 z_2 の並び替え方法を異なるようにしてもよい。

[0158] 図17は、図14～16とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図13の並び替え部1301A、1301Bにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図17(A)は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図17(B)は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。図14～16では、シンボルを周波数軸方向に並べているが、図17ではシンボルを周波数、時間軸の両者を利用して配置している。

[0159] 図6では、位相の変更を4スロットで切り替える場合の例を説明したが、

ここでは、8スロットで切り替える場合を例に説明する。図17に示すシンボル群1702は、位相変更方法を用いたときの1周期分のシンボル（したがって、8シンボル）であり、シンボル#0は時刻 u の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#1は時刻 $u+1$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#2は時刻 $u+2$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#3は時刻 $u+3$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#4は時刻 $u+4$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#5は時刻 $u+5$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#6は時刻 $u+6$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#7は時刻 $u+7$ の位相を用いたときのシンボルである。したがって、シンボル# x において、 $x \bmod 8$ が0のとき、シンボル# x は時刻 u の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が1のとき、シンボル# x は時刻 $u+1$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が2のとき、シンボル# x は時刻 $u+2$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が3のとき、シンボル# x は時刻 $u+3$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が4のとき、シンボル# x は時刻 $u+4$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が5のとき、シンボル# x は時刻 $u+5$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が6のとき、シンボル# x は時刻 $u+6$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が7のとき、シンボル# x は時刻 $u+7$ の位相を用いたときのシンボルである。図17のシンボルの並べ方では、時間軸方向に4スロット、周波数軸方向で2スロットの計 $4 \times 2 = 8$ スロットを用いて、1周期分のシンボルを配置しているが、このとき、1周期分のシンボルの数を $m \times n$ シンボル（つまり、乗じる位相は $m \times n$ 種類存在する。）1周期分のシンボルを配置するのに使用する周波数軸方向のスロット（キャリア数）を n 、時間軸方向に使用するスロットを m とすると、 $m > n$ とするとよい。これは、直接波の位相は、時間軸方向の変動は、周波数軸方向の変動と比較し、緩やかである。したがって、定常的な直接波の影響を小さくするために本実施の形態の規則的な位相の

変更を行うので、位相の変更を行う周期では直接波の変動を小さくしたい。したがって、 $m > n$ とするとよい。また、以上の点を考慮すると、周波数軸方向のみ、または、時間軸方向のみにシンボルを並び替えるより、図17のように周波数軸と時間軸の両者を用いて並び換えを行うほうが、直接波は定常になる可能性が高く、本発明の効果を得やすいという効果が得られる。ただし、周波数軸方向に並べると、周波数軸の変動が急峻であるため、ダイバーシチゲインを得ることが出来る可能性があるもので、必ずしも周波数軸と時間軸の両者を用いて並び換えを行う方法が最適な方法であるとは限らない。

[0160] 図18は、図17とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図13の並び替え部1301A、1301Bにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図18(A)は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図18(B)は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。図18は、図17と同様、シンボルを周波数、時間軸の両者を利用して配置しているが、図17と異なる点は、図17では、周波数方向を優先し、その後、時間軸方向にシンボルを配置しているのに対し、図18では、時間軸方向を優先し、その後、時間軸方向にシンボルを配置している点である。図18において、シンボル群1802は、位相変更方法を用いたときの1周期分のシンボルである。

[0161] なお、図17、図18では、図15と同様に、変調信号 z_1 のシンボルの配置方法と変調信号 z_2 のシンボル配置方法が異なるように配置しても同様に実施することができ、また、高い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。また、図17、図18において、図16のようにシンボルを順々に配置していなくても、同様に実施することができ、また、高い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。

[0162] 図22は、上記とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における図13の並び替え部1301A、1301Bにおけるシンボルの並び換え方法の一例を示している。図6の時刻 $u \sim u+3$ のような4スロットを用いて規則的に位相を

変更する場合を考える。図 2 2 において特徴的な点は、周波数軸方向にシンボルを順に並べているが、時間軸方向に進めた場合、サイクリックに n （図 2 2 の例では $n = 1$ ）シンボルサイクリックシフトさせている点である。図 2 2 における周波数軸方向のシンボル群 2 2 1 0 に示した 4 シンボルにおいて、図 6 の時刻 $u \sim u + 3$ の位相の変更を行うものとする。

[0163] このとき、# 0 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 1 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 2 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

周波数軸方向のシンボル群 2 2 2 0 についても同様に、# 4 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 5 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 6 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 7 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

[0164] 時間 \$ 1 のシンボルにおいて、上記のような位相の変更を行ったが、時間軸方向において、サイクリックシフトしているため、シンボル群 2 2 0 1、2 2 0 2、2 2 0 3、2 2 0 4 については以下のように位相の変更を行うことになる。

時間軸方向のシンボル群 2 2 0 1 では、# 0 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 9 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 1 8 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 2 7 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

[0165] 時間軸方向のシンボル群 2 2 0 2 では、# 2 8 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 1 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 1 0 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 1 9 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

時間軸方向のシンボル群 2 2 0 3 では、# 2 0 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 2 9 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 2 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 1 1 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

[0166] 時間軸方向のシンボル群 2 2 0 4 では、# 1 2 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 2 1 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 3 0 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 3 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

図 2 2 においての特徴は、例えば # 1 1 のシンボルに着目した場合、同一時刻の周波数軸方向の両隣のシンボル（# 1 0 と # 1 2）は、ともに # 1 1 とは異なる位相を用いて位相の変更を行っているとともに、# 1 1 のシンボルの同一キャリアの時間軸方向の両隣のシンボル（# 2 と # 2 0）は、ともに # 1 1 とは異なる位相を用いて位相の変更を行っていることである。そして、これは # 1 1 のシンボルに限ったものではなく、周波数軸方向および時間軸方向ともに両隣にシンボルが存在するシンボルすべてにおいて # 1 1 のシンボルと同様の特徴をもつことになる。これにより、効果的に位相を変更していることになり、直接波の定常的な状況に対する影響を受けづらくなるため、データの受信品質が改善される可能性が高くなる。

[0167] 図 2 2 では、 $n = 1$ として説明したが、これに限ったものではなく、 $n = 3$ としても同様に実施することができる。また、図 2 2 では、周波数軸にシンボルを並べ、時間が軸方向にすすむ場合、シンボルの配置の順番をサイクリックシフトするという特徴を持たせることで、上記の特徴を実現したが、シンボルをランダム（規則的であってもよい）に配置することで上記特徴を実現するような方法もある。

[0168]

（実施の形態 2）

上記実施の形態 1 においては、重み付け合成された（固定のプリコーディング行列でプリコーディングされた）信号 $z(t)$ の位相を変更することとした。ここでは、上記実施の形態 1 と同等の効果を得られる位相変更方法の各種の実施形態について開示する。

[0169] 上記実施の形態において、図 3 及び図 6 に示すように、位相変更部 3 1 7 B は、重み付け合成部 6 0 0 からの一方の出力に対してのみ位相の変更を実

行する構成となっている。

しかしながら、位相の変更を実行するタイミングとしては、重み付け合成部600によるプリコーディングの前に実行することとしてもよく、送信装置は、図6に示した構成に代えて、図25に示すように、位相変更部317Bを重み付け合成部600の前段に設ける構成としてもよい。

[0170] この場合、位相変更部317Bは、選択した変調方式のマッピングにしたがったベースバンド信号 $s_2(t)$ に対して規則的な位相の変更を実行して、 $s_2'(t) = s_2(t) y(t)$ （但し、 $y(t)$ は t により変更される）を出力し、重み付け合成部600は、 $s_2'(t)$ に対してプリコーディングを実行して、 $z_2(t) (=W_2 s_2'(t))$ （式(42)参照）を出力し、これを送信する構成としてもよい。

[0171] また、位相の変更は、両変調信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ の双方に対して実行してもよく、送信装置は、図6に示した構成に代えて、図26に示すように、重み付け合成部600の両方の出力に対して位相変更部を設ける構成をとってもよい。

位相変更部317Aは、位相変更部317Bと同様に入力された信号の位相を規則的に変更するものであり、重み付け合成部からのプリコーディングされた信号 $z_1'(t)$ の位相を変更し、位相を変更した信号 $z_1(t)$ を送信部に出力する。

[0172] ただし、位相変更部317A及び位相変更部317Bは互いに位相を変更する位相の度合いは、同じタイミングにおいては、図26に示すような位相の変更を行う。（ただし、以下は一つの例であり、位相の変更方法はこれに限ったものではない。）時刻 u において、図26の位相変更部317Aは、 $z_1(t) = y_1(t) z_1'(t)$ となるように、また、位相変更部317Bは、 $z_2(t) = y_2(t) z_2'(t)$ となるように、位相の変更を行う。例えば、図26に示すように、時刻 u において、 $y_1(u) = e^{j0}$ 、 $y_2(u) = e^{-j\pi/2}$ 、時刻 $u+1$ において、 $y_1(u+1) = e^{j\pi/4}$ 、 $y_2(u+1) = e^{-j3\pi/4}$ 、・・・、時刻 $u+k$ において、 $y_1(u+k) = e^{jk\pi/4}$ 、

$y_2(u+k) = e^{j(-k\pi/4 - \pi/2)}$ 、として位相の変更を行う。なお、位相を規則的に変更する周期は、位相変更部 317A と位相変更部 317B とで同じであってもよいし、異なるものであってもよい。

[0173] また、上述したとおり、位相を変更するタイミングは、重み付け合成部によるプリコーディングの実行前であってもよく、送信装置は、図 26 に示す構成に代えて、図 27 に示す構成としてもよい。

両変調信号の位相を規則的に変更する場合には、それぞれの送信信号には、例えば制御情報として、それぞれの位相変更パターンの情報が含まれることとし、受信装置は、この制御情報を得ることで、送信装置が規則的に切り替えた位相変更方法、つまり、位相変更パターンを知ることができ、これにより、正しい復調（検波）を実行することが可能となる。

[0174] 次に、図 6、図 25 の構成の変形例について図 28、図 29 を用いて説明する。図 28 が図 6 と異なる点は、位相変更 ON/OFF に関する情報 2800 が存在する点、および、位相変更を $z_1'(t)$ 、 $z_2'(t)$ のいずれかに位相変更を行う（同一時刻、または、同一周波数で、位相変更を $z_1'(t)$ 、 $z_2'(t)$ のいずれかに対し施す。）点である。したがって、位相変更を $z_1'(t)$ 、 $z_2'(t)$ のいずれかに位相変更を行うことになるため、図 28 の位相変更部 317A、位相変更部 317B は、位相変更を行う（ON）場合と位相変更を行わない（OFF）場合がある。この ON/OFF に関する制御情報が、位相変更 ON/OFF に関する情報 2800 となる。この位相変更 ON/OFF に関する情報 2800 は、図 3 に示す信号処理方法情報生成部 314 から出力される。

[0175] 図 28 の位相変更部 317A は、 $z_1(t) = y_1(t) z_1'(t)$ となるように、また、位相変更部 317B は、 $z_2(t) = y_2(t) z_2'(t)$ となるように、位相の変更を行うことになる。

このとき、例えば、 $z_1'(t)$ は、周期 4 で位相変更を行うものとする。（このとき、 $z_2'(t)$ は位相変更を行わない。）したがって、時刻 u において、 $y_1(u) = e^{j0}$ 、 $y_2(u) = 1$ 、時刻 $u+1$ において、 $y_1(u$

$+1) = e^{j\pi/2}$ 、 $y_2(u+1) = 1$ 、時刻 $u+2$ において、 $y_1(u+2) = e^{j\pi}$ 、 $y_2(u+2) = 1$ 、時刻 $u+3$ において、 $y_1(u+3) = e^{j3\pi/2}$ 、 $y_2(u+3) = 1$ とするものとする。

[0176] 次に、例えば、 $z_2'(t)$ は、周期4で位相変更を行うものとする。（このとき、 $z_1'(t)$ は位相変更を行わない。）したがって、時刻 $u+4$ において、 $y_1(u+4) = 1$ 、 $y_2(u+4) = e^{j0}$ 、時刻 $u+5$ において、 $y_1(u+5) = 1$ 、 $y_2(u+5) = e^{j\pi/2}$ 、時刻 $u+6$ において、 $y_1(u+6) = 1$ 、 $y_2(u+6) = e^{j\pi}$ 、時刻 $u+7$ において、 $y_1(u+7) = 1$ 、 $y_2(u+7) = e^{j3\pi/2}$ とするものとする。

[0177] したがって、上記の例では、

時刻 $8k$ のとき、 $y_1(8k) = e^{j0}$ 、 $y_2(8k) = 1$ 、

時刻 $8k+1$ のとき、 $y_1(8k+1) = e^{j\pi/2}$ 、 $y_2(8k+1) = 1$ 、

時刻 $8k+2$ のとき、 $y_1(8k+2) = e^{j\pi}$ 、 $y_2(8k+2) = 1$ 、

時刻 $8k+3$ のとき、 $y_1(8k+3) = e^{j3\pi/2}$ 、 $y_2(8k+3) = 1$

、

時刻 $8k+4$ のとき、 $y_1(8k+4) = 1$ 、 $y_2(8k+4) = e^{j0}$ 、

時刻 $8k+5$ のとき、 $y_1(8k+5) = 1$ 、 $y_2(8k+5) = e^{j\pi/2}$ 、

時刻 $8k+6$ のとき、 $y_1(8k+6) = 1$ 、 $y_2(8k+6) = e^{j\pi}$ 、

時刻 $8k+7$ のとき、 $y_1(8k+7) = 1$ 、 $y_2(8k+7) = e^{j3\pi/2}$

となる。

[0178] 上述のように、 $z_1'(t)$ のみ位相変更する時間と $z_2'(t)$ のみ位相を変更する時間とが存在するようにする。また、 $z_1'(t)$ のみ位相変更する時間と $z_2'(t)$ のみ位相を変更する時間とで、位相変更の周期を構成する。なお、上述では、 $z_1'(t)$ のみ位相変更を行う場合の周期と $z_2'(t)$ のみ位相変更を行う場合の周期を同一にしているが、これに限ったものではなく、 $z_1'(t)$ のみ位相変更を行う場合の周期と $z_2'(t)$ のみ位相変更を行う場合の周期が異なってもよい。また、上述の例では、 $z_1'(t)$ を4周期で位相変更を行った後に $z_2'(t)$ を4周期

で位相変更を行うように説明しているが、これに限ったものではなく、 $z_1'(t)$ の位相変更と $z_2'(t)$ の位相変更の順番をどのようにしてもよい（例えば、 $z_1'(t)$ の位相変更と $z_2'(t)$ の位相変更を交互に行っても良いし、ある規則にしたがった順番でも良いし、順番はランダムであってもよい。）

図29の位相変更部317Aは、 $s_1'(t) = y_1(t) s_1(t)$ となるように、また、位相変更部317Bは、 $s_2'(t) = y_2(t) s_2(t)$ となるように、位相の変更を行うことになる。

[0179] このとき、例えば、 $s_1(t)$ は、周期4で位相変更を行うものとする。

（このとき、 $s_2(t)$ は位相変更を行わない。）したがって、時刻 u において、 $y_1(u) = e^{j0}$ 、 $y_2(u) = 1$ 、時刻 $u+1$ において、 $y_1(u+1) = e^{j\pi/2}$ 、 $y_2(u+1) = 1$ 、時刻 $u+2$ において、 $y_1(u+2) = e^{j\pi}$ 、 $y_2(u+2) = 1$ 、時刻 $u+3$ において、 $y_1(u+3) = e^{j3\pi/2}$ 、 $y_2(u+3) = 1$ とするものとする。

[0180] 次に、例えば、 $s_2(t)$ は、周期4で位相変更を行うものとする。（このとき、 $s_1(t)$ は位相変更を行わない。）したがって、時刻 $u+4$ において、 $y_1(u+4) = 1$ 、 $y_2(u+4) = e^{j0}$ 、時刻 $u+5$ において、 $y_1(u+5) = 1$ 、 $y_2(u+5) = e^{j\pi/2}$ 、時刻 $u+6$ において、 $y_1(u+6) = 1$ 、 $y_2(u+6) = e^{j\pi}$ 、時刻 $u+7$ において、 $y_1(u+7) = 1$ 、 $y_2(u+7) = e^{j3\pi/2}$ とするものとする。

[0181] したがって、上記の例では、

時刻 $8k$ のとき、 $y_1(8k) = e^{j0}$ 、 $y_2(8k) = 1$ 、

時刻 $8k+1$ のとき、 $y_1(8k+1) = e^{j\pi/2}$ 、 $y_2(8k+1) = 1$ 、

時刻 $8k+2$ のとき、 $y_1(8k+2) = e^{j\pi}$ 、 $y_2(8k+2) = 1$ 、

時刻 $8k+3$ のとき、 $y_1(8k+3) = e^{j3\pi/2}$ 、 $y_2(8k+3) = 1$

、

時刻 $8k+4$ のとき、 $y_1(8k+4) = 1$ 、 $y_2(8k+4) = e^{j0}$ 、

時刻 $8k+5$ のとき、 $y_1(8k+5) = 1$ 、 $y_2(8k+5) = e^{j\pi/2}$ 、

時刻 $8k + 6$ のとき、 $y_1(8k + 6) = 1$ 、 $y_2(8k + 6) = e^{j\pi}$ 、

時刻 $8k + 7$ のとき、 $y_1(8k + 7) = 1$ 、 $y_2(8k + 7) = e^{j3\pi/2}$

となる。

- [0182] 上述のように、 $s_1(t)$ のみ位相変更する時間と $s_2(t)$ のみ位相を変更する時間とが存在するようにする。また、 $s_1(t)$ のみ位相変更する時間と $s_2(t)$ のみ位相を変更する時間とで、位相変更の周期を構成する。なお、上述では、 $s_1(t)$ のみ位相変更を行う場合の周期と $s_2(t)$ のみ位相変更を行う場合の周期を同一にしているが、これに限ったものではなく、 $s_1(t)$ のみ位相変更を行う場合の周期と $s_2(t)$ のみ位相変更を行う場合の周期が異なってもよい。また、上述の例では、 $s_1(t)$ を4周期で位相変更を行った後に $s_2(t)$ を4周期で位相変更を行うように説明しているが、これに限ったものではなく、 $s_1(t)$ の位相変更と $s_2(t)$ の位相変更の順番をどのようにしてもよい（例えば、 $s_1(t)$ の位相変更と $s_2(t)$ の位相変更を交互に行っても良いし、ある規則にしたがった順番でもよいし、順番はランダムであってもよい。）

これによって、受信装置側における送信信号 $z_1(t)$ 及び $z_2(t)$ を受信したときのそれぞれの受信状態を均等にすることができるとともに、受信した信号 $z_1(t)$ 及び $z_2(t)$ それぞれのシンボルにおいて位相が周期的に切り替えられることにより、誤り訂正復号後の誤り訂正能力を向上させることができるので、LOS環境における受信品質を向上させることができる。

- [0183] 以上、実施の形態2に示した構成でも、上記実施の形態1と同様の効果を得ることができる。

本実施の形態では、シングルキャリア方式を例、つまり、位相変更を時間軸に対して行う場合について説明したが、これに限ったものではなく、マルチキャリア伝送を行った場合でも同様に実施することができる。したがって、例えば、スペクトル拡散通信方式、OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 方式、

SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access)、SC-OFDM (Single Carrier Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 方式、非特許文献 7 等で示されているウェーブレット OFDM 方式等を用いた場合についても同様に実施することができる。前述したように、本実施の形態では、位相変更を行う説明として、時間 t 軸方向で位相変更を行う場合で説明したが、実施の形態 1 と同様に、周波数軸方向に位相変更を行う、つまり、本実施の形態において、 t 方向での位相変更の説明において、 t を f (f : 周波数 ((サブ) キャリア)) に置き換えて、考えることで、本実施の形態で説明した位相変更方法を、周波数方向に位相変更ことに適用することができることになる。また、本実施の形態の位相変更方法は、実施の形態 1 の説明と同様に、時間-周波数方向に対する位相変更に対して、適用することも可能である。

[0184] したがって、図 6、図 25、図 26、図 27 では時間軸方向で位相変更を行う場合を示しているが、図 6、図 25、図 26、図 27 において、時間 t をキャリア f に置き換えて考えることで、周波数方向での位相変更を行うことに相当し、時間 t を時間 t 、周波数 f 、つまり (t) を (t, f) に置き換えて考えることで、時間周波数のブロックで位相変更を行うことに相当する。

[0185] そして、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、ユニークワード等)、制御情報の伝送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。

(実施の形態 3)

上記実施の形態 1 及び 2 においては、位相を規則的に変更することとした。本実施の形態 3 においては、送信装置から見て、各所に点在することになる受信装置において、受信装置がどこに配置されていても、各受信装置が良好なデータの受信品質を得るための手法について開示する。

[0186] 本実施の形態3においては、位相を変更して得られる信号のシンボル配置を説明する。

図31は、規則的に位相を変更する送信方式において、OFDM方式のようなマルチキャリア方式を用いたときの、時間一周波数軸における信号の一部のシンボルのフレーム構成の一例を示している。

はじめに、実施の形態1で説明した、2つのプリコーディング後のベースバンド信号のうち、一方のベースバンド信号（図6参照）に位相変更を行った場合の例で説明する。

[0187] （なお、図6では時間軸方向で位相変更を行う場合を示しているが、図6において、時間 t をキャリア f に置き換えて考えることで、周波数方向での位相変更を行うことに相当し、時間 t を時間 t 、周波数 f 、つまり (t) を (t, f) に置き換えて考えることで、時間周波数のブロックで位相変更を行うことに相当する。）

図31は、図12に示した位相変更部317Bの入力である変調信号 z_2 'のフレーム構成を示しており、1つの四角がシンボル（ただし、プリコーディングを行っているため、 s_1 と s_2 の両者の信号を含んでいるのが通常であるが、プリコーディング行列の構成次第では、 s_1 と s_2 の一方の信号のみであることもある。）を示している。

[0188] ここで、図31のキャリア2、時刻\$2のシンボル3100について着目する。なお、ここではキャリアと記載しているが、サブキャリアと呼称することもある。

キャリア2において、時刻\$2に時間的に最も隣接するシンボル、つまりキャリア2の時刻\$1のシンボル3103と時刻\$3のシンボル3101のそれぞれのチャネル状態は、キャリア2、時刻\$2のシンボル3100のチャネル状態と、非常に相関が高い。

[0189] 同様に時刻\$2において、周波数軸方向でキャリア2に最も隣接している周波数のシンボル、即ち、キャリア1、時刻\$2のシンボル3104と時刻\$2、キャリア3のシンボル3104とのチャネル状態は、ともに、キャリ

ア2、時刻 \$ 2 のシンボル 3 1 0 0 のチャネル状態と、非常に相関が高い。

上述したように、シンボル 3 1 0 1、3 1 0 2、3 1 0 3、3 1 0 4 のそれぞれのチャネル状態は、シンボル 3 1 0 0 のチャネル状態との相関が非常に高い。

[0190] 本明細書において、規則的に位相を変更する送信方法において、乗じる位相として、 N 種類の位相（但し、 N は2以上の整数）を用意しているものとする。図31に示したシンボルには、例えば、「 $e^{j\phi}$ 」という記載を付しているが、これは、このシンボルにおける図6における信号 z_2' に対し、「 $e^{j\phi}$ 」が乗じられて位相が変更されたことを意味する。つまり、図31の各シンボルに記載している値は、式(42)における $y(t)$ 、および、実施の形態2で説明した $z_2(t) = y_2(t) z_2'(t)$ における $y_2(t)$ の値となる。

[0191] 本実施の形態においては、この周波数軸方向で隣接しあうシンボル及び／又は時間軸方向で隣接しあうシンボルのチャネル状態の相関性が高いことを利用して受信装置側において、高いデータの受信品質が得られる位相が変更されたシンボルのシンボル配置を開示する。

この受信側で高いデータの受信品質が得られる条件として、＜条件#1＞、＜条件#2＞が考えられる。

[0192]

＜条件#1＞

図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対し、規則的に位相を変更する送信方法において、OFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いている場合、時間 X ・ キャリア Y がデータ伝送用のシンボル（以下、データシンボルと呼称する）であり、時間軸方向で隣接するシンボル、即ち、時間 $X-1$ ・ キャリア Y および時間 $X+1$ ・ キャリア Y がいずれもデータシンボルであり、これら3つのデータシンボルに対応するプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' 、つまり、時間 X ・ キャリア Y 、時間 $X-1$ ・ キャリア Y および時間 $X+1$ ・ キャリア Y におけるそれぞれのプリ

コーディング後のベースバンド信号 z_2' では、いずれも異なる位相変更が行われる。

[0193]

＜条件 # 2＞

図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対し、規則的に位相を変更する送信方法において、OFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いている場合、時間 $X \cdot$ キャリア Y がデータ伝送用のシンボル（以下、データシンボルと呼称する）であり、周波数軸方向で隣接するシンボル、即ち、時間 $X \cdot$ キャリア $Y - 1$ および時間 $X \cdot$ キャリア $Y + 1$ がいずれもデータシンボルである場合、これら3つのデータシンボルに対応するプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' 、つまり、時間 $X \cdot$ キャリア Y 、時間 $X \cdot$ キャリア $Y - 1$ および時間 $X \cdot$ キャリア $Y + 1$ におけるそれぞれのプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' では、いずれも異なる位相変更が行われる。

[0194] そして、＜条件 # 1＞を満たすデータシンボルが存在するとよい。同様に、＜条件 2＞を満たすデータシンボルが存在するとよい。

この＜条件 # 1＞＜条件 # 2＞が導出される理由は以下の通りである。

送信信号においてあるシンボル（以降、シンボルAと呼称する）があり、当該シンボルAに時間的に隣接したシンボルそれぞれのチャネル状態は、上述したとおり、シンボルAのチャネル状態との相関が高い。

[0195] したがって、時間的に隣接した3シンボルで、異なる位相を用いていると、LOS環境において、シンボルAが劣悪な受信品質（SNRとしては高い受信品質を得ているものの、直接波の位相関係が劣悪な状況であるため受信品質が悪い状態）であっても、残りのシンボルAに隣接する2シンボルでは、良好な受信品質を得ることができる可能性が非常に高く、その結果、誤り訂正復号後は良好な受信品質を得ることができる。

[0196] 同様に、送信信号においてあるシンボル（以降、シンボルAと呼称する）

があり、このシンボルAに周波数的に隣接したシンボルそれぞれのチャネル状態は、上述したとおり、シンボルAのチャネル状態との相関が高い。

したがって、周波数的に隣接した3シンボルで、異なる位相を用いていると、LOS環境において、シンボルAが劣悪な受信品質（SNRとしては高い受信品質を得ているものの、直接波の位相関係が劣悪な状況であるため受信品質が悪い状態）であっても、残りのシンボルAに隣接する2シンボルでは、良好な受信品質を得ることができる可能性が非常に高く、その結果、誤り訂正復号後は良好な受信品質を得ることができる。

[0197] また、＜条件#1＞と＜条件#2＞を組み合わせると、受信装置において、より、データの受信品質を向上させることができる可能性がある。したがって、以下の＜条件#3＞を導くことができる。

＜条件#3＞

図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対し、規則的に位相を変更する送信方法において、OFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いている場合、時間 $X \cdot$ キャリア Y がデータ伝送用のシンボル（以下、データシンボルと呼称する）であり、時間軸方向で隣接するシンボル、即ち、時間 $X-1 \cdot$ キャリア Y および時間 $X+1 \cdot$ キャリア Y がいずれもデータシンボルであり、かつ、周波数軸方向で隣接するシンボル、即ち、時間 $X \cdot$ キャリア $Y-1$ および時間 $X \cdot$ キャリア $Y+1$ がいずれもデータシンボルである場合、これら5つのデータシンボルに対応するプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' 、つまり、時間 $X \cdot$ キャリア Y および時間 $X-1 \cdot$ キャリア Y および時間 $X+1 \cdot$ キャリア Y および時間 $X \cdot$ キャリア $Y-1$ および時間 $X \cdot$ キャリア $Y+1$ におけるそれぞれのプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' では、いずれも異なる位相変更が行われる。

[0198]

ここで、「異なる位相変更」について、補足を行う。位相変更は、0ラジアンから 2π ラジアンで定義されることになる。例えば、時間 $X \cdot$ キャリア

Yにおいて、図6のプリコーディング後のベースバンド信号 $z'2'$ に対して施す位相変更を $e^{j\theta_{X,Y}}$ 、時間 $X-1$ ・キャリアYにおいて、図6のプリコーディング後のベースバンド信号 $z'2'$ に対して施す位相変更を $e^{j\theta_{X-1,Y}}$ 、時間 $X+1$ ・キャリアYにおいて、図6のプリコーディング後のベースバンド信号 $z'2'$ に対して施す位相変更を $e^{j\theta_{X+1,Y}}$ とすると、 $0ラジアン \leq \theta_{X,Y} < 2\pi$ 、 $0ラジアン \leq \theta_{X-1,Y} < 2\pi$ 、 $0ラジアン \leq \theta_{X+1,Y} < 2\pi$ となる。したがって、＜条件#1＞では、 $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X-1,Y}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ かつ $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X-1,Y}$ が成立することになる。同様に考えると、＜条件#2＞では、 $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ かつ $\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X-1,Y+1}$ が成立することになり、＜条件#3＞では、 $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X-1,Y}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ かつ $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ かつ $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ かつ $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ かつ $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ かつ $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ かつ $\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X,Y+1}$ が成立することになる。

[0199] そして、＜条件#3＞を満たすデータシンボルが存在するとよい。

図31は＜条件#3＞の例であり、シンボルAに該当するシンボル3100に相当する図6のプリコーディング後のベースバンド信号 $z'2'$ に乘じられている位相と、そのシンボル3100に時間的に隣接するシンボル3101に相当する図6のプリコーディング後のベースバンド信号 $z'2'$ 、3103に相当する図6のプリコーディング後のベースバンド信号 $z'2'$ に乘じられている位相と、周波数的に隣接するシンボル3102に相当する図6のプリコーディング後のベースバンド信号 $z'2'$ 、3104に相当する図6のプリコーディング後のベースバンド信号 $z'2'$ に乘じられている位相が互いに異なるように配されており、これによって、受信側においてシンボル3100の受信品質が劣悪であろうとも、その隣接するシンボルの受信品質は非常に高くなるため、誤り訂正復号後の高い受信品質を確保できる。

[0200] この条件のもとで、位相を変更して得られるシンボルの配置例を図32に示す。

図32を見ればわかるように、いずれのデータシンボルにおいても、その位相が周波数軸方向及び時間軸方向の双方において隣接しあうシンボルに対

して変更された位相の度合いは互いに異なる位相変更量となっている。このようにすることで、受信装置における誤り訂正能力を更に向上させることができる。

[0201] つまり、図32では、時間軸方向で隣接するシンボルにデータシンボルが存在していた場合、＜条件#1＞がすべてのX、すべてのYで成立している。

同様に、図32では、周波数方向で隣接するシンボルにデータシンボルが存在していた場合、＜条件#2＞がすべてのX、すべてのYで成立している。

同様に、図32では、周波数方向で隣接するシンボルにデータシンボルが存在し、かつ、時間軸方向で隣接するシンボルにデータシンボルが存在していた場合、＜条件#3＞がすべてのX、すべてのYで成立している。

[0202] 次に、実施の形態2で説明した、2つのプリコーディング後のベースバンド信号に位相変更を行った場合（図26参照）の例で説明する。

図26のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' 、および、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の両者に位相変更を与える場合、位相変更方法について、いくつかの方法がある。その点について、詳しく説明する。

[0203] 方法1として、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更は、前述のように、図32のように位相変更を行うものとする。図32において、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更は周期10としている。しかし、前述で述べたように、＜条件#1＞＜条件#2＞＜条件#3＞を満たすようにするために、（サブ）キャリア1で、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に施す位相変更を時間とともに変更している。（図32では、このような変更をほどこしているが、周期10をとし、別の位相変更方法であってもよい）そして、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' の位相変更は、図33のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更は周期10の1周期分の位相変更する値は一定とする。図33では、（プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更の）1周期分を含む時刻\$1において、プリコーディング後のベー

スバンド信号 z_1' の位相変更の値は、 e^{j0} としており、次の（プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更の）1 周期分を含む時刻 \$ 2\$ において、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' の位相変更の値は、 $e^{j\pi/9}$ としており、 $\dots$ 、としている。

[0204] なお、図 3 3 に示したシンボルには、例えば、「 e^{j0} 」という記載を付しているが、これは、このシンボルにおける図 2 6 における信号 z_1' に対し、「 e^{j0} 」が乗じられて位相が変更されたことを意味する。つまり、図 3 3 の各シンボルに記載している値は、実施の形態 2 で説明した $z_1(t) = y_1(t) z_1'(t)$ における $y_1(t)$ の値となる。

[0205] プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' の位相変更は、図 3 3 ように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更は周期 1 0 の 1 周期分の位相変更する値は一定とし、位相変更する値は、1 周期分の番号とともに変更するようにする。（上述のように、図 3 3 では、第 1 の 1 周期分では、 e^{j0} とし、第 2 の 1 周期分では $e^{j\pi/9}$ 、 $\dots$ としている。）

以上のようにすることで、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更は周期 1 0 であるが、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' の位相変更とプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更の両者を考慮したときの周期は 1 0 より大きくすることができるという効果を得ることができる。これにより、受信装置のデータの受信品質が向上する可能性がある。

[0206] 方法 2 として、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更は、前述のように、図 3 2 のように位相変更を行うものとする。図 3 2 において、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更は周期 1 0 としている。しかし、前述で述べたように、＜条件 # 1＞＜条件 # 2＞＜条件 # 3＞を満たすようにするために、（サブ）キャリア 1 で、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に施す位相変更を時間とともに変更している。（図 3 2 では、このような変更をほどこしているが、周期 1 0 をとし、別の位相変更方法であってもよい）そして、プリコーディング後のベースバ

ンド信号 z_1' の位相変更は、図 30 に示すように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更は周期 10 とは異なる周期 3 での位相変更を行う。

[0207] なお、図 30 に示したシンボルには、例えば、「 e^{j0} 」という記載を付しているが、これは、このシンボルにおける図 26 における信号 z_1' に対し、「 e^{j0} 」が乗じられて位相が変更されたことを意味する。つまり、図 30 の各シンボルに記載している値は、実施の形態 2 で説明した $z_1(t) = y_1(t) z_1'(t)$ における $y_1(t)$ の値となる。

[0208] 以上のようにすることで、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更は周期 10 であるが、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' の位相変更とプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更の両者を考慮したときの周期は 30 となりプリコーディング後のベースバンド信号 z_1' の位相変更とプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更の両者を考慮したときの周期を 10 より大きくすることができるという効果を得ることができる。これにより、受信装置のデータの受信品質が向上する可能性がある。方法 2 の一つの有効な方法としては、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' の位相変更の周期を N とし、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更の周期を M としたとき、特に、 N と M が互いに素の関係であると、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' の位相変更とプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' の位相変更の両者を考慮したときの周期は $N \times M$ と容易に大きな周期に設定することができるという利点があるが、 N と M が互いに素の関係でも、周期を大きくすることは可能である。

[0209] なお、本実施の形態 3 の位相変更方法は一例であり、これに限ったものではなく、実施の形態 1、実施の形態 2 で説明したように、周波数軸方向で位相変更を行ったり、時間軸方向で位相変更を行ったり、時間一周波数のブロックで位相変更を行っても同様に、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができるという効果を持つことになる。

上記で説明したフレーム構成以外にも、データシンボル間にパイロットシンボル（SP（Scattered Pilot））や制御情報を伝送するシンボルなどが挿入されることも考えられる。この場合の位相変更について詳しく説明する。

[0210] 図47は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_1 または z_1' および変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、図47(a)は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_1 または z_1' の時間一周波数軸におけるフレーム構成、図47(b)は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成である。図47において、4701はパイロットシンボル、4702はデータシンボルを示しており、データシンボル4702は、プリコーディングまたはプリコーディングと位相変更を施したシンボルとなる。

[0211] 図47は、図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対し、位相変更を行う場合のシンボル配置を示している（プリコーディング後のベースバンド信号 z_1 には位相変更を行わない）。（なお、図6では時間軸方向で位相変更を行う場合を示しているが、図6において、時間 t をキャリア f に置き換えて考えることで、周波数方向での位相変更を行うことに相当し、時間 t を時間 t 、周波数 f 、つまり (t) を (t, f) に置き換えて考えることで、時間周波数のブロックで位相変更を行うことに相当する。）したがって、図47のプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のシンボルに記載されている数値は、位相の変更値を示している。なお、図47のプリコーディング後のベースバンド信号 z_1' （ z_1 ）のシンボルは、位相変更を行わないので、数値を記載していない。

[0212] 図47において重要な点は、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングを施したシンボルに対して施している点である。（ここで、シンボルと記載しているが、ここで記載しているシンボルには、プリコーディングが施されているため、 s_1 のシンボルと s_2 のシンボルの両者を含んでいることになる。）

したがって、 z_2' に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さないことになる。

[0213] 図48は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_1 または z_1' および変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、図48(a)は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_1 または z_1' の時間一周波数軸におけるフレーム構成、図48(b)は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成である。図48において、4701はパイロットシンボル、4702はデータシンボルを示しており、データシンボル4702は、プリコーディングと位相変更を施したシンボルとなる。

[0214] 図48は、図26のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' およびプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対し、位相変更を行う場合のシンボル配置を示している。（なお、図26では時間軸方向で位相変更を行う場合を示しているが、図26において、時間 t をキャリア f に置き換えて考えることで、周波数方向での位相変更を行うことに相当し、時間 t を時間 t 、周波数 f 、つまり (t) を (t, f) に置き換えて考えることで、時間周波数のブロックで位相変更を行うことに相当する。）したがって、図48のプリコーディング後のベースバンド信号 z_1' およびプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のシンボルに記載されている数値は、位相の変更値を示している。

[0215] 図48において重要な点は、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングを施したシンボルに対して施している、また、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングを施したシンボルに対して施している点である。（ここで、シンボルと記載しているが、ここで記載しているシンボルには、プリコーディングが施されているため、 s_1 のシンボルと s_2 のシンボルの両者を含んでいることに

なる。)したがって、 $z 1'$ に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さず、また、 $z 2'$ に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さないことになる。

[0216] 図49は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） $z 1$ または $z 1'$ および変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） $z 2'$ の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、図49(a)は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） $z 1$ または $z 1'$ の時間一周波数軸におけるフレーム構成、図49(b)は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） $z 2'$ の時間一周波数軸におけるフレーム構成である。図49において、4701はパイロットシンボル、4702はデータシンボル、4901はヌルシンボルであり、ベースバンド信号の同相成分 $I=0$ であり、直交成分 $Q=0$ となる。このとき、データシンボル4702は、プリコーディングまたはプリコーディングと位相変更を施したシンボルとなる。図49と図47の違いは、データシンボル以外のシンボルの構成方法であり、変調信号 $z 1'$ でパイロットシンボルが挿入されている時間とキャリアにおいて、変調信号 $z 2'$ はヌルシンボルとなっており、逆に、変調信号 $z 2'$ でパイロットシンボルが挿入されている時間とキャリアにおいて、変調信号 $z 1'$ はヌルシンボルとなっている点である。

[0217] 図49は、図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 $z 2'$ に対し、位相変更を行う場合のシンボル配置を示している（プリコーディング後のベースバンド信号 $z 1$ には位相変更を行わない）。（なお、図6では時間軸方向で位相変更を行う場合を示しているが、図6において、時間 t をキャリア f に置き換えて考えることで、周波数方向での位相変更を行うことに相当し、時間 t を時間 t 、周波数 f 、つまり (t) を (t, f) に置き換えて考えることで、時間周波数のブロックで位相変更を行うことに相当する。)したがって、図49のプリコーディング後のベースバンド信号 $z 2'$ のシンボルに記載されている数値は、位相の変更値を示している。なお、図49のプリコーディング後のベースバンド信号 $z 1'$ ($z 1$) のシンボルは、

位相変更を行わないので、数値を記載していない。

- [0218] 図49において重要な点は、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングを施したシンボルに対して施している点である。（ここで、シンボルと記載しているが、ここで記載しているシンボルには、プリコーディングが施されているため、 s_1 のシンボルと s_2 のシンボルの両者を含んでいることになる。）したがって、 z_2' に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さないことになる。
- [0219] 図50は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_1 または z_1' および変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、図50(a)は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_1 または z_1' の時間一周波数軸におけるフレーム構成、図50(b)は、変調信号（プリコーディング後のベースバンド信号） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成である。図50において、4701はパイロットシンボル、4702はデータシンボル、4901はヌルシンボルであり、ベースバンド信号の同相成分 $I=0$ であり、直交成分 $Q=0$ となる。このとき、データシンボル4702は、プリコーディングまたはプリコーディングと位相変更を施したシンボルとなる。図50と図48の違いは、データシンボル以外のシンボルの構成方法であり、変調信号 z_1' でパイロットシンボルが挿入されている時間とキャリアにおいて、変調信号 z_2' はヌルシンボルとなっており、逆に、変調信号 z_2' でパイロットシンボルが挿入されている時間とキャリアにおいて、変調信号 z_1' はヌルシンボルとなっている点である。
- [0220] 図50は、図26のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' およびプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対し、位相変更を行う場合のシンボル配置を示している。（なお、図26では時間軸方向で位相変更を行う場合を示しているが、図26において、時間 t をキャリア f に置き換えて考えることで、周波数方向での位相変更を行うことに相当し、時

間 t を時間 t 、周波数 f 、つまり (t) を (t, f) に置き換えて考えることで、時間周波数のブロックで位相変更を行うことに相当する。)したがって、図 50 のプリコーディング後のベースバンド信号 z_1' およびプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のシンボルに記載されている数値は、位相の変更値を示している。

[0221] 図 50 において重要な点は、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングを施したシンボルに対して施している、また、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングを施したシンボルに対して施している点である。(ここで、シンボルと記載しているが、ここで記載しているシンボルには、プリコーディングが施されているため、 s_1 のシンボルと s_2 のシンボルの両者を含んでいることになる。)したがって、 z_1' に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さず、また、 z_2' に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さないことになる。

[0222] 図 51 は、図 47、図 49 のフレーム構成の変調信号を生成し、送信する送信装置の構成の一例を示しており、図 4 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。

図 51 において、重み付け合成部 308A、308B、および、位相変更部 317B は、フレーム構成信号 313 がデータシンボルであるタイミングを示しているときのみ動作することになる。

[0223] 図 51 のパイロットシンボル（ヌルシンボル生成を兼ねるものとする）生成部 5101 は、フレーム構成信号 313 がパイロットシンボル（かつヌルシンボル）であることをしめしていた場合、パイロットシンボルのベースバンド信号 5102A、および 5102B を出力する。

図 47 から図 50 のフレーム構成では示していなかったが、プリコーディング（および、位相回転を施さない）を施さない、例えば、1 アンテナから変調信号を送信する方式、（この場合、もう一方のアンテナからは信号を伝

送しないことになる）、または、時空間符号（特に時空間ブロック符号）を用いた伝送方式を用いて制御情報シンボルを送信する場合、制御情報シンボル 5104 は、制御情報 5103、フレーム構成信号 313 を入力とし、フレーム構成信号 313 が制御情報シンボルであることを示している場合、制御情報シンボルのベースバンド信号 5102A、5102B を出力する。

[0224] 図51の無線部310A、310Bは、入力となる複数のベースバンド信号のうち、フレーム構成信号313に基づき、複数のベースバンド信号から、所望のベースバンド信号を選択する。そして、OFDM関連の信号処理を施し、フレーム構成にしたがった変調信号311A、311Bをそれぞれ出力する。

図52は、図48、図50のフレーム構成の変調信号を生成し、送信する送信装置の構成の一例を示しており、図4、図51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。図51に対して追加した位相変更部317Aは、フレーム構成信号313がデータシンボルであるタイミングを示しているときのみ動作することになる。その他については、図51と同様の動作となる。

[0225] 図53は、図51とは異なる送信装置の構成方法である。以降では異なる点について説明する。位相変更部317Bは、図53のように、複数のベースバンド信号を入力とする。そして、フレーム構成信号313が、データシンボルであることを示していた場合、位相変更部317Bは、プリコーディング後のベースバンド信号316Bに対し、位相変更を施す。そして、フレーム構成信号313が、パイロットシンボル（またはヌルシンボル）、または、制御情報シンボルであることを示していた場合、位相変更部317Bは、位相変更の動作を停止し、各シンボルのベースバンド信号をそのまま出力する。（解釈としては、「 e^{j0} 」に相当する位相回転を強制的に行っていると考えればよい。）

選択部5301は、複数のベースバンド信号を入力とし、フレーム構成信号313が示したシンボルのベースバンド信号を選択し、出力する。

[0226] 図54は、図52とは異なる送信装置の構成方法である。以降では異なる点について説明する。位相変更部317Bは、図54のように、複数のベースバンド信号を入力とする。そして、フレーム構成信号313が、データシンボルであることを示していた場合、位相変更部317Bは、プリコーディング後のベースバンド信号316Bに対し、位相変更を施す。そして、フレーム構成信号313が、パイロットシンボル（またはヌルシンボル）、または、制御情報シンボルであることを示していた場合、位相変更部317Bは、位相変更の動作を停止し、各シンボルのベースバンド信号をそのまま出力する。（解釈としては、「 e^{j0} 」に相当する位相回転を強制的に行っていると考えればよい。）

同様に、位相変更部5201は、図54のように、複数のベースバンド信号を入力とする。そして、フレーム構成信号313が、データシンボルであることを示していた場合、位相変更部5201は、プリコーディング後のベースバンド信号309Aに対し、位相変更を施す。そして、フレーム構成信号313が、パイロットシンボル（またはヌルシンボル）、または、制御情報シンボルであることを示していた場合、位相変更部5201は、位相変更の動作を停止し、各シンボルのベースバンド信号をそのまま出力する。（解釈としては、「 e^{j0} 」に相当する位相回転を強制的に行っていると考えればよい。）

上述の説明では、パイロットシンボルと制御シンボルとデータシンボルを例に説明したが、これに限ったものではなく、プリコーディングとは異なる伝送方法、例えば、1アンテナ送信、時空間ブロック符号を用いた伝送方式、等を用いて伝送するシンボルであれば、同様に、位相変更を与えない、ということが重要となり、これとは逆に、プリコーディングを行ったシンボルに対しては、位相変更を行うことが本発明では重要なこととなる。

[0227] したがって、時間一周波数軸におけるフレーム構成におけるすべてのシンボルで位相変更が行われるわけではなく、プリコーディングを行った信号のみに位相変更を与える点が、本発明の特徴となる。

(実施の形態 4)

上記実施の形態 1 及び 2 においては、位相を規則的に変更すること、実施の形態 3 においては、隣り合うシンボルの位相の変更の度合いを異ならせることを開示した。

[0228] 本実施の形態 4 では、位相変更方法が、送信装置が使用する変調方式、誤り訂正符号の符号化率により、異なってもよいことを示す。

以下の表 1 には、送信装置が設定した各種設定パラメータに応じて設定する位相変更方法の一例を示している。

[0229] [表 1]

送信変調信号数	変調方式	符号化率	位相変更パターン
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:1/2, #2:2/3	#1:・, #2:A
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:1/2, #2:3/4	#1:A, #2:B
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:2/3, #2:3/5	#1:A, #2:C
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:2/3, #2:2/3	#1:C, #2:・
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:3/3, #2:5/6	#1:D, #2:E
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:1/2, #2:2/3	#1:B, #2:A
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:1/2, #2:3/4	#1:A, #2:C
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:1/2, #2:3/5	#1:・, #2:E
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:2/3, #2:3/4	#1:D, #2:・
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:2/3, #2:5/6	#1:D, #2:B
2	#1:16QAM, #2:16QAM	#1:1/2, #2:2/3	#1:・, #2:E
・	・	・	・
・	・	・	・
・	・	・	・

[0230] 表 1 における # 1 は上記実施の形態 1 の変調信号 s 1 (送信装置が設定した変調方式のベースバンド信号 s 1)、# 2 は変調信号 s 2 (送信装置が設定した変調方式のベースバンド信号 s 2) を意味する。表 1 における符号化

率の列は、#1、#2の変調方式に対し、誤り訂正符号の設定した符号化率を示している。表1における位相変更パターンの列は、実施の形態1から実施の形態3で説明したように、フリコデーティング後のベースバンド信号 z_1 (z_1')、 z_2 (z_2') に対して施す位相変更方法を示しており、位相変更パターンをA、B、C、D、E、... といふように定めているが、これは、実際には、位相を変更する度合いの変化を示す情報であり、例えば、上記式(46)や式(47)に示すような変更パターンを示すものとする。なお、表1における位相変更パターンの例において「-」と記載しているが、これは、位相変更を行わないことを意味している。

[0231] なお、表1に示した変調方式や符号化率の組み合わせは、一例であり、表1に示す変調方式以外の変調方式(例えば、128QAMや256QAM等)や、符号化率(例えば、7/8等)が含まれてもよい。また、実施の形態1で示したように、誤り訂正符号は、 s_1 、 s_2 別々に設定してもよい(なお、表1の場合は、図4のように、一つの誤り訂正符号の符号化を施している場合としてい)。また、同じ変調方式及び符号化率に、互いに異なる複数の位相変更パターンを対応付けることとしてもよい。送信装置は、各位相変更パターンを示す情報を受信装置に対して送信し、受信装置は当該情報と表1を参照することによって位相変更パターンを特定し、復調、および、復号を実行することとなる。なお、変調方式、および、誤り訂正方式に対し、位相変更パターンが一意に決定する場合、送信装置は、変調方式と誤り訂正方式の情報を受信装置に送信すれば、受信装置は、その情報を得ることのできることを知っている。この場合は、位相変更パターン、位相変更パターンの情報は必ずしも必要としない。

[0232] 実施の形態1から実施の形態3では、フリコデーティング後のベースバンド信号に対し、位相変更を行う場合について説明したが、位相のみでなく、振幅を位相変更と同様に周期をもって規則的に変更することも可能である。したがって、当該表1に、規則的に変調信号の振幅を変更する振幅変更パターンも対応させてもよい。この場合、送信装置には、図3や図4の重み付け合

成部 308A の後に振幅を変更する振幅変更部、また、重み付け合成部 308B の後に、振幅を変更する振幅変更部を備えればよい。なお、プリコーディング後のベースバンド信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ の一方に対し、振幅変更を施しても良いし（この場合、重み付け合成部 308A、308B のいずれかの後に振幅変更部を備えればよい。）、両方に対し、振幅変更を施してもよい。

[0233] 更に、上記表 1 においては示していないが、位相を規則的に変更するのではなく、マッピング部により規則的にマッピング方法を変更する構成としてもよい。

即ち、変調信号 $s_1(t)$ のマッピング方式を 16QAM、変調信号 $s_2(t)$ のマッピング方式を 16QAM であったものを、例えば、変調信号 $s_2(t)$ に適用するマッピング方式を規則的に、16QAM → 16APSK (16 Amplitude Phase Shift Keying) → I-Q 平面において 16QAM、16APSK とは異なる信号点配置となる第 1 のマッピング方法 → I-Q 平面において 16QAM、16APSK とは異なる信号点配置となる第 2 のマッピング方法 → … というように変更することで、上述してきたように位相を規則的に変更する場合と同様に、受信装置において、データの受信品質を向上する効果を得ることができる。

[0234] また、本発明は、位相を規則的に変更する方法、マッピング方法を規則的に変更する方法、振幅を変更する方法のいずれかの組み合わせであってもよく、また、その全てを考慮に入れて送信信号を送信する構成としてもよい。

本実施の形態では、シングルキャリア方式、マルチキャリア伝送いずれの場合でも実施することができる。したがって、例えば、スペクトル拡散通信方式、OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 方式、SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access)、SC-OFDM (Single Carrier Orthogonal Frequency-Division Mult

i p l e x i n g) 方式、非特許文献 7 等で示されているウェーブレット OFDM 方式等を用いた場合についても実施することができる。前述したように、本実施の形態では、位相変更、振幅変更、マッピング変更を行う説明として、時間 t 軸方向で位相変更、振幅変更、マッピング変更を行う場合で説明したが、実施の形態 1 と同様に、周波数軸方向に位相変更を行うときと同様に、つまり、本実施の形態において、 t 方向での位相変更、振幅変更、マッピング変更の説明において、 t を f (f : 周波数 (サブ) キャリア)) に置き換えて、考えることで、本実施の形態で説明した位相変更、振幅変更、マッピング変更を、周波数方向に位相変更、振幅変更、マッピング変更ことに適用することができることになる。また、本実施の形態の位相変更、振幅変更、マッピング変更方法は、実施の形態 1 の説明と同様に、時間一周波数方向に対する位相変更、振幅変更、マッピング変更に対して、適用することも可能である。

[0235] そして、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 (プリアンブル、ユニークワード等)、制御情報の伝送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。

(実施の形態 A 1)

本実施の形態では、非特許文献 12 ~ 非特許文献 15 に示されているように、QC (Quasi Cyclic) LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号 (QC-LDPC 符号でない、LDPC 符号であってもよい)、LDPC 符号と BCH 符号 (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem code) の接続符号、テイルバイティングを用いたターボ符号または Duo-Binary Turbo Code 等のブロック符号を用いたときの規則的に位相を変更する方法について詳しく説明する。ここでは、一例として、 s_1 、 s_2 の 2 つのストリームを送信する場合を例に説明する。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数 (ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含

まれていてもよい。)と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等(例えば、CRC(cyclic redundancy check)、伝送パラメータ等)が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[0236] 図34は、ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図34は、例えば、図4の送信装置に示したように、s1、s2の2つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、1つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。(このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDMのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。)

図34に示すように、ブロック符号における1つの符号化後のブロックを構成するビット数を6000ビットであるとする。この6000ビットを送信するためには、変調方式がQPSKのとき3000シンボル、16QAMのとき1500シンボル、64QAMのとき1000シンボルが必要となる。

[0237] そして、図4の送信装置では、2つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式がQPSKのとき、前述の3000シンボルは、s1に1500シンボル、s2に1500シンボル割り当てられることになるため、s1で送信する1500シンボルとs2で送信する1500シンボルを送信するために1500スロット(ここでは「スロット」と名付ける。)が必要となる。

[0238] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために750スロットが必要となり、変調方式が64QAMのとき、1ブロックを構成するすべてのビットを送信するために500スロットが必要となる。

次に、規則的に位相を変更する方法において、上述で定義したスロットと

乗じる位相との関係について説明する。

[0239] ここでは、規則的に位相を変更する方法のために用意する位相変更値（または、位相変更セット）の数を5とする。つまり、図4の送信装置の位相変更部のために、5つの位相変更値（または、位相変更セット）を用意するものとする（実施の形態1から実施の形態4における「周期」となる）（図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のみに位相変更を行う場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更値を用意すればよい。また、図26のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' および z_2' の両者に対し位相変更を行う場合、1スロットのために、2つの位相変更値が必要となる。この2つの位相変更値を位相変更セットとよぶ。したがって、この場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更セットを用意すればよい）。この5つの位相変更値（または、位相変更セット）をPHASE[0], PHASE[1], PHASE[2], PHASE[3], PHASE[4]とあらわすものとする。

[0240] 変調方式がQPSKのとき、1つの符号化後のブロックを構成するビット数6000ビットを送信するための上記で述べた1500スロットにおいて、位相PHASE[0]を使用するスロットが300スロット、位相PHASE[1]を使用するスロットが300スロット、位相PHASE[2]を使用するスロットが300スロット、位相PHASE[3]を使用するスロットが300スロット、位相PHASE[4]を使用するスロットが300スロットである必要がある。これは、使用する位相にかたよりがあると、多くの数を使用した位相の影響が大きく、受信装置において、この影響に依存したデータの受信品質となるからである。

[0241] 同様に、変調方式が16QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するビット数6000ビットを送信するための上記で述べた750スロットにおいて、位相PHASE[0]を使用するスロットが150スロット、位相PHASE[1]を使用するスロットが150スロット、位相PHASE[2]を使用するスロットが150スロット、位相PHASE[3]を使用するスロットが150スロット、位相PHASE[4]を使用するスロットが150スロットである必要がある。

[0242] 同様に、変調方式が64QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するビット数6000ビットを送信するための上記で述べた500スロットにおいて、位相PHASE[0]を使用するスロットが100スロット、位相PHASE[1]を使用するスロットが100スロット、位相PHASE[2]を使用するスロットが100スロット、位相PHASE[3]を使用するスロットが100スロット、位相PHASE[4]を使用するスロットが100スロットである必要がある。

[0243] 以上のように、規則的に位相を変更する方法において、用意する位相変更値（または、位相変更セット）をN個（N個の異なる位相をPHASE[0], PHASE[1], PHASE[2], ..., PHASE[N-2], PHASE[N-1]とあらわすものとする）としたとき、1つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相PHASE[0]を使用するスロット数を K_0 、位相PHASE[1]を使用するスロット数を K_1 、位相PHASE[i]を使用するスロット数を K_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$ (i は0以上N-1以下の整数))、位相PHASE[N-1]を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

<条件#A01>

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{N-1}$ 、つまり、 $K_a = K_b$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上N-1以下の整数、 b は0以上N-1以下の整数)、 $a \neq b$)

であるとよい。

[0244] そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、<条件#A01>が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により1シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、<条件#A01>を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、<

条件 # A 0 1 >にかわり、以下の条件を満たすとよい。

[0245]

<条件 # A 0 2>

K_a と K_b の差は0または1、つまり、 $|K_a - K_b|$ は0または1

(for $\forall a, \forall b$, ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

図35は、ブロック符号を用いたとき、2つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図35は、図3の送信装置および図12の送信装置に示したように、 s_1 、 s_2 の2つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、2つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDMのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図35に示すように、ブロック符号における1つの符号化後のブロックを構成するビット数を6000ビットであるとする。この6000ビットを送信するためには、変調方式がQPSKのとき3000シンボル、16QAMのとき1500シンボル、64QAMのとき1000シンボルが必要となる。

[0246] そして、図3の送信装置および図12の送信装置では、2つのストリームを同時に送信することになり、また、2つの符号化器が存在するため、2つのストリームでは、異なる符号ブロックを伝送することになる。したがって、変調方式がQPSKのとき、 s_1 、 s_2 により、2つの符号化ブロックが同一区間内で送信されることから、例えば、 s_1 により第1の符号化後のブロックが送信され、 s_2 により、第2の符号化ブロックが送信されることになるので、第1、第2の符号化後のブロックを送信するために3000スロットが必要となる。

[0247] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために1500スロットが必要となり、変調方式が64QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために1000スロットが必要となる。

次に、規則的に位相を変更する方法において、上述で定義したスロットと乗じる位相との関係について説明する。

[0248] ここでは、規則的に位相を変更する方法のために用意する位相変更値（または、位相変更セット）の数を5とする。つまり、図3および図12の送信装置の位相変更部のために、5つの位相変更値（または、位相変更セット）を用意するものとする（実施の形態1から実施の形態4における「周期」となる）（図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のみに位相変更を行う場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更値を用意すればよい。また、図26のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' および z_2' の両者に対し位相変更を行う場合、1スロットのために、2つの位相変更値が必要となる。この2つの位相変更値を位相変更セットとよぶ。したがって、この場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更セットを用意すればよい）。この5つの位相変更値（または、位相変更セット）をPHASE[0], PHASE[1], PHASE[2], PHASE[3], PHASE[4]とあらわすものとする。

[0249] 変調方式がQPSKのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数 6000×2 ビットを送信するための上記で述べた3000スロットにおいて、位相PHASE[0]を使用するスロットが600スロット、位相PHASE[1]を使用するスロットが600スロット、位相PHASE[2]を使用するスロットが600スロット、位相PHASE[3]を使用するスロットが600スロット、位相PHASE[4]を使用するスロットが600スロットである必要がある。これは、使用する位相にかたよりがあると、多くの数を使用した位相の影響が大きく、受信装置において、この影響に依存したデータの受信品質となるからである。

[0250] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用する

スロットが600回、位相PHASE[1]を使用するスロットが600回、位相PHASE[2]を使用するスロットが600回、位相PHASE[3]を使用するスロットが600回、位相PHASE[4]を使用するスロットが600回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するスロットが600回、位相PHASE[1]を使用するスロットが600回、位相PHASE[2]を使用するスロットが600回、位相PHASE[3]を使用するスロットが600回、位相PHASE[4]を使用するスロットが600回であるとよい。

[0251] 同様に、変調方式が16QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数6000×2ビットを送信するための上記で述べた1500スロットにおいて、位相PHASE[0]を使用するスロットが300スロット、位相PHASE[1]を使用するスロットが300スロット、位相PHASE[2]を使用するスロットが300スロット、位相PHASE[3]を使用するスロットが300スロット、位相PHASE[4]を使用するスロットが300スロットである必要がある。

[0252] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するスロットが300回、位相PHASE[1]を使用するスロットが300回、位相PHASE[2]を使用するスロットが300回、位相PHASE[3]を使用するスロットが300回、位相PHASE[4]を使用するスロットが300回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するスロットが300回、位相PHASE[1]を使用するスロットが300回、位相PHASE[2]を使用するスロットが300回、位相PHASE[3]を使用するスロットが300回、位相PHASE[4]を使用するスロットが300回であるとよい。

[0253] 同様に、変調方式が64QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数6000×2ビットを送信するための上記で述べた1000スロットにおいて、位相PHASE[0]を使用するスロットが200スロット、位相PHASE[1]を使用するスロットが200スロット、位相PHASE[2]を使用するスロットが200スロット、位相PHASE[3]を使用するスロットが200スロット、位相PHASE[4]を使用するスロットが200スロットである必要がある。

[0254] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用する

スロットが200回、位相PHASE[1]を使用するスロットが200回、位相PHASE[2]を使用するスロットが200回、位相PHASE[3]を使用するスロットが200回、位相PHASE[4]を使用するスロットが200回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するスロットが200回、位相PHASE[1]を使用するスロットが200回、位相PHASE[2]を使用するスロットが200回、位相PHASE[3]を使用するスロットが200回、位相PHASE[4]を使用するスロットが200回であるとよい。

[0255] 以上のように、規則的に位相を変更する方法において、用意する位相変更値（または、位相変更セット）をPHASE[0], PHASE[1], PHASE[2], ..., PHASE[N-2], PHASE[N-1]とあらわすものとする）としたとき、2つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相PHASE[0]を使用するスロット数を K_0 、位相PHASE[1]を使用するスロット数を K_1 、位相PHASE[i]を使用するスロット数を K_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数))、位相PHASE[N-1]を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

<条件# A 0 3>

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{N-1}$ 、つまり、 $K_a = K_b$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

であり、第1の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相PHASE[0]を使用する回数を $K_{0,1}$ 、位相PHASE[1]を使用する回数を $K_{1,1}$ 、位相PHASE[i]を使用する回数を $K_{i,1}$ ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数))、位相PHASE[N-1]を使用する回数を $K_{N-1,1}$ としたとき、

<条件# A 0 4>

$K_{0,1} = K_{1,1} = \dots = K_{i,1} = \dots = K_{N-1,1}$ 、つまり、 $K_{a,1} = K_{b,1}$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b

は0以上N-1以下の整数)、 $a \neq b$)

であり、第2の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相PHASE[0]を使用する回数を $K_{0,2}$ 、位相PHASE[1]を使用する回数を $K_{1,2}$ 、位相PHASE[i]を使用する回数を $K_{i,2}$ ($i=0,1,2,\dots,N-1$ (i は0以上N-1以下の整数))、位相PHASE[N-1]を使用する回数を $K_{N-1,2}$ としたとき、

<条件# A 0 5>

$K_{0,2} = K_{1,2} = \dots = K_{i,2} = \dots = K_{N-1,2}$ 、つまり、 $K_{a,2} = K_{b,2}$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0,1,2,\dots,N-1$ (a は0以上N-1以下の整数、 b は0以上N-1以下の整数)、 $a \neq b$)

であるとよい。

[0256] そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、<条件# A 0 3><条件# A 0 4><条件# A 0 5>が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により1シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり(場合によっては、同一となることもあり得る。)、場合によっては、<条件# A 0 3><条件# A 0 4><条件# A 0 5>を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、<条件# A 0 3><条件# A 0 4><条件# A 0 5>にかわり、以下の条件を満たすとよい。

<条件# A 0 6>

K_a と K_b の差は0または1、つまり、 $|K_a - K_b|$ は0または1

(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0,1,2,\dots,N-1$ (a は0以上N-1以下の整数、 b は0以上N-1以下の整数)、 $a \neq b$)

<条件# A 0 7>

$K_{a,1}$ と $K_{b,1}$ の差は0または1、つまり、 $|K_{a,1} - K_{b,1}|$ は0または1
 (for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

<条件# A 0 8>

$K_{a,2}$ と $K_{b,2}$ の差は0または1、つまり、 $|K_{a,2} - K_{b,2}|$ は0または1
 (for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

以上のように、符号化後のブロックと乗じる位相の関係付けを行うことで、符号化ブロックを伝送するために使用する位相にかたよりがなくなるため、受信装置において、データの受信品質が向上するという効果を得ることができる。

- [0257] 本実施の形態では、規則的に位相を変更する方法において、周期 N の位相変更方法のためには、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット）が必要となる。このとき、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット）として、 $\text{PHASE}[0]$ 、 $\text{PHASE}[1]$ 、 $\text{PHASE}[2]$ 、 $\dots$ 、 $\text{PHASE}[N-2]$ 、 $\text{PHASE}[N-1]$ を用意することになるが、周波数軸方向に $\text{PHASE}[0]$ 、 $\text{PHASE}[1]$ 、 $\text{PHASE}[2]$ 、 $\dots$ 、 $\text{PHASE}[N-2]$ 、 $\text{PHASE}[N-1]$ の順に並べる方法もあるが、必ずしもこれに限ったものではなく、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット） $\text{PHASE}[0]$ 、 $\text{PHASE}[1]$ 、 $\text{PHASE}[2]$ 、 $\dots$ 、 $\text{PHASE}[N-2]$ 、 $\text{PHASE}[N-1]$ を実施の形態1と同様に、時間軸、周波数—時間軸のブロックに対し、シンボルを配置することで、位相を変更することもできる。なお、周期 N の位相変更方法として説明しているが、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット）をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように N 個の位相変更値（または、位相変更セット）を用いる必要はないが、

上記で説明した条件を満たすことは、受信装置において、高いデータの受信品質を得る上では、重要となる。

[0258] また、空間多重MIMO伝送方式、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式、時空間ブロック符号化方式、1ストリームのみ送信、規則的に位相を変更する方法（実施の形態1から実施の形態4で説明した送信方法）のモードが存在し、送信装置（放送局、基地局）は、これらのモードから、いずれかの送信方法を選択することができるようにしてもよい。

[0259] なお、空間多重MIMO伝送方式とは、非特許文献3に示されているように、選択した変調方式でマッピングした信号 s_1 、 s_2 をそれぞれ異なるアンテナから送信する方法であり、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式とは、実施の形態1から実施の形態4において、プリコーディングのみを行う（位相変更を行わない）方式である。また、時空間ブロック符号化方式とは、非特許文献9、16、17に示されている伝送方式である。1ストリームのみ送信とは、選択した変調方式でマッピングした信号 s_1 の信号を所定の処理を行いアンテナから送信する方法である。

[0260] また、OFDMのようなマルチキャリアの伝送方式を用いており、複数のキャリアで構成された第1キャリア群、複数のキャリアで構成された第1キャリア群とは異なる第2キャリア群、・・・というように複数のキャリア群でマルチキャリア伝送を実現しており、キャリア群ごとに、空間多重MIMO伝送方式、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式、時空間ブロック符号化方式、1ストリームのみ送信、規則的に位相を変更する方法のいずれかに設定してもよく、
特に、規則的に位相を変更する方法を選択した（サブ）キャリア群では、本実施の形態を実施するとよい。

[0261] なお、一方のプリコーディング後のベースバンド信号に対し、位相変更を行う場合、例えば、 $\text{PHASE}[i]$ の位相変更値を「 X ラジアン」とした場合、図3、図4、図6、図12、図25、図29、図51、図53における位相変更部において、 e^{jX} をプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に乗算する

ことになる。そして、両者のプリコーディング後のベースバンド信号に対し、位相変更を行う場合、例えば、 $\text{PHASE}[i]$ の位相変更セットを「Xラジアン」および「Yラジアン」とした場合、図26、図27、図28、図52、図54における位相変更部において、 e^{jX} をプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に乗算することになり、 e^{jY} をプリコーディング後のベースバンド信号 z_1' に乗算することになる。

[0262]

(実施の形態B1)

以下では、上記各実施の形態で示した送信方法及び受信方法の応用例とそれを用いたシステムの構成例を説明する。

図36は、上記実施の形態で示した送信方法及び受信方法を実行する装置を含むシステムの構成例を示す図である。上記各実施の形態で示した送信方法及び受信方法は、図36に示すような放送局と、テレビ（テレビジョン）3611、DVDレコーダ3612、STB（Set Top Box）3613、コンピュータ3620、車載のテレビ3641及び携帯電話3630等の様々な種類の受信機を含むデジタル放送用システム3600において実施される。具体的には、放送局3601が、映像データや音声データ等が多重化された多重化データを上記各実施の形態で示した送信方法を用いて所定の伝送帯域に送信する。

[0263] 放送局3601から送信された信号は、各受信機に内蔵された、または外部に設置され当該受信機と接続されたアンテナ（例えば、アンテナ3660、3640）で受信される。各受信機は、アンテナにおいて受信された信号を上記各実施の形態で示した受信方法を用いて復調し、多重化データを取得する。これにより、デジタル放送用システム3600は、上記各実施の形態で説明した本願発明の効果を得ることができる。

[0264] ここで、多重化データに含まれる映像データは、例えばMPEG（Moving Picture Experts Group）2、MPEG4-AVC（Advanced Video Coding）、VC-1などの

規格に準拠した動画符号化方法を用いて符号化されている。また、多重化データに含まれる音声データは例えばドルビー-A C (Audio Coding) -3、Dolby Digital Plus、MLP (Meridian Lossless Packing)、DTS (Digital Theater Systems)、DTS-HD、リニアPCM (Pulse Coding Modulation) 等の音声符号化方法で符号化されている。

[0265] 図37は、上記各実施の形態で説明した受信方法を実施する受信機790の構成の一例を示す図である。図37に示す受信機3700は、図36に示したテレビ(テレビジョン)3611、DVDレコーダ3612、STB (Set Top Box) 3613、コンピュータ3620、車載のテレビ3641及び携帯電話3630等が備える構成に相当する。受信機3700は、アンテナ3760で受信された高周波信号をベースバンド信号に変換するチューナ3701と、周波数変換されたベースバンド信号を復調して多重化データを取得する復調部3702とを備える。上記各実施の形態で示した受信方法は復調部3702において実施され、これにより上記各実施の形態で説明した本願発明の効果を達成することができる。

[0266] また、受信機3700は、復調部3702で得られた多重化データから映像データと音声データを分離するストリーム出力部3720と、分離された映像データに対応する動画復号方法を用いて映像データを映像信号に復号し、分離された音声データに対応する音声復号方法を用いて音声データを音声信号に復号する信号処理部3704と、復号された音声信号を出力するスピーカ等の音声出力部3706と、復号された映像信号を表示するディスプレイ等の映像表示部3707とを有する。

[0267] 例えば、ユーザは、リモコン(リモートコントロール)3750を用いて、選局したチャネル(選局した(テレビ)番組、選局した音声放送)の情報を入力部3710に送信する。すると、受信機3700は、アンテナ3760で受信した受信信号において、選局したチャネルに相当する信号を復

調、誤り訂正復号等の処理を行い、受信データを得ることになる。このとき、受信機 3700 は、選局したチャンネルに相当する信号に含まれる伝送方法（上記の実施の形態で述べた伝送方式、変調方式、誤り訂正方式等）（これについては、図 5、図 41 に記載のとおりである。）の情報を含む制御シンボルの情報を得ることで、受信動作、復調方法、誤り訂正復号等の方法を正しく設定することで、放送局（基地局）で送信したデータシンボルに含まれるデータを得ることが可能となる。上述では、ユーザは、リモコン 3750 によって、チャンネルを選局する例を説明したが、受信機 3700 が搭載している選局キーを用いて、チャンネルを選局しても、上記と同様の動作となる。

[0268] 上記の構成により、ユーザは、受信機 3700 が上記各実施の形態で示した受信方法により受信した番組を視聴することができる。

また、本実施の形態の受信機 3700 は、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データ（場合によっては、復調部 3702 で復調されて得られる信号に対して誤り訂正復号を行わないこともある。また、受信機 3700 は、誤り訂正復号後に他の信号処理が施されることもある。以降について、同様の表現を行っている部分についても、この点は同様である。）に含まれるデータ、または、そのデータに相当するデータ（例えば、データを圧縮することによって得られたデータ）や、動画、音声的加工して得られたデータを、磁気ディスク、光ディスク、不揮発性の半導体メモリ等の記録メディアに記録する記録部（ドライブ）3708 を備える。ここで光ディスクとは、例えば DVD (Digital Versatile Disc) や BD (Blu-ray Disc) 等の、レーザ光を用いて情報の記憶と読み出しがなされる記録メディアである。磁気ディスクとは、例えば FD (Floppy Disk) (登録商標) やハードディスク (Hard Disk) 等の、磁束を用いて磁性体を磁化することにより情報を記憶する記録メディアである。不揮発性の半導体メモリとは、例えばフラッシュメモリや強誘電体メモリ (Ferroelectric Random Access Memory) 等の、半導体素子により構成された記

録メディアであり、フラッシュメモリを用いたSDカードやFlash SD (Solid State Drive) などが挙げられる。なお、ここで挙げた記録メディアの種類はあくまでその一例であり、上記の記録メディア以外の記録メディアを用いて記録を行っても良いことは言うまでもない。

[0269] 上記の構成により、ユーザは、受信機3700が上記各実施の形態で示した受信方法により受信した番組を記録して保存し、番組の放送されている時間以降の任意の時間に記録されたデータを読み出して視聴することが可能になる。

なお、上記の説明では、受信機3700は、復調部3702で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを記録部3708で記録するとしたが、多重化データに含まれるデータのうち一部のデータを抽出して記録しても良い。例えば、復調部3702で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに映像データや音声データ以外のデータ放送サービスのコンテンツ等が含まれる場合、記録部3708は、復調部3702で復調された多重化データから映像データや音声データを抽出して多重した新しい多重化データを記録しても良い。また、記録部3708は、復調部3702で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データ及び音声データのうち、どちらか一方のみを多重した新しい多重化データを記録しても良い。そして、上記で述べた多重化データに含まれるデータ放送サービスのコンテンツを記録部3708は、記録してもよい。

[0270] さらに、テレビ、記録装置（例えば、DVDレコーダ、Blu-rayレコーダ、HDDレコーダ、SDカード等）、携帯電話に、本発明で説明した受信機3700が搭載されている場合、復調部3702で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに、テレビや記録装置を動作させるのに使用するソフトウェアの欠陥（バグ）を修正するためのデータや個人情報や記録したデータの流出を防ぐためのソフトウェアの欠陥（バグ）を

修正するためのデータが含まれている場合、これらのデータをインストールすることで、テレビや記録装置のソフトウェアの欠陥を修正してもよい。そして、データに、受信機 3700 のソフトウェアの欠陥（バグ）を修正するためのデータが含まれていた場合、このデータにより、受信機 3700 の欠陥を修正することもできる。これにより、受信機 3700 が搭載されているテレビ、記録装置、携帯電話が、より安定的な動作させることが可能となる。

[0271] ここで、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる複数のデータから一部のデータを抽出して多重する処理は、例えばストリーム入出力部 3703 で行われる。具体的には、ストリーム入出力部 3703 が、図示していない CPU 等の制御部からの指示により、復調部 3702 で復調された多重化データを映像データ、音声データ、データ放送サービスのコンテンツ等の複数のデータに分離し、分離後のデータから指定されたデータのみを抽出して多重し、新しい多重化データを生成する。なお、分離後のデータからどのデータを抽出するかについては、例えばユーザが決定してもよいし、記録メディアの種類毎に予め決められていてもよい。

[0272] 上記の構成により、受信機 3700 は記録された番組を視聴する際に必要なデータのみを抽出して記録することができるので、記録するデータのデータサイズを削減することができる。

また、上記の説明では、記録部 3708 は、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを記録するとしたが、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データを、当該映像データよりもデータサイズまたはビットレートが低くなるよう、当該映像データに施された動画像符号化方法とは異なる動画像符号化方法で符号化された映像データに変換し、変換後の映像データを多重した新しい多重化データを記録してもよい。このとき、元の映像データに施された動画像符号化方法と変換後の映像データに施された動画像符

号化方法とは、互いに異なる規格に準拠していてもよいし、同じ規格に準拠して符号化時に使用するパラメータのみが異なってもよい。同様に、記録部 3708 は、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる音声データを、当該音声データよりもデータサイズまたはビットレートが低くなるよう、当該音声データに施された音声符号化方法とは異なる音声符号化方法で符号化された音声データに変換し、変換後の音声データを多重した新しい多重化データを記録してもよい。

[0273] ここで、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データや音声データをデータサイズまたはビットレートが異なる映像データや音声データに変換する処理は、例えばストリーム入出力部 3703 及び信号処理部 3704 で行われる。具体的には、ストリーム入出力部 3703 が、CPU 等の制御部からの指示により、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを映像データ、音声データ、データ放送サービスのコンテンツ等の複数のデータに分離する。信号処理部 3704 は、制御部からの指示により、分離後の映像データを当該映像データに施された動画像符号化方法とは異なる動画像符号化方法で符号化された映像データに変換する処理、及び分離後の音声データを当該音声データに施された音声符号化方法とは異なる音声符号化方法で符号化された音声データに変換する処理を行う。ストリーム入出力部 3703 は、制御部からの指示により、変換後の映像データと変換後の音声データとを多重し、新しい多重化データを生成する。なお、信号処理部 3704 は制御部からの指示に応じて、映像データと音声データのうちいずれか一方に対してのみ変換の処理を行っても良いし、両方に対して変換の処理を行っても良い。また、変換後の映像データ及び音声データのデータサイズまたはビットレートは、ユーザが決定してもよいし、記録メディアの種類毎に予め決められていてもよい。

[0274] 上記の構成により、受信機 3700 は、記録メディアに記録可能なデータサイズや記録部 3708 がデータの記録または読み出しを行う速度に合わせ

て映像データや音声データのデータサイズまたはビットレートを変更して記録することができる。これにより、記録メディアに記録可能なデータサイズが復調部3702で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データのデータサイズよりも小さい場合や、記録部がデータの記録または読み出しを行う速度が復調部3702で復調された多重化データのビットレートよりも低い場合でも記録部が番組を記録することが可能となるので、ユーザは番組の放送されている時間以降の任意の時間に記録されたデータを読み出して視聴することが可能になる。

[0275] また、受信機3700は、復調部3702で復調された多重化データを外部機器に対して通信媒体3730を介して送信するストリーム出力IF (Interface: インターフェース) 3709を備える。ストリーム出力IF 3709の一例としては、Wi-Fi (登録商標) (IEEE 802.11a、IEEE 802.11b、IEEE 802.11g、IEEE 802.11n等)、WiGig、WirelessHD、Bluetooth、Zigbee等の無線通信規格に準拠した無線通信方法を用いて変調した多重化データを、無線媒体 (通信媒体3730に相当) を介して外部機器に送信する無線通信装置が挙げられる。また、ストリーム出力IF 3709は、イーサネット (登録商標) やUSB (Universal Serial Bus)、PLC (Power Line Communication)、HDMI (High-Definition Multimedia Interface) 等の有線通信規格に準拠した通信方法を用いて変調された多重化データを当該ストリーム出力IF 3709に接続された有線伝送路 (通信媒体3730に相当) を介して外部機器に送信する有線通信装置であってもよい。

[0276] 上記の構成により、ユーザは、受信機3700が上記各実施の形態で示した受信方法により受信した多重化データを外部機器で利用することができる。ここでいう多重化データの利用とは、ユーザが外部機器を用いて多重化データをリアルタイムで視聴することや、外部機器に備えられた記録部で多重

化データを記録すること、外部機器からさらに別の外部機器に対して多重化データを送信すること等を含む。

[0277] なお、上記の説明では、受信機 3700 は、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データをストリーム出力 IF 3709 が出力するとしたが、多重化データに含まれるデータのうち一部のデータを抽出して出力しても良い。例えば、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに映像データや音声データ以外のデータ放送サービスのコンテンツ等が含まれる場合、ストリーム出力 IF 3709 は、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データから映像データや音声データを抽出して多重した新しい多重化データを出力しても良い。また、ストリーム出力 IF 3709 は、復調部 3702 で復調された多重化データに含まれる映像データ及び音声データのうち、どちらか一方のみを多重した新しい多重化データを出力しても良い。

[0278] ここで、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる複数のデータから一部のデータを抽出して多重する処理は、例えばストリーム入出力部 3703 で行われる。具体的には、ストリーム入出力部 3703 が、図示していない CPU (Central Processing Unit) 等の制御部からの指示により、復調部 3702 で復調された多重化データを映像データ、音声データ、データ放送サービスのコンテンツ等の複数のデータに分離し、分離後のデータから指定されたデータのみを抽出して多重し、新しい多重化データを生成する。なお、分離後のデータからどのデータを抽出するかについては、例えばユーザが決定してもよいし、ストリーム出力 IF 3709 の種類毎に予め決められていてもよい。

[0279] 上記の構成により、受信機 3700 は外部機器が必要なデータのみを抽出して出力することができるので、多重化データの出力により消費される通信帯域を削減することができる。

また、上記の説明では、ストリーム出力 IF 3709 は、復調部 3702

で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを出力するとしたが、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データを、当該映像データよりもデータサイズまたはビットレートが低くなるよう、当該映像データに施された動画像符号化方法とは異なる動画像符号化方法で符号化された映像データに変換し、変換後の映像データを多重した新しい多重化データを出力してもよい。このとき、元の映像データに施された動画像符号化方法と変換後の映像データに施された動画像符号化方法とは、互いに異なる規格に準拠していてもよいし、同じ規格に準拠して符号化時に使用するパラメータのみが異なってもよい。同様に、ストリーム出力 IF 3709 は、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる音声データを、当該音声データよりもデータサイズまたはビットレートが低くなるよう、当該音声データに施された音声符号化方法とは異なる音声符号化方法で符号化された音声データに変換し、変換後の音声データを多重した新しい多重化データを出力してもよい。

[0280] ここで、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データや音声データをデータサイズまたはビットレートが異なる映像データや音声データに変換する処理は、例えばストリーム入出力部 3703 及び信号処理部 3704 で行われる。具体的には、ストリーム入出力部 3703 が、制御部からの指示により、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを映像データ、音声データ、データ放送サービスのコンテンツ等の複数のデータに分離する。信号処理部 3704 は、制御部からの指示により、分離後の映像データを当該映像データに施された動画像符号化方法とは異なる動画像符号化方法で符号化された映像データに変換する処理、及び分離後の音声データを当該音声データに施された音声符号化方法とは異なる音声符号化方法で符号化された音声データに変換する処理を行う。ストリーム入出力部 3703 は、制御部からの指示により、変換後の映像データと変換後の音声データとを多重し

、新しい多重化データを生成する。なお、信号処理部 3704 は制御部からの指示に応じて、映像データと音声データのうちいずれか一方に対してのみ変換の処理を行っても良いし、両方に対して変換の処理を行っても良い。また、変換後の映像データ及び音声データのデータサイズまたはビットレートは、ユーザが決定してもよいし、ストリーム出力 IF 3709 の種類毎に予め決められていてもよい。

[0281] 上記の構成により、受信機 3700 は、外部機器との間の通信速度に合わせて映像データや音声データのビットレートを変更して出力することができる。これにより、外部機器との間の通信速度が、復調部 3702 で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データのビットレートよりも低い場合でもストリーム出力 IF から外部機器新しい多重化データを出力することが可能となるので、ユーザは他の通信装置において新しい多重化データを利用することが可能になる。

[0282] また、受信機 3700 は、外部機器に対して信号処理部 3704 で復号された映像信号及び音声信号を外部の通信媒体に対して出力する AV (Audio and Visual) 出力 IF (Interface) 3711 を備える。AV 出力 IF 3711 の一例としては、Wi-Fi (登録商標) (IEEE 802.11a、IEEE 802.11b、IEEE 802.11g、IEEE 802.11n 等)、WiGig、WirelessHD、Bluetooth、Gigbee 等の無線通信規格に準拠した無線通信方法を用いて変調した映像信号及び音声信号を、無線媒体を介して外部機器に送信する無線通信装置が挙げられる。また、ストリーム出力 IF 3709 は、イーサネット (登録商標) や USB、PLC、HDMI 等の有線通信規格に準拠した通信方法を用いて変調された映像信号及び音声信号を当該ストリーム出力 IF 3709 に接続された有線伝送路を介して外部機器に送信する有線通信装置であってもよい。また、ストリーム出力 IF 3709 は、映像信号及び音声信号をアナログ信号のまま出力するケーブルを接続する端子であってもよい。

[0283] 上記の構成により、ユーザは、信号処理部 3704 で復号された映像信号及び音声信号を外部機器で利用することができる。

さらに、受信機 3700 は、ユーザ操作の入力を受け付ける操作入力部 3710 を備える。受信機 3700 は、ユーザの操作に応じて操作入力部 3710 に入力される制御信号に基づいて、電源の ON/OFF の切り替えや、受信するチャンネルの切り替え、字幕表示の有無や表示する言語の切り替え、音声出力部 3706 から出力される音量の変更等の様々な動作の切り替えや、受信可能なチャンネルの設定等の設定の変更を行う。

[0284] また、受信機 3700 は、当該受信機 3700 で受信中の信号の受信品質を示すアンテナレベルを表示する機能を備えていてもよい。ここで、アンテナレベルとは、例えば受信機 3700 が受信した信号の RSSI (Received Signal Strength Indication、Received Signal Strength Indicator、受信信号強度)、受信電界強度、C/N (Carrier-to-noise power ratio)、BER (Bit Error Rate: ビットエラー率)、パケットエラー率、フレームエラー率、チャンネル状態情報 (Channel State Information) 等に基づいて算出される受信品質を示す指標であり、信号レベル、信号の優劣を示す信号である。この場合、復調部 3702 は受信した信号の RSSI、受信電界強度、C/N、BER、パケットエラー率、フレームエラー率、チャンネル状態情報等を測定する受信品質測定部を備え、受信機 3700 はユーザの操作に応じてアンテナレベル (信号レベル、信号の優劣を示す信号) をユーザが識別可能な形式で映像表示部 3707 に表示する。アンテナレベル (信号レベル、信号の優劣を示す信号) の表示形式は、RSSI、受信電界強度、C/N、BER、パケットエラー率、フレームエラー率、チャンネル状態情報等に応じた数値を表示するものであっても良いし、RSSI、受信電界強度、C/N、BER、パケットエラー率、フレームエラー率、チャンネル状態情報等に応じて異なる画像を表示するようなものであっても良い。また、受信機 37

00は、上記各実施の形態で示した受信方法を用いて受信して分離された複数のストリームs1、s2、・・・毎に求めた複数のアンテナレベル（信号レベル、信号の優劣を示す信号）を表示しても良いし、複数のストリームs1、s2、・・・から求めた1つのアンテナレベル（信号レベル、信号の優劣を示す信号）を表示しても良い。また、番組を構成する映像データや音声データが階層伝送方式を用いて送信されている場合は、階層毎に信号のレベル（信号の優劣を示す信号）を示しても可能である。

[0285] 上記の構成により、ユーザは上記各実施の形態で示した受信方法を用いて受信する場合のアンテナレベル（信号レベル、信号の優劣を示す信号）を数値的に、または、視覚的に把握することができる。

なお、上記の説明では受信機3700が、音声出力部3706、映像表示部3707、記録部3708、ストリーム出力IF3709、及びAV出力IF3711を備えている場合を例に挙げて説明したが、これらの構成の全てを備えている必要はない。受信機3700が上記の構成のうち少なくともいずれか一つを備えていれば、ユーザは復調部3702で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを利用することができるため、各受信機はその用途に合わせて上記の構成を任意に組み合わせて備えていれば良い。

（多重化データ）

次に、多重化データの構造の一例について詳細に説明する。放送に用いられるデータ構造としてはMPEG2-トランスポートストリーム（TS）が一般的であり、ここではMPEG2-TSを例に挙げて説明する。しかし、上記各実施の形態で示した送信方法及び受信方法で伝送される多重化データのデータ構造はMPEG2-TSに限られず、他のいかなるデータ構造であっても上記の各実施の形態で説明した効果を得られることは言うまでもない。

[0286] 図38は、多重化データの構成の一例を示す図である。図38に示すように多重化データは、各サービスで現在提供されている番組（program

多重化データに含まれる各ストリームは、各ストリームに割り当てられた識別子であるPIDによって識別される。例えば、映画の映像に利用するビデオストリームには0x1011が、オーディオストリームには0x110から0x111Fまでが、プレイセンショングラフィックスには0x1200から0x121Fまでが、インタラクティブグラフィックスストリームには0x1400から0x141Fまでが、映画の副映像に利用するビデオストリームには0x1B00から0x1B1Fまで、主音声とミキシングする副音声に利用するオーディオストリームには0x1A00から0x1AFFが、それぞれ割り当てられている。

[0288] 図39は、多重化データがどのように多重化されているかの一例を模式的に示す図である。まず、複数のビデオフレームからなるビデオストリーム3901、複数のオーディオフレームからなるオーディオストリーム3904を、それぞれPESパケット列3902および3905に変換し、TSパケット3903および3906に変換する。同じくプレイセーショングラフイックアストリーム3911およびイソタラクティバングラフイックアストリーム3914のデータをそれぞれPESパケット列3912および3915に変換し、

さらにTSパケット3913および3916に変換する。多重化データ3917はこれらのTSパケット(3903、3906、3913、3916)を1本のストリームに多重化することで構成される。

[0289] 図40は、PESパケット列に、ビデオストリームがどのように格納されるかをさらに詳しく示している。図40における第1段目はビデオストリームのビデオフレーム列を示す。第2段目は、PESパケット列を示す。図40の矢印yy1, yy2, yy3, yy4に示すように、ビデオストリームにおける複数のVideo Presentation UnitであるIピクチャ、Bピクチャ、Pピクチャは、ピクチャ毎に分割され、PESパケットのペイロードに格納される。各PESパケットはPESヘッダを持ち、PESヘッダには、ピクチャの表示時刻であるPTS(Presentation Time-Stamp)やピクチャの復号時刻であるDTS(Decoding Time-Stamp)が格納される。

[0290] 図41は、多重化データに最終的に書き込まれるTSパケットの形式を示している。TSパケットは、ストリームを識別するPIDなどの情報を持つ4ByteのTSヘッダとデータを格納する184ByteのTSペイロードから構成される188Byte固定長のパケットであり、上記PESパケットは分割されTSペイロードに格納される。BD-ROMの場合、TSパケットには、4ByteのTP_Extra_Headerが付与され、192Byteのソースパケットを構成し、多重化データに書き込まれる。TP_Extra_HeaderにはATS(Arrival-Time-Stamp)などの情報が記載される。ATSは当該TSパケットのデコーダのPIDフィルタへの転送開始時刻を示す。多重化データには図41下段に示すようにソースパケットが並ぶこととなり、多重化データの先頭からインクリメントする番号はSPN(ソースパケットナンバー)と呼ばれる。

[0291] また、多重化データに含まれるTSパケットには、ビデオストリーム、オーディオストリーム、プレゼンテーショングラフィックスストリームなどの各ストリーム以外にもPAT(Program Association

Table)、PMT (Program Map Table)、PCR (Program Clock Reference) などがある。PATは多重化データ中に利用されるPMTのPIDが何であることを示し、PAT自体のPIDは0で登録される。PMTは、多重化データ中に含まれる映像・音声・字幕などの各ストリームのPIDと各PIDに対応するストリームの属性情報(フレームレート、アスペクト比など)を持ち、また多重化データに関する各種ディスクリプタを持つ。ディスクリプタには多重化データのコピーを許可・不許可を指示するコピーコントロール情報などがある。PCRは、ATSの時間軸であるATC (Arrival Time Clock) とPTS・DTSの時間軸であるSTC (System Time Clock) の同期を取るために、そのPCRパッケージがデコーダに転送されるATSに対応するSTC時間の情報を持つ。

[0292] 図42は、PMTのデータ構造を詳しく説明する図である。PMTの先頭には、そのPMTに含まれるデータの長さなどを記したPMTヘッダが配置される。その後ろには、多重化データに関するディスクリプタが複数配置される。上記コピーコントロール情報などが、ディスクリプタとして記載される。ディスクリプタの後には、多重化データに含まれる各ストリームに関するストリーム情報が複数配置される。ストリーム情報は、ストリームの圧縮コーデックなどを識別するためのストリームタイプ、ストリームのPID、ストリームの属性情報(フレームレート、アスペクト比など)が記載されたストリームディスクリプタから構成される。ストリームディスクリプタは多重化データに存在するストリームの数だけ存在する。

[0293] 記録媒体などに記録する場合には、上記多重化データは、多重化データ情報ファイルと共に記録される。

図43は、その多重化データ情報ファイルの構成を示す図である。多重化データ情報ファイルは、図43に示すように多重化データの管理情報であり、多重化データと1対1に対応し、多重化データ情報、ストリーム属性情報とエントリマップから構成される。

[0294] 多重化データ情報は図43に示すようにシステムレート、再生開始時刻、再生終了時刻から構成されている。システムレートは多重化データの、後述するシステムターゲットデコーダのPIDフィルタへの最大転送レートを示す。多重化データ中に含まれるATSの間隔はシステムレート以下になるように設定されている。再生開始時刻は多重化データの先頭のビデオフレームのPTSであり、再生終了時刻は多重化データの終端のビデオフレームのPTSに1フレーム分の再生間隔を足したものが設定される。

[0295] 図44は、多重化データ情報ファイルに含まれるストリーム属性情報の構成を示す図である。ストリーム属性情報は図44に示すように、多重化データに含まれる各ストリームについての属性情報が、PID毎に登録される。属性情報はビデオストリーム、オーディオストリーム、プレゼンテーショングラフィックスストリーム、インタラクティブグラフィックスストリーム毎に異なる情報を持つ。ビデオストリーム属性情報は、そのビデオストリームがどのような圧縮コーデックで圧縮されたか、ビデオストリームを構成する個々のピクチャデータの解像度がどれだけであるか、アスペクト比はどれだけであるか、フレームレートはどれだけであるかなどの情報を持つ。オーディオストリーム属性情報は、そのオーディオストリームがどのような圧縮コーデックで圧縮されたか、そのオーディオストリームに含まれるチャンネル数は何であるか、何の言語に対応するか、サンプリング周波数がどれだけであるかなどの情報を持つ。これらの情報は、プレーヤが再生する前のデコーダの初期化などに利用される。

[0296] 本実施の形態においては、上記多重化データのうち、PMTに含まれるストリームタイプを利用する。また、記録媒体に多重化データが記録されている場合には、多重化データ情報に含まれる、ビデオストリーム属性情報を利用する。具体的には、上記各実施の形態で示した動画像符号化方法または装置において、PMTに含まれるストリームタイプ、または、ビデオストリーム属性情報に対し、上記各実施の形態で示した動画像符号化方法または装置によって生成された映像データであることを示す固有の情報を設定するステ

ップまたは手段を設ける。この構成により、上記各実施の形態で示した動画像符号化方法または装置によって生成した映像データと、他の規格に準拠する映像データとを識別することが可能になる。

[0297] 図45は、放送局（基地局）から送信された、映像および音声のデータ、または、データ放送のためのデータを含む変調信号を受信する受信装置4504を含む映像音声出力装置4500の構成の一例を示している。なお、受信装置4504の構成は、図37の受信装置3700に相当する。映像音声出力装置4500には、例えば、OS（Operating System：オペレーティングシステム）が搭載されており、また、インターネットに接続するための通信装置4506（例えば、無線LAN（Local Area Network）やイーザネットのための通信装置）が搭載されている。これにより、映像を表示する部分4501では、映像および音声のデータ、または、データ放送のためのデータにおける映像4502、および、インターネット上で提供されるハイパーテキスト（World Wide Web（ワールド ワイド ウェブ：WWW））4503を同時に表示することが可能となる。そして、リモコン（携帯電話やキーボードであってもよい）4507を操作することにより、データ放送のためのデータにおける映像4502、インターネット上で提供されるハイパーテキスト4503のいずれかを選択し、動作を変更することになる。例えば、インターネット上で提供されるハイパーテキスト4503が選択された場合、表示しているWWWのサイトを、リモコンを操作することにより、変更することになる。また、映像および音声のデータ、または、データ放送のためのデータにおける映像4502が選択されている場合、リモコン4507により、選局したチャンネル（選局した（テレビ）番組、選局した音声放送）の情報を送信する。すると、IF4505は、リモコンで送信された情報を取得し、受信装置4504は、選局したチャンネルに相当する信号を復調、誤り訂正復号等の処理を行い、受信データを得ることになる。このとき、受信装置4504は、選局したチャンネルに相当する信号に含まれる伝送方法（これについては、図5に記載のとおりである。）の情報を含む制御シンボルの情報を得

ることで、受信動作、復調方法、誤り訂正復号等の方法を正しく設定することで、放送局（基地局）で送信したデータシンボルに含まれるデータを得ることが可能となる。上述では、ユーザは、リモコン４５０７によって、チャンネルを選局する例を説明したが、映像音声出力装置４５００が搭載している選局キーを用いて、チャンネルを選局しても、上記と同様の動作となる。

[0298] また、インターネットを用い、映像音声出力装置４５００を操作してもよい。例えば、他のインターネット接続している端末から、映像音声出力装置４５００に対し、録画（記憶）の予約を行う。（したがって、映像音声出力装置４５００は、図３７のように、記録部３７０８を有していることになる。）そして、録画を開始する前に、チャンネルを選局することになり、受信装置４５０４は、選局したチャンネルに相当する信号を復調、誤り訂正復号等の処理を行い、受信データを得ることになる。このとき、受信装置４５０４は、選局したチャンネルに相当する信号に含まれる伝送方法（上記の実施の形態で述べた伝送方式、変調方式、誤り訂正方式等）（これについては、図５に記載のとおりである。）の情報を含む制御シンボルの情報を得ることで、受信動作、復調方法、誤り訂正復号等の方法を正しく設定することで、放送局（基地局）で送信したデータシンボルに含まれるデータを得ることが可能となる。

[0299]

（その他補足）

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（例えば、USB

）を介して接続できるような形態であることも考えられる。

[0300] 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（パイロットシンボルをプリアンブル、ユニークワード、ポストアンブル、リファレンスシンボル、スキャッタードパイロット等と呼んでもよい。）、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。

[0301] パイロットシンボルは、例えば、送受信機において、P S K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）チャネル推定（C S I（Channel State Information）の推定）、信号の検出等を行うことになる。

[0302] 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。

なお、本発明はすべての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、上記実施の形態では、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。

[0303] 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位相変更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うとともに位相を変更して、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位相を規則

的に変更する、位相変更方法としても同様に実施することができる。

[0304] また、上記実施の形態に示したシステム例では、2つの変調信号を2つのアンテナから送信し、それぞれを2つのアンテナで受信するMIMO方式の通信システムを開示したが、本発明は、当然にMISO (Multiple Input Single Output) 方式の通信システムにも適用できる。MISO方式の場合、受信装置は、図7に示す構成のうち、アンテナ701__Y、無線部703__Y、変調信号 z_1 のチャネル変動推定部707__1、変調信号 z_2 のチャネル変動推定部707__2がない構成となるが、この場合であっても、上記実施の形態1に示した処理を実行することで、 r_1 、 r_2 それぞれを推定することができる。なお、同一周波数帯、同一時間において、送信された複数の信号を1つのアンテナで受信して復号できることは周知のことであり、本明細書においては、信号処理部における送信側で変更された位相を戻すための処理が従来技術に追加される処理となる。

[0305] また、本発明の説明で示したシステム例では、2つの変調信号を2つのアンテナから送信し、それぞれを2つのアンテナで受信するMIMO方式の通信システムを開示したが、本発明は、当然にMISO (Multiple Input Single Output) 方式の通信システムにも適用できる。MISO方式の場合、送信装置において、プリコーディングと位相変更を適用している点は、これまでの説明のとおりである。一方で、受信装置は、図7に示す構成のうち、アンテナ701__Y、無線部703__Y、変調信号 z_1 のチャネル変動推定部707__1、変調信号 z_2 のチャネル変動推定部707__2がない構成となるが、この場合であっても、本明細書の中で示した処理を実行することで、送信装置が送信したデータを推定することができる。なお、同一周波数帯、同一時間において、送信された複数の信号を1つのアンテナで受信して復号できることは周知のこと（1アンテナ受信において、ML演算等 (Max-log APP等) の処理を施せばよい。）であり、本発明では、図7の信号処理部711において、送信側で用いたプリコーディングと位相変更を考慮した復調（検波）を行えばよいことになる。

[0306] 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」「プリコーディング行列」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（例えば、コードブック（codebook）と呼んでもよい。）、本発明では、その信号処理自身が重要となる。

また、本明細書では、送信方法としてOFDM方式を用いた場合を中心に説明したが、これに限ったものではなく、OFDM方式以外のマルチキャリア方式、シングルキャリア方式を用いた場合にも同様に実施することは可能である。このとき、スペクトル拡散通信方式を用いていてもよい。なお、シングルキャリア方式を用いている場合、位相変更は時間軸方向で位相変更が行われることになる。

[0307] また、本明細書において、受信装置で、ML演算、APP、Max-log APP、ZF、MMSE等を用いて説明しているが、この結果、送信装置が送信したデータの各ビットの軟判定結果（対数尤度、対数尤度比）や硬判定結果（「0」または「1」）を得ることになるが、これらを総称して、検波、復調、検出、推定、分離と呼んでもよい。

[0308] ストリーム $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ ($s_1(i)$ 、 $s_2(i)$) 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。

また、2ストリームのベースバンド信号 $s_1(i)$ 、 $s_2(i)$ （ただし、 i は、（時間、または、周波数（キャリア）の）順番をあらわす）に対し、規則的な位相変更およびプリコーディングを行い（順番はどちらが先であってもよい）生成された、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ において、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$ とし、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ とする。このとき、ベースバンド成分の入れ替えを行い、

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$

とし、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ に相当する変調信号を送信アンテナ1、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ に相当する変調信号を送信アンテナ2から、同一時刻に同一周波数を用いて送信する、というように、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ に相当する変調信号と入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ を異なるアンテナから、同一時刻に同一周波数を用いて送信するとしてもよい。また、

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成

分を $I_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$

としてもよい。また、上述では、2ストリームの信号に対し両者の信号処理を行い、両者の信号処理後の信号の同相成分と直交成分の入れ替えについて説明したが、これに限ったものではなく、2ストリームより多い信号に対し両者の信号処理後を行い、両者の信号処理後の信号の同相成分と直交成分の入れ替えを行うことも可能である。

- [0309] また、上記の例では、同一時刻（同一周波数（（サブ）キャリア））のベースバンド信号の入れ替えを説明しているが、同一時刻のベースバンド信号の入れ替えでなくてもよい。例として、以下のように記述することができる
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $I_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $I_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $I_2(i+w)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $I_2(i+w)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直

交成分を $I_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $I_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $I_2(i+w)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $I_2(i+w)$

図55は、上記の記載を説明するためのベースバンド信号入れ替え部5502を示す図である。図55に示すように、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_1(i)$ 5501__1、 $z_2(i)$ 5501__2において、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_1(i)$ 5501__1の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$ とし、両者の信号処理後のベースバンド信号 z_2

(i) 5501__2の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ とする。
 そして、入れ替え後のベースバンド信号 $r1(i)$ 5503__1の同相成分を $I_{r1}(i)$ 、直交成分を $Q_{r1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r2(i)$ 5503__2の同相成分を $I_{r2}(i)$ 、直交成分を $Q_{r2}(i)$ とすると、入れ替え後のベースバンド信号 $r1(i)$ 5503__1の同相成分 $I_{r1}(i)$ 、直交成分 $Q_{r1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r2(i)$ 5503__2の同相成分 $I_{r2}(i)$ 、直交成分を $Q_{r2}(i)$ は上述で説明したいずれかであらわされるものとする。なお、この例では、同一時刻（同一周波数（（サブ）キャリア））の両者の信号処理後のベースバンド信号の入れ替えについて説明したが、上述のように、異なる時刻（異なる周波数（（サブ）キャリア））の両者の信号処理後のベースバンド信号の入れ替えであってもよい。

[0310] 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。

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。

[0311] 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、

$$a = r \times \cos \theta、$$

$$b = r \times \sin \theta$$

[0312] [数49]

$$r = \sqrt{a^2 + b^2} \quad \cdots \text{式 (49)}$$

[0313] が成り立ち、 r は z の絶対値 ($r = |z|$) であり、 θ が偏角 (argument) となる。そして、 $z = a + j b$ は、 $r e^{j\theta}$ 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 $I + j Q$ (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。

[0314] 本明細書で説明した位相変更方法を用いた放送システムの一例を図46に示す。図46において、映像符号化部4601は、映像を入力とし、映像符号化を行い、映像符号化後のデータ4602を出力する。音声符号化部4603は、音声を入力とし、音声符号化を行い、音声符号化後のデータ4604を出力する。データ符号化部4605は、データを入力とし、データの符号化（例えば、データ圧縮）を行い、データ符号化後のデータ4606を出力する。これらをまとめて、情報源符号化部4600とする。

[0315] 送信部4607は、映像符号化後のデータ4602、音声符号化後のデータ4604、データ符号化後のデータ4606を入力とし、これらのデータのいずれか、または、これらのデータ全てを送信データとし、誤り訂正符号化、変調、プリコーディング、位相変更等の処理（例えば、図3の送信装置における信号処理）を施し、送信信号4608__1から4608__Nを出力する。そして、送信信号4608__1から4608__Nはそれぞれアンテナ4609__1から4609__Nにより、電波として送信される。

[0316] 受信部4612は、アンテナ4610__1から4610__Mで受信した受信信号4611__1から4611__Mを入力とし、周波数変換、位相変更、プリコーディングのデコード、対数尤度比算出、誤り訂正復号等の処理（例えば、図7の受信装置における処理）を施し、受信データ4613、4615、4617を出力する。情報源復号部4619は、受信データ4613、4615、4617を入力とし、映像復号化部4614は、受信データ4613を入力とし、映像用の復号を行い、映像信号を出力し、映像は、テレビ、ディスプレイに表示される。また、音声復号化部4616は、受信データ

4 6 1 5を入力とし、音声用の復号を行い、音声信号を出力し、音声は、スピーカーから流れる。また、データ復号化部4 6 1 8は、受信データ4 6 1 7を入力とし、データ用の復号を行い、データの情報を出力する。

[0317] また、本発明の説明を行っている実施の形態において、以前にも説明したようにOFDM方式のようなマルチキャリア伝送方式において、送信装置が保有している符号化器の数は、いくつであってもよい。したがって、例えば、図4のように、送信装置が、符号化器を1つ具備し、出力を分配する方法を、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送方式にも適用することも当然可能である。このとき、図4の無線部3 1 0 A、3 1 0 Bを図12のOFDM方式関連処理部1 3 0 1 A、1 3 0 1 Bに置き換えればよいことになる。このとき、OFDM方式関連処理部の説明は、実施の形態1のとおりである。

[0318] また、実施の形態1において、プリコーディング行列の例として、式(36)を与えたが、これとは別にプリコーディング行列として以下の式を用いる方法が考えられる。

[0319] [数50]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(50)}$$

[0320] なお、プリコーディング式(36)、式(50)において、 α の値として、式(37)、式(38)を設定することを記載したが、これに限ったものではなく、 $\alpha = 1$ と設定すると、簡単なプリコーディング行列となるので、この値も有効な値の一つである。

また、実施の形態A1において、図3、図4、図6、図12、図25、図29、図51、図53における位相変更部において、周期Nのための位相変更値(図3、図4、図6、図12、図25、図29、図51、図53では、一方のベースバンド信号にのみ、位相変更を与えることになるので、位相変更

値となる。)として、 $PHASE[i]$ ($i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数))と表現した。そして、本明細書において、一方のプリコーディング後のベースバンド信号に対し、位相変更を行う場合(つまり、図3、図4、図6、図12、図25、図29、図51、図53)、図3、図4、図6、図12、図25、図29、図51、図53において、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のみに位相変更を与えている。このとき、 $PHASE[k]$ を以下のように与える。

[0321] [数51]

$$PHASE[k] = \frac{2k\pi}{N} \text{ラジアン} \quad \dots \text{式 (51)}$$

[0322] このとき、 $k=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (k は0以上 $N-1$ 以下の整数)とする。そして、 $N=5, 7, 9, 11, 15$ とすると受信装置において、良好なデータの受信品質を得ることができる。

また、本明細書では、2つの変調信号を複数のアンテナで送信する場合における位相変更方法について詳しく説明したが、これに限ったものではなく、3つ以上の変調方式のマッピングを行ったベースバンド信号に対し、プリコーディング、位相変更を行い、プリコーディング、位相変更後のベースバンド信号に対し、所定の処理を行い、複数のアンテナから送信する場合についても、同様に実施することができる。

[0323] 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。

- [0324] 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 L S I (L a r g e S c a l e I n t e g r a t i o n) 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、L S Iとしたが、集積度の違いにより、I C (I n t e g r a t e d C i r c u i t)、システムL S I、スーパーL S I、ウルトラL S Iと呼称されることもある。また、集積回路化の手法はL S I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。L S I製造後に、プログラムすることが可能なF P G A (F i e l d P r o g r a m m a b l e G a t e A r r a y) や、L S I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。
- [0325] さらに、半導体技術の進歩又は派生する別技術によりL S I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。バイオ技術の適用等が可能性としてあり得る。

(実施の形態C1)

本実施の形態では、実施の形態1で、送信パラメータを変更した際、使用するプリコーディング行列を切り替える場合について説明したが、本実施の形態では、その詳細の例について、上述の(その他の補足)で述べたように、送信パラメータとして、ストリーム $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ において、異なるデータを伝送する場合と同一のデータを伝送する場合で切り替えるときに、使用するプリコーディング行列を切り替える方法、および、これに伴う位相変更方法について説明する。

- [0326] 本実施の形態の例では、異なる2つの送信アンテナからそれぞれ変調信号を送信する場合、それぞれの変調信号において同一のデータを含んでいる場合と、それぞれの変調信号において異なるデータを送信する場合を切り替えるときについて説明する。

図56は、前述のように送信方法を切り替える場合の送信装置の構成の一

例を示している。図56において、図54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。図56において、分配部404は、フレーム構成信号313を入力としていることが、図54と異なる点となる。分配部404の動作について、図57を用いて説明する。

[0327] 図57に、同一データを送信する場合と異なるデータを送信する場合の分配部404の動作を示している。図57に示すように、符号化後のデータを x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 、 x_5 、 x_6 、 $\dots$ とすると、同一データを送信する場合、分配後のデータ405Aは、 x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 、 x_5 、 x_6 、 $\dots$ とあらわされ、同様に、分配後のデータ405Bは、 x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 、 x_5 、 x_6 、 $\dots$ とあらわされる。

[0328] 一方、異なるデータを送信する場合、分配後のデータ405Aは、 x_1 、 x_3 、 x_5 、 x_7 、 x_9 、 $\dots$ とあらわされ、分配後のデータ405Bは、 x_2 、 x_4 、 x_6 、 x_8 、 x_{10} 、 $\dots$ とあらわされる。

なお、分配部404は、入力信号であるフレーム構成信号313により、送信モードが、同一データを送信する場合、異なるデータを送信する場合を判断することになる。

[0329] 上記の別の方法としては、図58のように、同一データ送信を行う場合、分配部404は、分配後のデータ405Aとして x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4 、 x_5 、 x_6 、 $\dots$ を出力し、分配後のデータ405Bには、出力を行わない。したがって、フレーム構成信号313が、「同一データ送信」を示している場合、分配部404の動作は上述のとおりであり、また、図56におけるインタリーバ304B、マッピング部306Bは動作しないことになる。そして、図56におけるマッピング部306Aの出力であるベースバンド信号307Aのみが有効となり、重み付け合成部308Aおよび308Bの両者の入力信号となる。

[0330] 本実施の形態において、一つの特徴となる点は、送信モードを、同一データを送信する場合と異なるデータを送信する場合の切り替えを行う場合に、プリコーディング行列を切り替える点である。実施の形態1の式(36)、

式(39)で示したように、 w_{11} 、 w_{12} 、 w_{21} 、 w_{22} で構成される行列であらわした場合、同一データを送信する場合のプリコーディング行列は、以下のようにあらわすとよい。

[0331] [数52]

$$\begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & a \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(52)}$$

[0332] 式(52)において、 a は実数とする(a は複素数であってもよいが、プリコーディングにより、入力するベースバンド信号に位相変更を与えることになるので、回路規模がなるべく大きく、複雑にならないようにすることを考慮すると、実数であったほうがよい。) また、 a が1の場合、重み付け合成部308A、308Bは、重み付け合成の動作をせずに、入力信号をそのまま出力することになる。

[0333] したがって、「同一データを送信する」場合、重み付け合成部308A、308Bの出力信号となる、重み付け合成後のベースバンド信号309Aと重み付け合成後のベースバンド信号316Bは同一の信号となる。

そして、位相変更部5201は、フレーム構成信号313が「同一データを送信する」であることを示している場合、重み付け合成後のベースバンド信号309Aに位相変更を施し、位相変更後のベースバンド信号5202を出力する。そして、位相変更部317Bは、フレーム構成信号313が「同一データを送信する」であることを示している場合、重み付け合成後のベースバンド信号316Bに位相変更を施し、位相変更後のベースバンド信号309Bを出力する。なお、位相変更部5201で施す位相変更を $e^{jA(t)}$ (または、 $e^{jA(f)}$ または、 $e^{jA(t,f)}$)(ただし、 t は時間、 f は周波数)とし(したがって、 $e^{jA(t)}$ (または、 $e^{jA(f)}$ または、 $e^{jA(t,f)}$)は、入力されたベースバンド信号に乗算する値である。)、位相変更部317Bで施す位相変更を $e^{jB(t)}$ (または、 $e^{jB(f)}$ または、 $e^{jB(t,f)}$)(ただし、 t は時間、 f は周波数)とすると(したがって、 $e^{jB(t)}$ (または、 $e^{jB(f)}$ ま

たは、 $e^{jB(t,f)}$ は、入力されたベースバンド信号に乗算する値である。
)、以下の条件を満たすことが重要となる。

[0334] [数53]

$$e^{jA(t)} \neq e^{jB(t)}$$

をみたす時間 t が存在する。

(または、 $e^{jA(f)} \neq e^{jB(f)}$ をみたす周波数 (キャリア) f が存在する。)

(または、 $e^{jA(t,f)} \neq e^{jB(t,f)}$ をみたす周波数 (キャリア) f 及び時間 t が存在する。)

[0335] このようにすることで、送信信号は、マルチパスの影響を軽減することができるため、受信装置において、データの受信品質を向上させることができる。(ただし、位相変更は、重み付け合成後のベースバンド信号 309A と重み付け合成後のベースバンド信号 316B のうち、一方のみに行う構成としてもよい。)

なお、図 56 において、位相変更後のベースバンド信号 5202 は、OFDM を用いている場合、IFFT、周波数変換等の処理を施し、送信アンテナから送信される。(図 13 参照) (したがって、位相変更後のベースバンド信号 5202 は、図 13 の信号 1301A であると考えればよい。) 同様に、位相変更後のベースバンド信号 309B は、OFDM を用いている場合、IFFT、周波数変換等の処理を施し、送信アンテナから送信される。(図 13 参照) (したがって、位相変更後のベースバンド信号 309B は、図 13 の信号 1301B であると考えればよい。)

一方、送信モードとして、「異なるデータを送信する」が選択されている場合、実施の形態 1 で示したように、式 (36)、式 (39)、式 (50) のいずれかであらわされるものとする。このとき、図 56 の位相変更部 5201、317B は、「同一のデータを送信」する場合とは異なる位相変更方法を行うことが重要となる。特に、この場合、実施の形態 1 で述べたように、例えば、位相変更部 5201 は位相変更を行い、位相変更部 317B は位相変更を行わない、または、位相変更部 5201 は位相変更を行わず、位相

変更部 3 1 7 B は位相変更を行う、というように、2 つの位相変更部のうち、いずれか一方のみ位相変更を行う、というようにすれば、LOS 環境、NLOS 環境の両方で、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。

[0336] なお、送信モードとして、「異なるデータを送信する」が選択されている場合、プリコーディング行列として、式 (5 2) を用いてもよいが、式 (3 6)、式 (5 0)、または、式 (3 9) であらわされ、かつ、式 (5 2) と異なるプリコーディング行列を用いると、受信装置において、特に、LOS 環境におけるデータの受信品質をさらに向上させることができる可能性がある。

[0337] また、本実施の形態は、送信方法として OFDM 方式を用いた場合を例に説明したが、これに限ったものではなく、OFDM 方式以外のマルチキャリア方式、シングルキャリア方式を用いた場合にも同様に実施することは可能である。このとき、スペクトル拡散通信方式を用いていてもよい。なお、シングルキャリア方式を用いている場合、位相変更は時間軸方向で位相変更が行われることになる。

[0338] なお、実施の形態 3 で説明したように、「異なるデータを送信する」送信方法の場合、データシンボルのみに対し、位相変更を行うものとした。しかし、本実施の形態において説明した「同一データを送信する」の送信方法のとき、位相変更は、データシンボルに限らず、送信信号の送信フレームに挿入されているパイロットシンボルや制御シンボル等のシンボルに対しても位相変更を行うことになる。（ただし、パイロットシンボルや制御シンボル等のシンボルに対しても位相変更を行わないようにしてもよいが、ダイバーシチゲインを得るためには、位相変更を行うとよい。）

(実施の形態 C 2)

本実施の形態では、実施の形態 C 1 を応用した基地局の構成方法について説明する。

[0339] 図59に基地局（放送局）と端末の関係を示している。端末P（5907）は、基地局A（5902A）のアンテナ5904Aから送信された送信信号5903Aとアンテナ5906Aから送信された送信信号5905Aを受信し、所定の処理を行い、受信データを得ているものとする。

端末Q（5908）は、基地局A（5902A）のアンテナ5904Aから送信された送信信号5903Aと基地局B（5902B）のアンテナ5904Bから送信された送信信号5903Bを受信し、所定の処理を行い、受信データを得ているものとする。

[0340] 図60および図61は、基地局A（5902A）がアンテナ5904A、アンテナ5906Aから送信する送信信号5903A、送信信号5905Aの周波数割り当て、および、基地局B（5902B）がアンテナ5904B、アンテナ5906Bから送信する送信信号5903B、送信信号5905Bの周波数割り当て、を示している。図60、図61における図では、横軸を周波数、縦軸を送信パワーとする。

[0341] 図60に示すように、基地局A（5902A）が送信する送信信号5903A、送信信号5905A、および、基地局B（5902B）が送信する送信信号5903B、送信信号5905Bは少なくとも周波数帯域Xと周波数帯域Yを使用しており、周波数帯域Xを用いて、第1のチャンネルのデータの伝送を行っており、また、周波数帯域Yを用いて、第2のチャンネルのデータの伝送を行っているものとする。

[0342] したがって、端末P（5907）は、基地局A（5902A）のアンテナ5904Aから送信された送信信号5903Aとアンテナ5906Aから送信された送信信号5905Aを受信し、周波数帯域Xを抽出し、所定の処理を行い、第1のチャンネルのデータを得ることになる。そして、端末Q（5908）は、基地局A（5902A）のアンテナ5904Aから送信された送信信号5903Aと基地局B（5902B）のアンテナ5904Bから送信された送信信号5903Bを受信し、周波数帯域Yを抽出し、所定の処理を行い、第2のチャンネルのデータを得ることになる。

[0343] このときの基地局 A (5902A) および基地局 B (5902B) の構成および動作について説明する。

基地局 A (5902A) および基地局 B (5902B) いずれも、実施の形態 C1 で説明したように、図 56 および図 13 で構成された送信装置を具備している。そして、基地局 A (5902A) は、図 60 のように送信する場合、周波数帯域 X においては、実施の形態 C1 で説明したように、異なる 2 つの変調信号を生成し (プリコーディング、位相変更を行う)、2 つの変調信号をそれぞれ図 59 のアンテナ 5904A および 5906A から送信する。周波数帯域 Y においては、基地局 A (5902A) は、図 56 において、インタリーバ 304A、マッピング部 306A、重み付け合成部 308A、位相変更部 5201 を動作させ、変調信号 5202 を生成し、変調信号 5202 に相当する送信信号を図 13 のアンテナ 1310A、つまり、図 59 のアンテナ 5904A から送信する。同様に、基地局 B (5902B) は、図 56 において、インタリーバ 304A、マッピング部 306A、重み付け合成部 308A、位相変更部 5201 を動作させ、変調信号 5202 を生成し、変調信号 5202 に相当する送信信号を図 13 のアンテナ 1310A、つまり、図 59 のアンテナ 5904B から送信する。

[0344] なお、周波数帯域 Y の符号化後のデータの作成については、図 56 のように、基地局が個別に符号化後のデータを生成してもよいが、いずれかの基地局で作成した符号化後のデータを、別の基地局に転送してもよい。また、別の方法としては、変調信号をいずれかの基地局が生成し、生成した変調信号を、別の基地局に渡すような構成としてもよい。

また、図 59 において、信号 5901 は、送信モード (「同一のデータを送信」または「異なるデータを送信」) に関する情報を含んでいることになり、基地局は、この信号を取得することで、各周波数帯域における変調信号の生成方法を切り替えることになる。ここでは、信号 5901 は、図 59 のように他の機器あるいはネットワークから入力しているが、例えば、基地局 A (5902A) がマスタ局となり、基地局 B (5902B) に信号 590

1に相当する信号をわたすようにしてもよい。

[0345] 以上の説明のように、基地局が「異なるデータを送信」する場合、その送信方法に適した、プリコーディング行列、および、位相変更方法を設定し、変調信号を生成することになる。

一方、「同一のデータを送信」する場合、2つの基地局がそれぞれ、変調信号を生成し、送信することになる。このとき、各基地局は、一つのアンテナから送信するための変調信号を生成することは、2つの基地局を併せて考えた場合、2つの基地局で、式(52)のプリコーディング行列を設定したことに相当する。なお、位相変更方法については、実施の形態C1で説明したとおりであり、例えば、(数53)の条件を満たすとよい。

[0346] また、周波数帯域Xと周波数帯域Yは時間とともに、送信する方法を変更してもよい。したがって、図61のように、時間が経過し、図60のような周波数割り当てから図61のような周波数割り当てに変更してもよい。

本実施の形態のようにすることで、「同一のデータを送信」「異なるデータを送信」いずれの場合についても、受信装置において、データの受信品質を向上させることができるという効果を得ることができるとともに、送信装置において、位相変更部の共有化を行うことができるという利点がある。

[0347] また、本実施の形態は、送信方法としてOFDM方式を用いた場合を例に説明したが、これに限ったものではなく、OFDM方式以外のマルチキャリア方式、シングルキャリア方式を用いた場合にも同様に実施することは可能である。このとき、スペクトル拡散通信方式を用いていてもよい。なお、シングルキャリア方式を用いている場合、位相変更は時間軸方向で位相変更が行われることになる。

[0348] なお、実施の形態3で説明したように、「異なるデータを送信する」送信方法の場合、データシンボルのみに対し、位相変更を行うものとした。しかし、本実施の形態において説明した「同一データを送信する」の送信方法のとき、位相変更は、データシンボルに限らず、送信信号の送信フレームに挿入されているパイロットシンボルや制御シンボル等のシンボルに対しても位

相変更を行うことになる。（ただし、パイロットシンボルや制御シンボル等のシンボルに対しても位相変更を行わないようにしてもよいが、ダイバーシチゲインを得るためには、位相変更を行うとよい。）

（実施の形態C 3）

本実施の形態では、実施の形態C 1を応用した中継器の構成方法について説明する。なお、中継器は、中継局と呼称されることもある。

[0349] 図6 2に、基地局（放送局）、中継器と端末の関係を示している。基地局6 2 0 1は、図6 3に示すように、少なくとも周波数帯域Xと周波数帯域Yの変調信号を送信する。基地局6 2 0 1は、アンテナ6 2 0 2 Aおよびアンテナ6 2 0 2 Bからそれぞれ変調信号を送信する。このときの送信方法については、図6 3を用いて後に説明する。

中継器A（6 2 0 3 A）は、受信アンテナ6 2 0 4 Aで受信した受信信号6 2 0 5 A、および、受信アンテナ6 2 0 6 Aで受信した受信信号6 2 0 7 Aを復調等の処理を施し、受信データを得る。そして、その受信データを端末に伝送するため、送信処理を施し、変調信号6 2 0 9 Aおよび、6 2 1 1 Aを生成し、それぞれ、アンテナ6 2 1 0 Aおよび6 2 1 2 Aから送信する。

[0350] 同様に、中継器B（6 2 0 3 B）は、受信アンテナ6 2 0 4 Bで受信した受信信号6 2 0 5 B、および、受信アンテナ6 2 0 6 Bで受信した受信信号6 2 0 7 Bを復調等の処理を施し、受信データを得る。そして、その受信データを端末に伝送するため、送信処理を施し、変調信号6 2 0 9 Bおよび6 2 1 1 Bを生成し、それぞれ、アンテナ6 2 1 0 Bおよび6 2 1 2 Bから送信する。なお、ここでは、中継器B（6 2 0 3 B）は、マスタ中継器であるとし、制御信号6 2 0 8を出力し、中継器A（6 2 0 3 A）は、この信号を入力とする。なお、必ずしも、マスタ中継器を設ける必要はなく、基地局6 2 0 1が、中継器A（6 2 0 3 A）、中継器B（6 2 0 3 B）に個別に制御情報を伝送することとしてもよい。

[0351] 端末P（5907）は、中継器A（6203A）が送信した変調信号を受信し、データを得ることになる。端末Q（5908）は、中継器A（6203A）および中継器B（6203B）が送信した信号を受信し、データを得ることになる。端末R（6213）は、中継器B（6203B）が送信した変調信号を受信し、データを得ることになる。

図63は、基地局が送信する送信信号のうち、アンテナ6202Aから送信する変調信号の周波数割り当て、および、アンテナ6202Bから送信する変調信号の周波数割り当て、を示している。図63において、横軸を周波数、縦軸を送信パワーとする。

[0352] 図63に示すように、アンテナ6202Aから送信する変調信号、および、アンテナ6202Bから送信する変調信号は少なくとも周波数帯域Xと周波数帯域Yを使用しており、周波数帯域Xを用いて、第1のチャンネルのデータの伝送を行っており、また、周波数帯域Yを用いて、第1のチャンネルとは異なる第2のチャンネルのデータの伝送を行っているものとする。

[0353] そして、第1のチャンネルのデータは、実施の形態C1で説明したように、周波数帯域Xを用いて、「異なるデータを送信」するモードで、伝送する。したがって、図63に示すように、アンテナ6202Aから送信する変調信号、および、アンテナ6202Bから送信する変調信号は、周波数帯域Xの成分を含んでいることになる。そして、周波数帯域Xの成分は、中継器Aおよび中継器Bで受信されることになる。したがって、周波数帯域Xの変調信号は、実施の形態1、実施の形態C1で説明したように、マッピング後の信号に対し、プリコーディング（重み付け合成）、および、位相変更が施されることになる。

[0354] 第2のチャンネルのデータは、図63では、図62のアンテナ6202Aから送信される周波数帯域Yの成分によりデータが伝送される。そして、周波数帯域Yの成分は、中継器Aおよび中継器Bで受信されることになる。

図64は、中継器A、中継器Bが送信する送信信号のうち、中継器Aのアンテナ6210Aから送信する変調信号6209A、アンテナ6212Aか

ら送信する変調信号 6 2 1 1 A の周波数割り当て、および、中継器 B のアンテナ 6 2 1 0 B から送信する変調信号 6 2 0 9 B、アンテナ 6 2 1 2 B から送信する変調信号 6 2 1 1 B の周波数割り当て、を示している。図 6 4 において、横軸を周波数、縦軸を送信パワーとする。

[0355] 図 6 4 に示すように、アンテナ 6 2 1 0 A から送信する変調信号 6 2 0 9 A、および、アンテナ 6 2 1 2 A から送信する変調信号 6 2 1 1 A は少なくとも周波数帯域 X と周波数帯域 Y を使用しており、また、アンテナ 6 2 1 0 B から送信する変調信号 6 2 0 9 B、および、アンテナ 6 2 1 2 B から送信する変調信号 6 2 1 1 B は少なくとも周波数帯域 X と周波数帯域 Y を使用しており、周波数帯域 X を用いて、第 1 のチャネルのデータの伝送を行っており、また、周波数帯域 Y を用いて、第 2 のチャネルのデータの伝送を行っているものとする。

[0356] そして、第 1 のチャネルのデータは、実施の形態 C 1 で説明したように、周波数帯域 X を用いて、「異なるデータを送信」するモードで、伝送する。したがって、図 6 4 に示すように、アンテナ 6 2 1 0 A から送信する変調信号 6 2 0 9 A、および、アンテナ 6 2 1 2 A から送信する変調信号 6 2 1 1 A は、周波数帯域 X の成分を含んでいることになる。そして、周波数帯域 X の成分は、端末 P で受信されることになる。同様に、図 6 4 に示すように、アンテナ 6 2 1 0 B から送信する変調信号 6 2 0 9 B、および、アンテナ 6 2 1 2 B から送信する変調信号 6 2 1 1 B は、周波数帯域 X の成分を含んでいることになる。そして、周波数帯域 X の成分は、端末 R で受信されることになる。したがって、周波数帯域 X の変調信号は、実施の形態 1、実施の形態 C 1 で説明したように、マッピング後の信号に対し、プリコーディング（重み付け合成）、および、位相変更が施されることになる。

[0357] 第 2 のチャネルのデータは、図 6 4 では、図 6 2 の中継器 A（6 2 0 3 A）のアンテナ 6 2 1 0 A および中継器 B（6 2 0 3 B）のアンテナ 6 2 1 0 B から送信される変調信号の周波数帯域 Y の成分を用いて、伝送されることになる。このとき、図 6 2 の中継器 A（6 2 0 3 A）のアンテナ 6 2 1 0 A

から送信される変調信号 6 2 0 9 A の周波数帯域 Y の成分および中継器 B (6 2 0 3 B) のアンテナ 6 2 1 0 B から送信される変調信号 6 2 0 9 B の周波数帯域 Y の成分により、実施の形態 C 1 で説明した「同一データを送信する」送信モードを使用することになる。そして、周波数帯域 Y の成分は、端末 Q で受信されることになる。

[0358] 次に、図 6 2 における中継器 A (6 2 0 3 A) と中継器 B (6 2 0 3 B) の構成を、図 6 5 を用いて説明する。

図 6 5 は、中継器の受信部と送信部の構成の一例を示しており、図 5 6 と同様に動作するものについては、同一符号を付した。受信部 6 2 0 3 X は、受信アンテナ 6 5 0 1 a で受信した受信信号 6 5 0 2 a、および、受信アンテナ 6 5 0 1 b で受信した受信信号 6 5 0 2 b を入力とし、周波数帯域 X の成分に対し、信号処理（信号の分離または合成、誤り訂正復号等の処理）を施し、基地局が周波数帯域 X を用いて伝送したデータ 6 2 0 4 X を得て、これを分配部 4 0 4 に出力するとともに、制御情報に含まれる送信方法の情報を得（中継器が送信する際の送信方法の情報も得る）、フレーム構成信号 3 1 3 を出力する。

[0359] なお、受信部 6 2 0 3 X 以降は、周波数帯域 X で送信するための変調信号を生成するための処理部となる。また、受信部については、図 6 5 で示しているように、周波数帯域 X の受信部のみだけではなく、他の周波数帯域の受信部を他に具備しており、各受信部では、その周波数帯域を用いて送信するための変調信号を生成するための処理部を具備することになる。

[0360] 分配部 4 0 4 の動作の概要は、実施の形態 C 2 で述べた基地局における分配部の動作と同様になる。

中継器 A (6 2 0 3 A) と中継器 B (6 2 0 3 B) は、図 6 4 のように送信する場合、周波数帯域 X においては、実施の形態 C 1 で説明したように、異なる 2 つの変調信号を生成し（プリコーディング、位相変更を行う）、2 つの変調信号をそれぞれ、中継器 A (6 2 0 3 A) は図 6 2 のアンテナ 6 2 1 0 A および 6 2 1 2 A から、中継器 B (6 2 0 3 B) は図 6 2 のアンテナ

6 2 1 0 Bおよび6 2 1 2 Bから送信する。

[0361] 周波数帯域Yにおいては、中継器A（6 2 0 3 A）は、図6 5において、周波数帯域Xに関連する信号処理部6 5 0 0に対応する周波数帯域Yに関連する処理部6 5 0 0において（6 5 0 0は、周波数帯域X関連の信号処理部であるが、周波数帯域Yについても同様の信号処理部を具備するので、6 5 0 0内の付加した番号で説明する。）、インタリーバ3 0 4 A、マッピング部3 0 6 A、重み付け合成部3 0 8 A、位相変更部5 2 0 1を動作させ、変調信号5 2 0 2を生成し、変調信号5 2 0 2に相当する送信信号を図1 3のアンテナ1 3 1 0 A、つまり、図6 2のアンテナ6 2 1 0 Aから送信する。同様に、中継器B（6 2 0 3 B）は、図6 2において、周波数帯域Yにおける、インタリーバ3 0 4 A、マッピング部3 0 6 A、重み付け合成部3 0 8 A、位相変更部5 2 0 1を動作させ、変調信号5 2 0 2を生成し、変調信号5 2 0 2に相当する送信信号を図1 3のアンテナ1 3 1 0 A、つまり、図6 2のアンテナ6 2 1 0 Bから送信する。

[0362] なお、基地局は、図6 6に示すように（図6 6は、基地局が送信する変調信号のフレーム構成であり、横軸時間、縦軸周波数である。）、送信方法に関する情報6 6 0 1、中継器が施す位相変更に関する情報6 6 0 2、データシンボル6 6 0 3を送信し、中継器は、送信方法に関する情報6 6 0 1、中継器が施す位相変更に関する情報6 6 0 2を得ることで、送信信号に施す、位相変更の方法を決定することができる。また、図6 6における中継器が施す位相変更に関する情報6 6 0 2が、基地局が送信した信号に含まれていない場合は、図6 2に示すように、中継器B（6 2 0 3 B）がマスタとなり、中継器A（6 2 0 3 A）に位相変更方法の指示をしてもよい。

[0363] 以上の説明のように、中継器が「異なるデータを送信」する場合、その送信方法に適した、プリコーディング行列、および、位相変更方法を設定し、変調信号を生成することになる。

一方、「同一のデータを送信」する場合、2つの中継器がそれぞれ、変調信号を生成し、送信することになる。このとき、各中継器は、一つのアンテ

ナから送信するための変調信号を生成することは、2つの中継器を併せて考えた場合、2つの中継器で、式(52)のプリコーディング行列を設定したことに相当する。なお、位相変更方法については、実施の形態C1で説明したとおりであり、例えば、(数53)の条件を満たすとよい。

[0364] また、実施の形態C1で説明したように、周波数帯域Xのように、基地局、中継器ともに、2つのアンテナからそれぞれ変調信号を送信し、2つのアンテナから、同一のデータを送信するようにしてもよい。このときの基地局及び中継器の動作については実施の形態C1で説明したとおりである。

本実施の形態のようにすることで、「同一のデータを送信」「異なるデータを送信」いずれの場合についても、受信装置において、データの受信品質を向上させることができるという効果を得ることができるとともに、送信装置において、位相変更部の共有化を行うことができるという利点がある。

[0365] また、本実施の形態は、送信方法としてOFDM方式を用いた場合を例に説明したが、これに限ったものではなく、OFDM方式以外のマルチキャリア方式、シングルキャリア方式を用いた場合にも同様に実施することは可能である。このとき、スペクトル拡散通信方式を用いていてもよい。なお、シングルキャリア方式を用いている場合、位相変更は時間軸方向で位相変更が行われることになる。

[0366] なお、実施の形態3で説明したように、「異なるデータを送信する」送信方法の場合、データシンボルのみに対し、位相変更を行うものとした。しかし、本実施の形態において説明した「同一データを送信する」の送信方法のとき、位相変更は、データシンボルに限らず、送信信号の送信フレームに挿入されているパイロットシンボルや制御シンボル等のシンボルに対しても位相変更を行うことになる。(ただし、パイロットシンボルや制御シンボル等のシンボルに対しても位相変更を行わないようにしてもよいが、ダイバーシチゲインを得るためには、位相変更を行うとよい。)

(実施の形態C4)

本実施の形態では、「実施の形態１」、「その他補足」で説明した位相変更方法とは異なる位相変更方法について説明する。

[0367] 実施の形態１において、プリコーディング行列の例として、式（３６）を与え、その他補足において、プリコーディング行列の例として、式（５０）を与えた。そして、実施の形態Ａ１において、図３、図４、図６、図１２、図２５、図２９、図５１、図５３における位相変更部において、周期Ｎのための位相変更値（図３、図４、図６、図１２、図２５、図２９、図５１、図５３では、一方のベースバンド信号にのみ、位相変更を与えることになるので、位相変更値となる。）として、 $PHASE[i]$ （ $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は０以上 $N-1$ 以下の整数））と表現した。そして、本明細書において、一方のプリコーディング後のベースバンド信号に対し、位相変更を行う場合（つまり、図３、図４、図６、図１２、図２５、図２９、図５１、図５３）、図３、図４、図６、図１２、図２５、図２９、図５１、図５３において、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のみに位相変更を与えている。このとき、 $PHASE[k]$ を以下のように与える。

[0368] [数54]

$$PHASE[k] = \frac{k\pi}{N} \text{ラジアン} \quad \dots \text{式 (54)}$$

[0369] このとき、 $k=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ k は０以上 $N-1$ 以下の整数）とする。

このようにすると、受信装置において、特に、電波伝搬環境が、LOS環境のとき、データの受信品質が向上するという効果を得ることができる。これは、LOS環境において、位相変更を行わなかった場合、定常的な位相関係であったものが、位相変更を行うことで、位相関係の変更が行われ、これにより、バースト的に伝搬環境が悪い状況が回避されるからである。また、式（５４）とは別の方法として、 $PHASE[k]$ を以下のように与えてもよい。

[0370]

[数55]

$$PHASE[k] = -\frac{k\pi}{N} \text{ ラジアン} \quad \dots \text{式 (55)}$$

[0371] このとき、 $k=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (k は0以上 $N-1$ 以下の整数)とする。

また、別の位相変更方法として、 $PHASE[k]$ を以下のように与えてもよい。

[0372] [数56]

$$PHASE[k] = \frac{k\pi}{N} + Z \text{ ラジアン} \quad \dots \text{式 (56)}$$

[0373] このとき、 $k=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (k は0以上 $N-1$ 以下の整数)とし、 Z は固定値とする。

また、別の位相変更方法として、 $PHASE[k]$ を以下のように与えてもよい。

[0374] [数57]

$$PHASE[k] = -\frac{k\pi}{N} + Z \text{ ラジアン} \quad \dots \text{式 (57)}$$

[0375] このとき、 $k=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (k は0以上 $N-1$ 以下の整数)とし、 Z は固定値とする。

以上のように、本実施の形態のような位相変更を行うことで、受信装置は、良好な受信品質を得ることができる可能性が高くなる、という効果を得ることができる。

本実施の形態の位相変更は、シングルキャリア方式への適用に限ったものではなく、マルチキャリア伝送の場合も適用することができる。したがって、例えば、スペクトル拡散通信方式、OFDM方式、SC-FDMA、SC-OFDM方式、非特許文献7等で示されているウェーブレットOFDM方式等を用いた場合についても同様に実施することができる。前述したように

、本実施の形態では、位相変更を行う説明として、時間 t 軸方向で位相変更を行う場合があるが、実施の形態 1 と同様に、周波数軸方向に位相変更を行うときと同様に、つまり、本実施の形態において、 t 方向での位相変更の説明において、 t を f (f : 周波数 ((サブ) キャリア)) に置き換えて、考えることで、本実施の形態で説明した位相変更変更を、周波数方向に位相変更適用することができることになる。また、本実施の形態の位相変更方法は、実施の形態 1 の説明と同様に、時間一周波数方向に対する位相変更に対して、適用することも可能である。また、本実施の形態で説明した位相変更方法は、実施の形態 A 1 で示した内容を満たすと、受信装置において、良好なデータ品質を得ることができる可能性が高い。

(実施の形態 C 5)

本実施の形態では、「実施の形態 1」、「その他補足」、「実施の形態 C 4」で説明した位相変更方法とは異なる位相変更方法について説明する。

[0376] 実施の形態 1 において、プリコーディング行列の例として、式 (36) を与え、その他補足において、プリコーディング行列の例として、式 (50) を与えた。そして、実施の形態 A 1 において、図 3、図 4、図 6、図 12、図 25、図 29、図 51、図 53 における位相変更部において、周期 N のための位相変更値(図 3、図 4、図 6、図 12、図 25、図 29、図 51、図 53 では、一方のベースバンド信号にのみ、位相変更を与えることになるので、位相変更値となる。)として、 $\text{PHASE}[i]$ ($i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) と表現した。そして、本明細書において、一方のプリコーディング後のベースバンド信号に対し、位相変更を行う場合(つまり、図 3、図 4、図 6、図 12、図 25、図 29、図 51、図 53)、図 3、図 4、図 6、図 12、図 25、図 29、図 51、図 53 において、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のみに位相変更を与えている。

[0377] 本実施の形態における位相変更方法の特徴的な点は、周期 $N=2n+1$ とあらわされる点である。そして、周期 $N=2n+1$ を実現するために用意する異なる位相

変更値は、 $n+1$ 個となる。そして、 $n+1$ 個の異なる位相変更値のうち、 n 個の位相変更値は、1周期内で、それぞれ2回用いられ、1個の位相変更値は、1回用いられることで、周期 $N=2n+1$ が実現される。以下では、このときの位相変更値について詳しく説明する。

[0378] 周期 $N=2n+1$ の規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法を実現するために必要となる $n+1$ 個の異なる位相変更値を $PHASE[0]$, $PHASE[1]$, $\dots$, $PHASE[i]$, $\dots$, $PHASE[n-1]$, $PHASE[n]$ とする ($i=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$ (i は0以上 n 以下の整数))。このとき、 $n+1$ 個の異なる位相変更値 $PHASE[0]$, $PHASE[1]$, $\dots$, $PHASE[i]$, $\dots$, $PHASE[n-1]$, $PHASE[n]$ の例を以下のよう

[0379] [数58]

$$PHASE[k] = \frac{2k\pi}{2n+1} \text{ ラジアン} \quad \dots \text{式 (58)}$$

[0380] このとき、 $k=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$ (k は0以上 n 以下の整数)とする。式(58)の $n+1$ 個の異なる位相変更値 $PHASE[0]$, $PHASE[1]$, $\dots$, $PHASE[i]$, $\dots$, $PHASE[n-1]$, $PHASE[n]$ において、 $PHASE[0]$ を1回使い、かつ、 $PHASE[1] \sim PHASE[n]$ をそれぞれ2回用いる ($PHASE[1]$ を2回使い、 $PHASE[2]$ を2回使い、 $\dots$ 、 $PHASE[n-1]$ を2回使い、 $PHASE[n]$ を2回用いる)ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法とすることで、少ない位相変更値で規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法を実現することができる。受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。用意する位相変更値が少ないため、送信装置、受信装置の効果を削減できる効果を得ることができる。以上のように、受信装置において、特に、電波伝搬環境が、LOS環境のとき、データの受信品質が向上するという効果を得ることができる。これは、LOS環境において、位相変更を行わなかった場合、定常的な位相関係であったものが、位相変更を行うことで、位相関係の変更が行われ、これにより、バースト的に伝搬環境が悪い状況が回避されるからである

。また、式（５８）とは別の方法として、PHASE[k]を以下のように与えてもよい。

[0381] [数59]

$$PHASE[k] = -\frac{2k\pi}{2n+1} \text{ ラジアン} \quad \dots \text{式（５９）}$$

[0382] このとき、 $k=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$ (k は0以上 n 以下の整数)とする。

式（５９）の $n+1$ 個の異なる位相変更値PHASE[0], PHASE[1], $\dots$, PHASE[i], $\dots$, PHASE[n-1], PHASE[n]において、PHASE[0]を1回用い、かつ、PHASE[1]～PHASE[n]をそれぞれ2回用いる（PHASE[1]を2回用い、PHASE[2]を2回用い、 $\dots$ 、PHASE[n-1]を2回用い、PHASE[n]を2回用いる）ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法とすることで、少ない位相変更値で規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法を実現することができ、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。用意する位相変更値が少ないため、送信装置、受信装置の効果を削減できる効果を得ることができる。

[0383] また、別の方法として、PHASE[k]を以下のように与えてもよい。

[0384] [数60]

$$PHASE[k] = \frac{2k\pi}{2n+1} + Z \text{ ラジアン} \quad \dots \text{式（６０）}$$

[0385] このとき、 $k=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$ (k は0以上 n 以下の整数)とし、 Z は固定値とする。

式（６０）の $n+1$ 個の異なる位相変更値PHASE[0], PHASE[1], $\dots$, PHASE[i], $\dots$, PHASE[n-1], PHASE[n]において、PHASE[0]を1回用い、かつ、PHASE[1]～PHASE[n]をそれぞれ2回用いる（PHASE[1]を2回用い、PHASE[2]を2回用い、 $\dots$ 、PHASE[n-1]を2回用い、PHASE[n]を2回用いる）ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法とすることで、少ない

位相変更値で規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法を実現することができ、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。用意する位相変更値が少ないため、送信装置、受信装置の効果を削減できる効果を得ることができる。

[0386] また、別の方法として、PHASE[k]を以下のように与えてもよい。

[0387] [数61]

$$PHASE[k] = -\frac{2k\pi}{2n+1} + Z \text{ラジアン} \quad \dots \text{式 (61)}$$

[0388] このとき、 $k=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$ (k は0以上 n 以下の整数)とし、 Z は固定値とする。

式(61)の $n+1$ 個の異なる位相変更値PHASE[0], PHASE[1], ..., PHASE[i], ..., PHASE[n-1], PHASE[n]において、PHASE[0]を1回用い、かつ、PHASE[1]~PHASE[n]をそれぞれ2回用いる(PHASE[1]を2回用い、PHASE[2]を2回用い、..., PHASE[n-1]を2回用い、PHASE[n]を2回用いる)ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法とすることで、少ない位相変更値で規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法を実現することができ、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。用意する位相変更値が少ないため、送信装置、受信装置の効果を削減できる効果を得ることができる。

[0389] 以上のように、本実施の形態のような位相変更を行うことで、受信装置は、良好な受信品質を得ることができる可能性が高くなる、という効果を得ることができる。

本実施の形態の位相変更は、シングルキャリア方式への適用に限ったものではなく、マルチキャリア伝送の場合も適用することができる。したがって、例えば、スペクトル拡散通信方式、OFDM方式、SC-FDMA、SC-OFDM方式、非特許文献7等で示されているウェーブレットOFDM方式等を用いた場合についても同様に実施することができる。前述したよう

に、本実施の形態では、位相変更を行う説明として、時間 t 軸方向で位相変更を行う場合があるが、実施の形態 1 と同様に、周波数軸方向に位相変更を行うときと同様に、つまり、本実施の形態において、 t 方向での位相変更の説明において、 t を f (f : 周波数 ((サブ) キャリア)) に置き換えて、考えることで、本実施の形態で説明した位相変更変更を、周波数方向に位相変更に応用することができることになる。また、本実施の形態の位相変更方法は、実施の形態 1 の説明と同様に、時間一周波数方向に対する位相変更に対して、適用することも可能である。

[0390]

(実施の形態 C 6)

本実施の形態では、非特許文献 1 2 ~ 非特許文献 1 5 に示されているように、QC (Quasi Cyclic) LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号 (ただし、QC-LDPC 符号でない LDPC (ブロック) 符号であってもよい)、LDPC 符号と BCH 符号 (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem code) の接続符号等のブロック符号、ターボ符号または Duo-Binary Turbo Code 等のブロック符号を用いたときの、特に、実施の形態 C 5 で述べた規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法を用いたときについて詳しく説明する。ここでは、一例として、 s_1 、 s_2 の 2 つのストリームを送信する場合を例に説明する。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数 (ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含まれていてもよい。) と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等 (例えば、CRC (cyclic redundancy check)、伝送パラメータ等) が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[0391] 図 3 4 は、ブロック符号を用いたとき、1 つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図 3 4 は、例えば、図 4 の送信装置に示したように、 s_1 、 s_2 の 2 つのストリームを送信し、か

つ、送信装置が、1つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDMのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図34に示すように、ブロック符号における1つの符号化後のブロックを構成するビット数を6000ビットであるとする。この6000ビットを送信するためには、変調方式がQPSKのとき3000シンボル、16QAMのとき1500シンボル、64QAMのとき1000シンボルが必要となる。

[0392] そして、図4の送信装置では、2つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式がQPSKのとき、前述の3000シンボルは、 s_1 に1500シンボル、 s_2 に1500シンボル割り当てられることになるため、 s_1 で送信する1500シンボルと s_2 で送信する1500シンボルを送信するために1500スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

[0393] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために750スロットが必要となり、変調方式が64QAMのとき、1ブロックを構成するすべてのビットを送信するために500スロットが必要となる。

次に、規則的に位相を変更する方法において、上述で定義したスロットと位相との関係について説明する。

[0394] ここでは、周期5の規則的に位相を変更する方法のために用意する位相変更値（または、位相変更セット）の数を5とする。つまり、図4の送信装置の位相変更部のために、周期5のための5つの位相変更値（または、位相変更セット）を用意するものとする。ただし、実施の形態C5で述べたように、異なる位相変更値は3つ存在することになる。したがって、周期5のための5つの位相変更値の中には、同一の位相変更値が存在することになる。（図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のみに位相変

更を行う場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更値を用意すればよい。また、図26のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' および z_2' の両者に対し位相変更を行う場合、1スロットのために、2つの位相変更値が必要となる。この2つの位相変更値を位相変更セットとよぶ。したがって、この場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更セットを用意すればよい)。周期5のための5つの位相変更値(または、位相変更セット)を $P[0]$, $P[1]$, $P[2]$, $P[3]$, $P[4]$ とあらわすものとする。

[0395] 次に、規則的に位相を変更する方法において、上述で定義したスロットと位相の関係について説明する。

変調方式がQPSKのとき、1つの符号化後のブロックを構成するビット数6000ビットを送信するための上記で述べた1500スロットにおいて、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロットが300スロット、位相変更値 $P[1]$ を使用するスロットが300スロット、位相変更値 $P[2]$ を使用するスロットが300スロット、位相変更値 $P[3]$ を使用するスロットが300スロット、位相変更値 $P[4]$ を使用するスロットが300スロットである必要がある。これは、使用する位相変更値にかたよりがあると、多くの数を使用した位相変更値の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

[0396] 同様に、変調方式が16QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するビット数6000ビットを送信するための上記で述べた750スロットにおいて、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロットが150スロット、位相変更値 $P[1]$ を使用するスロットが150スロット、位相変更値 $P[2]$ を使用するスロットが150スロット、位相変更値 $P[3]$ を使用するスロットが150スロット、位相変更値 $P[4]$ を使用するスロットが150スロットである必要がある。

[0397] 同様に、変調方式が64QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するビット数6000ビットを送信するための上記で述べた500スロットにおいて、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロットが100スロット、位相変更

値P[1]を使用するスロットが100スロット、位相変更値P[2]を使用するスロットが100スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが100スロット、位相変更値P[4]を使用するスロットが100スロットである必要がある。

[0398] 以上のように、実施の形態C5で述べた規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法において、周期 $N=2n+1$ を実現するための位相変更値 $P[0]$, $P[1]$, $\dots$, $P[2n-1]$, $P[2n]$ (ただし、 $P[0]$, $P[1]$, $\dots$, $P[2n-1]$, $P[2n]$ は、 $PHASE[0]$, $PHASE[1]$, $PHASE[2]$, $\dots$, $PHASE[n-1]$, $PHASE[n]$ で構成されている。(実施の形態C5参照))としたとき、1つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロット数を K_0 , 位相変更値 $P[1]$ を使用するスロット数を K_1 , 位相変更値 $P[i]$ を使用するスロット数を K_i ($i=0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ (i は0以上 $2n$ 以下の整数))、位相変更値 $P[2n]$ を使用するスロット数を K_{2n} としたとき、

<条件#C01>

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{2n}$, つまり、 $K_a = K_b$, (for $\forall a, \forall b$,
ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ (a は0以上 $2n$ 以下の整数、 b は0以上 $2n$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

であるとよい。

[0399] 実施の形態C5で述べた規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法において、周期 $N=2n+1$ を実現するための異なる位相変更値 $PHASE[0]$, $PHASE[1]$, $PHASE[2]$, $\dots$, $PHASE[n-1]$, $PHASE[n]$ において、1つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値 $PHASE[0]$ を使用するスロット数を G_0 , 位相変更値 $PHASE[1]$ を使用するスロット数を G_1 , 位相変更値 $PHASE[i]$ を使用するスロット数を G_i ($i=0, 1, 2, \dots, n-1, n$ (i は0以上 n 以下の整数))、位相変更値 $PHASE[n]$ を使用するスロット数を G_n としたとき、<条件#C01>は、以下のようにあらわすことができる。

[0400]

<条件# C 0 2>

$2 \times G_0 = G_1 = \dots = G_i = \dots = G_n$ 、つまり、 $2 \times G_0 = G_a$ 、(for $\forall a$ 、ただし、 $a = 1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1以上 n 以下の整数))

そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、<条件# C 0 1> (<条件# C 0 2>) が成立するとよいことになる。

[0401] しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により1シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、<条件# C 0 1> (<条件# C 0 2>) を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、<条件# C 0 1>にかわり、以下の条件を満たすとよい。

[0402]

<条件# C 0 3>

K_a と K_b の差は0または1、つまり、 $|K_a - K_b|$ は0または1

(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ (a は0以上 $2n$ 以下の整数、 b は0以上 $2n$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

<条件# C 0 3>を別の表現にすると、以下の条件となる。

[0403]

<条件# C 0 4>

G_a と G_b の差は0または1または2、つまり、 $|G_a - G_b|$ は0または1または2

(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b = 1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1以上 n 以下の整数、 b は1以上 n 以下の整数)、 $a \neq b$)

および

$2 \times G_0$ と G_a の差は0または1または2、つまり、 $|2 \times G_0 - G_a|$ は0または1または2

(for $\forall a$ 、ただし、 $a = 1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1以上 n 以下の整数))

図35は、ブロック符号を用いたとき、2つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図35は、図3の送信装置および図12の送信装置に示したように、 s_1 、 s_2 の2つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、2つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。(このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDMのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。)

図35に示すように、ブロック符号における1つの符号化後のブロックを構成するビット数を6000ビットであるとする。この6000ビットを送信するためには、変調方式がQPSKのとき3000シンボル、16QAMのとき1500シンボル、64QAMのとき1000シンボルが必要となる。

[0404] そして、図3の送信装置および図12の送信装置では、2つのストリームを同時に送信することになり、また、2つの符号化器が存在するため、2つのストリームでは、異なる符号ブロックを伝送することになる。したがって、変調方式がQPSKのとき、 s_1 、 s_2 により、2つの符号化ブロックが同一区間内で送信されることから、例えば、 s_1 により第1の符号化後のブロックが送信され、 s_2 により、第2の符号化ブロックが送信されることになるので、第1、第2の符号化後のブロックを送信するために3000スロットが必要となる。

[0405] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために1500スロットが必要とな

り、変調方式が64QAMのとき、2ブロックを構成するすべてのビットを送信するために1000スロットが必要となる。

次に、規則的に位相を変更する方法において、上述で定義したスロットと位相との関係について説明する。

[0406] ここでは、周期5の規則的に位相を変更する方法のために用意する位相変更値（または、位相変更セット）の数を5とする。つまり、図4の送信装置の位相変更部のために、周期5のための5つの位相変更値（または、位相変更セット）を用意するものとする。ただし、実施の形態C5で述べたように、異なる位相変更値は3つ存在することになる。したがって、周期5のための5つの位相変更値の中には、同一の位相変更値が存在することになる。（図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のみに位相変更を行う場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更値を用意すればよい。また、図26のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' および z_2' の両者に対し位相変更を行う場合、1スロットのために、2つの位相変更値が必要となる。この2つの位相変更値を位相変更セットとよぶ。したがって、この場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更セットを用意すればよい）。周期5のための5つの位相変更値（または、位相変更セット）を $P[0]$, $P[1]$, $P[2]$, $P[3]$, $P[4]$ とあらわすものとする。

[0407] 変調方式がQPSKのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数 6000×2 ビットを送信するための上記で述べた3000スロットにおいて、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[1]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[2]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[3]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[4]$ を使用するスロットが600スロットである必要がある。これは、使用する位相変更値にかたよりがあると、多くの数を使用した位相変更値の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

[0408] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相変更値 $P[0]$ を使用す

るスロットが600回、位相変更値P[1]を使用するスロットが600回、位相変更値P[2]を使用するスロットが600回、位相変更値P[3]を使用するスロットが600回、位相変更値P[4]を使用するスロットが600回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相変更値P[0]を使用するスロットが600回、位相変更値P[1]を使用するスロットが600回、位相変更値P[2]を使用するスロットが600回、位相変更値P[3]を使用するスロットが600回、位相変更値P[4]を使用するスロットが600回であるとよい。

[0409] 同様に、変調方式が16QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数6000×2ビットを送信するための上記で述べた1500スロットにおいて、位相変更値P[0]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[1]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[2]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[4]を使用するスロットが300スロットである必要がある。

[0410] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相変更値P[0]を使用するスロットが300回、位相変更値P[1]を使用するスロットが300回、位相変更値P[2]を使用するスロットが300回、位相変更値P[3]を使用するスロットが300回、位相変更値P[4]を使用するスロットが300回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相変更値P[0]を使用するスロットが300回、位相変更値P[1]を使用するスロットが300回、位相変更値P[2]を使用するスロットが300回、位相変更値P[3]を使用するスロットが300回、位相変更値P[4]を使用するスロットが300回であるとよい。

[0411] 同様に、変調方式が64QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数6000×2ビットを送信するための上記で述べた1000スロットにおいて、位相変更値P[0]を使用するスロットが200スロット、位相変更値P[1]を使用するスロットが200スロット、位相変更値P[2]を使用

するスロットが200スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが200スロット、位相変更値P[4]を使用するスロットが200スロットである必要がある。

[0412] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相変更値P[0]を使用するスロットが200回、位相変更値P[1]を使用するスロットが200回、位相変更値P[2]を使用するスロットが200回、位相変更値P[3]を使用するスロットが200回、位相変更値P[4]を使用するスロットが200回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相変更値P[0]を使用するスロットが200回、位相変更値P[1]を使用するスロットが200回、位相変更値P[2]を使用するスロットが200回、位相変更値P[3]を使用するスロットが200回、位相変更値P[4]を使用するスロットが200回であるとよい。

[0413] 以上のように、実施の形態C5で述べた規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法において、周期 $N=2n+1$ を実現するための位相変更値P[0], P[1], ..., P[2n-1], P[2n] (ただし、P[0], P[1], ..., P[2n-1], P[2n]は、PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[n-1]、PHASE[n]で構成されている。(実施の形態C5参照))としたとき、2つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値P[0]を使用するスロット数を K_0 、位相変更値P[1]を使用するスロット数を K_1 、位相変更値P[i]を使用するスロット数を K_i ($i=0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ (i は0以上2n以下の整数))、位相変更値P[2n]を使用するスロット数を K_{2n} としたとき、

<条件#C05>

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{2n}$ 、つまり、 $K_a = K_b$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ (a は0以上2n以下の整数、 b は0以上2n以下の整数)、 $a \neq b$)

であり、第1の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に

、位相変更値 $P[0]$ を使用する回数を $K_{0,1}$ 、位相変更値 $P[1]$ を使用する回数を $K_{1,1}$ 、位相変更値 $P[i]$ を使用する回数を $K_{i,1}$ ($i=0,1,2,\dots,2n-1,2n$ (i は0以上 $2n$ 以下の整数))、位相変更値 $P[2n]$ を使用する回数を $K_{2n,1}$ としたとき、

<条件#C06>

$K_{0,1}=K_{1,1}=\dots=K_{i,1}=\dots=K_{2n,1}$ 、つまり、 $K_{a,1}=K_{b,1}$ 、
(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0,1,2,\dots,2n-1,2n$ (a は0以上 $2n$ 以下の整数、 b は0以上 $2n$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

であり、第2の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値 $P[0]$ を使用する回数を $K_{0,2}$ 、位相変更値 $P[1]$ を使用する回数を $K_{1,2}$ 、位相変更値 $P[i]$ を使用する回数を $K_{i,2}$ ($i=0,1,2,\dots,2n-1,2n$ (i は0以上 $2n$ 以下の整数))、位相変更値 $P[2n]$ を使用する回数を $K_{2n,2}$ としたとき、

<条件#C07>

$K_{0,2}=K_{1,2}=\dots=K_{i,2}=\dots=K_{2n,2}$ 、つまり、 $K_{a,2}=K_{b,2}$ 、
(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0,1,2,\dots,2n-1,2n$ (a は0以上 $2n$ 以下の整数、 b は0以上 $2n$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

であるとよい。

[0414] 実施の形態C5で述べた規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法において、周期 $N=2n+1$ を実現するための異なる位相変更値 $PHASE[0]$ 、 $PHASE[1]$ 、 $PHASE[2]$ 、 $\dots$ 、 $PHASE[n-1]$ 、 $PHASE[n]$ において、2つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値 $PHASE[0]$ を使用するスロット数を G_0 、位相変更値 $PHASE[1]$ を使用するスロット数を G_1 、位相変更値 $PHASE[i]$ を使用するスロット数を G_i ($i=0,1,2,\dots,n-1,n$ (i は0以

上 n 以下の整数))、位相変更値 $\text{PHASE}[n]$ を使用するスロット数を G_n としたとき、＜条件#C05＞は、以下のようにあらわすことができる。

[0415]

＜条件#C08＞

$2 \times G_0 = G_1 = \dots = G_i = \dots = G_n$ 、つまり、 $2 \times G_0 = G_a$ 、(for $\forall a$ 、ただし、 $a = 1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1以上 n 以下の整数))

であり、第1の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値 $\text{PHASE}[0]$ を使用する回数を $G_{0,1}$ 、位相変更値 $\text{PHASE}[1]$ を使用する回数を $G_{1,1}$ 、位相変更値 $\text{PHASE}[i]$ を使用する回数を $G_{i,1}$ ($i=0, 1, 2, \dots, n-1, n$ (i は0以上 n 以下の整数))、位相変更値 $\text{PHASE}[n]$ を使用する回数を $G_{n,1}$ としたとき、

＜条件#C09＞

$2 \times G_{0,1} = G_{1,1} = \dots = G_{i,1} = \dots = G_{n,1}$ 、つまり、 $2 \times G_{0,1} = G_{a,1}$ 、(for $\forall a$ 、ただし、 $a = 1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1以上 n 以下の整数))

であり、第2の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値 $\text{PHASE}[0]$ を使用する回数を $G_{0,2}$ 、位相変更値 $\text{PHASE}[1]$ を使用する回数を $G_{1,2}$ 、位相変更値 $\text{PHASE}[i]$ を使用する回数を $G_{i,2}$ ($i=0, 1, 2, \dots, n-1, n$ (i は0以上 n 以下の整数))、位相変更値 $\text{PHASE}[n]$ を使用する回数を $G_{n,2}$ としたとき、

＜条件#C10＞

$2 \times G_{0,2} = G_{1,2} = \dots = G_{i,2} = \dots = G_{n,2}$ 、つまり、 $2 \times G_{0,2} = G_{a,2}$ 、(for $\forall a$ 、ただし、 $a = 1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1以上 n 以下の整数))

であるとよい。

[0416] そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、＜条件#C05＞＜条件#C06＞＜条件#C07＞（＜条件#C08＞＜条件#C09＞＜条件#C10＞）が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により1シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、＜条件#C05＞＜条件#C06＞＜条件#C07＞（＜条件#C08＞＜条件#C09＞＜条件#C10＞）を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、＜条件#C05＞＜条件#C06＞＜条件#C07＞にかわり、以下の条件を満たすとよい。

[0417]

＜条件#C11＞

K_a と K_b の差は0または1、つまり、 $|K_a - K_b|$ は0または1

(for $\forall a, \forall b$, ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ (a は0以上 $2n$ 以下の整数、 b は0以上 $2n$ 以下の整数))、 $a \neq b$)

＜条件#C12＞

$K_{a,1}$ と $K_{b,1}$ の差は0または1、つまり、 $|K_{a,1} - K_{b,1}|$ は0または1

(for $\forall a, \forall b$, ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ (a は0以上 $2n$ 以下の整数、 b は0以上 $2n$ 以下の整数))、 $a \neq b$)

＜条件#C13＞

$K_{a,2}$ と $K_{b,2}$ の差は0または1、つまり、 $|K_{a,2} - K_{b,2}|$ は0または1

(for $\forall a, \forall b$, ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ (a は0以上 $2n$ 以下の整数、 b は0以上 $2n$ 以下の整数))、 $a \neq b$)

<条件# C 1 1><条件# C 1 2><条件# C 1 3>を別の表現にすると、
以下の条件となる。

[0418]

<条件# C 1 4>

G_a と G_b の差は0または1または2、つまり、 $|G_a - G_b|$ は0または1または2

(for $\forall a, \forall b$, ただし、 $a, b=1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1以上 n 以下の整数、 b は1以上 n 以下の整数))、 $a \neq b$)

および

$2 \times G_0$ と G_a の差は0または1または2、つまり、 $|2 \times G_0 - G_a|$ は0または1または2

(for $\forall a$, ただし、 $a=1, 2, \dots, n-1, n$ (a は、1以上 n 以下の整数))

<条件# C 1 5>

$G_{a, 1}$ と $G_{b, 1}$ の差は0または1または2、つまり、 $|G_{a, 1} - G_{b, 1}|$ は0または1または2

(for $\forall a, \forall b$, ただし、 $a, b=1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1以上 n 以下の整数、 b は1以上 n 以下の整数))、 $a \neq b$)

および

$2 \times G_{0, 1}$ と $G_{a, 1}$ の差は0または1または2、つまり、 $|2 \times G_{0, 1} - G_{a, 1}|$ は0または1または2

(for $\forall a$, ただし、 $a=1, 2, \dots, n-1, n$ (a は、1以上 n 以下の整数))

<条件# C 1 6>

$G_{a, 2}$ と $G_{b, 2}$ の差は0または1または2、つまり、 $|G_{a, 2} - G_{b, 2}|$ は0または1または2

(for $\forall a, \forall b$, ただし、 $a, b=1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1以上 n 以下の整数、 b

は1以上n以下の整数)、 $a \neq b$)

および

$2 \times G_{0,2}$ と $G_{a,2}$ の差は0または1または2、つまり、 $|2 \times G_{0,2} - G_{a,2}|$ は0または1または2
(for $\forall a$ 、ただし、 $a = 1, 2, \dots, n-1, n$ (a は、1以上n以下の整数))

以上のように、符号化後のブロックと位相変更値の関係付けを行うことで、符号化ブロックを伝送するために使用する位相変更値にかたよりがなくなるため、受信装置において、データの受信品質が向上するという効果を得ることができる。

[0419] 本実施の形態では、規則的に位相を変更する方法において、周期Nの位相変更方法のためには、N個の位相変更値（または、位相変更セット）が必要となる。このとき、N個の位相変更値（または、位相変更セット）として、 $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $\dots$ 、 $P[N-2]$ 、 $P[N-1]$ を用意することになるが、周波数軸方向に $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $\dots$ 、 $P[N-2]$ 、 $P[N-1]$ の順に並べる方法もあるが、必ずしもこれに限ったものではなく、N個の位相変更値（または、位相変更セット） $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $\dots$ 、 $P[N-2]$ 、 $P[N-1]$ を実施の形態1と同様に、時間軸、周波数－時間軸のブロックに対し、シンボルを配置することで、位相を変更することもできる。なお、周期Nの位相変更方法として説明しているが、N個の位相変更値（または、位相変更セット）をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の位相変更値（または、位相変更セット）を用いる必要はないが、上記で説明した条件を満たすことは、受信装置において、高いデータの受信品質を得る上では、重要となる。

[0420] また、空間多重MIMO伝送方式、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式、時空間ブロック符号化方式、1ストリームのみ送信、規則的に位相を変更する方法のモードが存在し、送信装置（放送局、基地局）は、これらのモードから、いずれかの送信方法を選択することができるようにして

もよい。

なお、空間多重MIMO伝送方式とは、非特許文献3に示されているように、選択した変調方式でマッピングした信号 s_1 、 s_2 をそれぞれ異なるアンテナから送信する方法であり、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式とは、プリコーディングのみを行う（位相変更を行わない）方式である。また、時空間プロック符号化方式とは、非特許文献9、16、17に示されている伝送方式である。1ストリームのみ送信とは、選択した変調方式でマッピングした信号 s_1 の信号を所定の処理を行いアンテナから送信する方法である。

[0421]

また、OFDMのようなマルチキャリアの伝送方式を用いており、複数のキャリアで構成された第1キャリア群、複数のキャリアで構成された第1キャリア群とは異なる第2キャリア群、・・・というように複数のキャリア群でマルチキャリア伝送を実現しており、キャリア群ごとに、空間多重MIMO伝送方式、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式、時空間プロック符号化方式、1ストリームのみ送信、規則的に位相を変更する方法のいずれかに設定してもよく、特に、規則的に位相を変更する方法を選択した（サブ）キャリア群では、本実施の形態を実施するとよい。

[0422]

なお、一方のプリコーディング後のベースバンド信号に対し、位相変更を行う場合、例えば、 $P[i]$ の位相変更値を「Xラジアン」とした場合、図3、図4、図6、図12、図25、図29、図51、図53における位相変更部において、 e^{jX} をプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に乗算することになる。そして、両者のプリコーディング後のベースバンド信号に対し、位相変更を行う場合、例えば、 $P[i]$ の位相変更セットを「Xラジアン」および「Yラジアン」とした場合、図26、図27、図28、図52、図54における位相変更部において、 e^{jX} をプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に乗算することになり、 e^{jY} をプリコーディング後のベースバンド信号 z_1' に乗算することになる。

[0423]

(実施の形態C 7)

本実施の形態では、非特許文献12～非特許文献15に示されているように、QC (Quasi Cyclic) LDPC (Low-Density Prity-Check) 符号 (ただし、QC-LDPC符号でないLDPC (ブロック) 符号であってもよい)、LDPC符号とBCH符号 (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem code) の接続符号等のブロック符号、ターボ符号またはDuo-Binary Turbo Code等のブロック符号を用いたときの、実施の形態A1、実施の形態C6を一般化させた場合について説明する。ここでは、一例として、s1、s2の2つのストリームを送信する場合を例に説明する。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数 (ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含まれていてもよい。) と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等 (例えば、CRC (cyclic redundancy check)、伝送パラメータ等) が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[0424] 図34は、ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図34は、例えば、図4の送信装置に示したように、s1、s2の2つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、1つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。(このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDMのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。)

図34に示すように、ブロック符号における1つの符号化後のブロックを構成するビット数を6000ビットであるとする。この6000ビットを送信するためには、変調方式がQPSKのとき3000シンボル、16QAMのとき1500シンボル、64QAMのとき1000シンボルが必要となる。

そして、図4の送信装置では、2つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式がQPSKのとき、前述の3000シンボルは、s1に1500シンボル、s2に1500シンボル割り当てられることになるため、s1で送信する1500シンボルとs2で送信する1500シンボルを送信するために1500スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

[0425] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために750スロットが必要となり、変調方式が64QAMのとき、1ブロックを構成するすべてのビットを送信するために500スロットが必要となる。

次に、規則的に位相を変更する方法において、上述で定義したスロットと位相との関係について説明する。

[0426] ここでは、周期5の規則的に位相を変更する方法のために用意する位相変更値（または、位相変更セット）の数を5とする。周期5の規則的に位相を変更する方法のために用意する位相変更値（または、位相変更セット）をP[0], P[1], P[2], P[3], P[4]とする。ただし、P[0], P[1], P[2], P[3], P[4]には、少なくとも2つ以上の異なる位相変更値が含まれていればよい（P[0], P[1], P[2], P[3], P[4]に同一の位相変更値が含まれていてもよい。）。（図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_2' のみに位相変更を行う場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更値を用意すればよい。また、図26のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' および z_2' の両者に対し位相変更を行う場合、1スロットのために、2つの位相変更値が必要となる。この2つの位相変更値を位相変更セットとよぶ。したがって、この場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更セットを用意すればよい）。

[0427] 変調方式がQPSKのとき、1つの符号化後のブロックを構成するビット数6000ビットを送信するための上記で述べた1500スロットにおいて、位相変更値P[0]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[1]を

使用するスロットが300スロット、位相変更値P[2]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[4]を使用するスロットが300スロットである必要がある。これは、使用する位相変更値にかたよりがあると、多くの数を使用した位相変更値の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

[0428] 同様に、変調方式が16QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するビット数6000ビットを送信するための上記で述べた750スロットにおいて、位相変更値P[0]を使用するスロットが150スロット、位相変更値P[1]を使用するスロットが150スロット、位相変更値P[2]を使用するスロットが150スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが150スロット、位相変更値P[4]を使用するスロットが150スロットである必要がある。

[0429] 同様に、変調方式が64QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するビット数6000ビットを送信するための上記で述べた500スロットにおいて、位相変更値P[0]を使用するスロットが100スロット、位相変更値P[1]を使用するスロットが100スロット、位相変更値P[2]を使用するスロットが100スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが100スロット、位相変更値P[4]を使用するスロットが100スロットである必要がある。

[0430] 以上のように、周期Nの規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法における位相変更値P[0], P[1], ..., P[N-2], P[N-1]とあらわすものとする。ただし、P[0], P[1], ..., P[N-2], P[N-1]は少なくとも2つ以上の異なる位相変更値で構成されているものとする。(P[0], P[1], ..., P[N-2], P[N-1]に同一の位相変更値が含まれていてもよい。) 1つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値P[0]を使用するスロット数を K_0 、位相変更値P[1]を使用するスロット数を K_1 、位相変更値P[i]を使用するスロット数を K_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$ (i は0以上N-1以下の整数))、位相変更値P[N-1]を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

<条件# C 1 7>

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{N-1}$ 、つまり、 $K_a = K_b$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

であるとよい。

[0431] そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、<条件# C 1 7>が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により1シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、<条件# C 1 7>を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、<条件# C 1 7>にかわり、以下の条件を満たすとよい。

[0432]

<条件# C 1 8>

K_a と K_b の差は0または1、つまり、 $|K_a - K_b|$ は0または1

(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

図35は、ブロック符号を用いたとき、2つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図35は、図3の送信装置および図12の送信装置に示したように、 s_1 、 s_2 の2つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、2つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDMのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いて

もよい。)

図35に示すように、ブロック符号における1つの符号化後のブロックを構成するビット数を6000ビットであるとする。この6000ビットを送信するためには、変調方式がQPSKのとき3000シンボル、16QAMのとき1500シンボル、64QAMのとき1000シンボルが必要となる。

[0433] そして、図3の送信装置および図12の送信装置では、2つのストリームを同時に送信することになり、また、2つの符号化器が存在するため、2つのストリームでは、異なる符号ブロックを伝送することになる。したがって、変調方式がQPSKのとき、 s_1 、 s_2 により、2つの符号化ブロックが同一区間内で送信されることから、例えば、 s_1 により第1の符号化後のブロックが送信され、 s_2 により、第2の符号化ブロックが送信されることになるので、第1、第2の符号化後のブロックを送信するために3000スロットが必要となる。

[0434] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために1500スロットが必要となり、変調方式が64QAMのとき、2ブロックを構成するすべてのビットを送信するために1000スロットが必要となる。

次に、規則的に位相を変更する方法において、上述で定義したスロットと位相との関係について説明する。

[0435] ここでは、周期5の規則的に位相を変更する方法のために用意する位相変更値（または、位相変更セット）の数を5とする。つまり、図4の送信装置の位相変更部のために、周期5のための5つの位相変更値（または、位相変更セット） $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $P[3]$ 、 $P[4]$ を用意するものとする。ただし、 $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $P[3]$ 、 $P[4]$ には、少なくとも2つ以上の異なる位相変更値が含まれていればよい（ $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $P[3]$ 、 $P[4]$ に同一の位相変更値が含まれていてもよい。）。(図6のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z' のみに位相変更を行う場合、周期5の位相変更を行うためには

、5つの位相変更値を用意すればよい。また、図26のように、プリコーディング後のベースバンド信号 z_1' および z_2' の両者に対し位相変更を行う場合、1スロットのために、2つの位相変更値が必要となる。この2つの位相変更値を位相変更セットとよぶ。したがって、この場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更セットを用意すればよい。周期5のための5つの位相変更値（または、位相変更セット）を $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $P[3]$ 、 $P[4]$ とあらわすものとする。

[0436] 変調方式がQPSKのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数 6000×2 ビットを送信するための上記で述べた3000スロットにおいて、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[1]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[2]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[3]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[4]$ を使用するスロットが600スロットである必要がある。これは、使用する位相変更値にかたよりがあると、多くの数を使用した位相変更値の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

[0437] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロットが600回、位相変更値 $P[1]$ を使用するスロットが600回、位相変更値 $P[2]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[3]$ を使用するスロットが600回、位相変更値 $P[4]$ を使用するスロットが600回である必要がある。また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロットが600回、位相変更値 $P[1]$ を使用するスロットが600回、位相変更値 $P[2]$ を使用するスロットが600スロット、位相変更値 $P[3]$ を使用するスロットが600回、位相変更値 $P[4]$ を使用するスロットが600回であるとい。

[0438] 同様に、変調方式が16QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数 6000×2 ビットを送信するための上記で述べた1500スロットにおいて、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロットが300スロット、位相変更値 $P[1]$ を使用するスロットが300スロット、位相変更値 $P[2]$ を使用

するスロットが300スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[4]を使用するスロットが300スロットである必要がある。

[0439] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相変更値P[0]を使用するスロットが300回、位相変更値P[1]を使用するスロットが300回、位相変更値P[2]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが300回、位相変更値P[4]を使用するスロットが300回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相変更値P[0]を使用するスロットが300回、位相変更値P[1]を使用するスロットが300回、位相変更値P[2]を使用するスロットが300スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが300回、位相変更値P[4]を使用するスロットが300回であるとよい。

[0440] 同様に、変調方式が64QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数6000×2ビットを送信するための上記で述べた1000スロットにおいて、位相変更値P[0]を使用するスロットが200スロット、位相変更値P[1]を使用するスロットが200スロット、位相変更値P[2]を使用するスロットが200スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが200スロット、位相変更値P[4]を使用するスロットが200スロットである必要がある。

[0441] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相変更値P[0]を使用するスロットが200回、位相変更値P[1]を使用するスロットが200回、位相変更値P[2]を使用するスロットが200スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが200回、位相変更値P[4]を使用するスロットが200回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相変更値P[0]を使用するスロットが200回、位相変更値P[1]を使用するスロットが200回、位相変更値P[2]を使用するスロットが200スロット、位相変更値P[3]を使用するスロットが200回、位相変更値P[4]を使用するスロットが200回であるとよい。

[0442] 以上のように、周期Nの規則的に位相変更値を切り替える位相変更方法における位相変更値を $P[0]$, $P[1]$, $P[2]$, $\dots$, $P[N-2]$, $P[N-1]$ とあらわすものとする。ただし、 $P[0]$, $P[1]$, $P[2]$, $\dots$, $P[N-2]$, $P[N-1]$ は少なくとも2つ以上の異なる位相変更値で構成されているものとする。 $(P[0], P[1], P[2], \dots, P[N-2], P[N-1])$ に同一の位相変更値が含まれていてもよい。

) 2つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値 $P[0]$ を使用するスロット数を K_0 、位相変更値 $P[1]$ を使用するスロット数を K_1 、位相変更値 $P[i]$ を使用するスロット数を K_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数))、位相変更値 $P[N-1]$ を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

<条件# C 1 9>

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{N-1}$ 、つまり、 $K_a = K_b$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

であり、第1の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相変更値 $P[0]$ を使用する回数を $K_{0,1}$ 、位相変更値 $P[1]$ を使用する回数を $K_{1,1}$ 、位相変更値 $P[i]$ を使用する回数を $K_{i,1}$ ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数))、位相変更値 $P[N-1]$ を使用する回数を $K_{N-1,1}$ としたとき、

<条件# C 2 0>

$K_{0,1} = K_{1,1} = \dots = K_{i,1} = \dots = K_{N-1,1}$ 、つまり、 $K_{a,1} = K_{b,1}$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

であり、第2の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に

、位相変更値 $P[0]$ を使用する回数を $K_{0,2}$ 、位相変更値 $P[1]$ を使用する回数を $K_{1,2}$ 、位相変更値 $P[i]$ を使用する回数を $K_{i,2}$ ($i=0,1,2,\dots,N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数))、位相変更値 $P[N-1]$ を使用する回数を $K_{N-1,2}$ としたとき、

<条件# C 2 1>

$K_{0,2} = K_{1,2} = \dots = K_{i,2} = \dots = K_{N-1,2}$ 、つまり、 $K_{a,2} = K_{b,2}$ 、
(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0,1,2,\dots,N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、
 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

であるとよい。

[0443] そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、<条件# C 1 9><条件# C 2 0><条件# C 2 1>が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により1シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、<条件# C 1 9><条件# C 2 0><条件# C 2 1>を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、<条件# C 1 9><条件# C 2 0><条件# C 2 1>にかわり、以下の条件を満たすとよい。

<条件# C 2 2>

K_a と K_b の差は0または1、つまり、 $|K_a - K_b|$ は0または1

(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0,1,2,\dots,N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、
 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

<条件# C 2 3>

$K_{a,1}$ と $K_{b,1}$ の差は 0 または 1、つまり、 $|K_{a,1} - K_{b,1}|$ は 0 または 1
 (for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は 0 以上 $N-1$ 以下の整数、 b は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

<条件 # C 2 4>

$K_{a,2}$ と $K_{b,2}$ の差は 0 または 1、つまり、 $|K_{a,2} - K_{b,2}|$ は 0 または 1
 (for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は 0 以上 $N-1$ 以下の整数、 b は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

以上のように、符号化後のブロックと位相変更値の関係付けを行うことで、符号化ブロックを伝送するために使用する位相変更値にかたよりがなくなるため、受信装置において、データの受信品質が向上するという効果を得ることができる。

[0444] 本実施の形態では、規則的に位相を変更する方法において、周期 N の位相変更方法のためには、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット）が必要となる。このとき、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット）として、 $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $\dots$ 、 $P[N-2]$ 、 $P[N-1]$ を用意することになるが、周波数軸方向に $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $\dots$ 、 $P[N-2]$ 、 $P[N-1]$ の順に並べる方法もあるが、必ずしもこれに限ったものではなく、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット） $P[0]$ 、 $P[1]$ 、 $P[2]$ 、 $\dots$ 、 $P[N-2]$ 、 $P[N-1]$ を実施の形態 1 と同様に、時間軸、周波数—時間軸のブロックに対し、シンボルを配置することで、位相を変更することもできる。なお、周期 N の位相変更方法として説明しているが、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット）をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように N 個の位相変更値（または、位相変更セット）を用いる必要はないが、上記で説明した条件を満たすことは、受信装置において、高いデータの受信品質を得る上では、重要となる。

[0445] また、空間多重 MIMO 伝送方式、プリコーディング行列が固定の MIMO

O伝送方式、時空間プロック符号化方式、1ストリームのみ送信、規則的に位相を変更する方法のモードが存在し、送信装置（放送局、基地局）は、これらのモードから、いずれかの送信方法を選択することができるようにして

もよい。

なお、空間多重MIMO伝送方式とは、非特許文献3に示されているように、選択した変調方式でマッピングした信号 s_1 、 s_2 をそれぞれ異なるアンテナから送信する方法であり、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式とは、プリコーディングのみを行う（位相変更を行わない）方式である。また、時空間プロック符号化方式とは、非特許文献9、16、17に示されている伝送方式である。1ストリームのみ送信とは、選択した変調方式でマッピングした信号 s_1 の信号を所定の処理を行いアンテナから送信する方法である。

[0446] また、OFDMのようなマルチキャリアの伝送方式を用いており、複数のキャリアで構成された第1キャリア群、複数のキャリアで構成された第1キャリア群とは異なる第2キャリア群、・・・というように複数のキャリア群でマルチキャリア伝送を実現しており、キャリア群ごとに、空間多重MIMO伝送方式、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式、時空間プロック符号化方式、1ストリームのみ送信、規則的に位相を変更する方法のいずれかに設定してもよく、特に、規則的に位相を変更する方法を選択した（サブ）キャリア群では、本実施の形態を実施するとよい。

[0447] なお、一方のプリコーディング後のベースバンド信号に対し、位相変更を行う場合、例えば、 $P[i]$ の位相変更セットを「Xラジアン」および「Yラジアン」とした場合、図26、図27、図28、図52、図54における位相変更部において、 e^{jX} をプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に、 e^{jY} をプリコーディング後のベースバンド信号 z_2' に

乗算することになり、 e^{jY} をプリコーディング後のベースバンド信号 $z1'$ に乗算することになる。

(実施の形態D1)

本実施の形態では、まず、実施の形態1の変形例について説明する。図67は、本実施の形態における送信装置の構成の一例であり、図3と同様に動作するものについては、同一符号を付しており、また、以降では、図3での説明と同様に動作素部部分については、説明を省略する。そして、図67が図3と異なる点は、重み付け合成部の直後にベースバンド信号入れ替え部6702が挿入されている部分である。したがって、以降では、ベースバンド信号入れ替え部6702周辺の動作の動作を中心に説明を行う。

[0448] 図21に重み付け合成部(308A、308B)の構成を示す。図21において点線で囲まれる領域が重み付け合成部となる。ベースバンド信号307Aは、 w_{11} と乗算し、 $w_{11} \cdot s_1(t)$ を生成し、 w_{21} と乗算し、 $w_{21} \cdot s_1(t)$ を生成する。同様に、ベースバンド信号307Bは、 w_{12} と乗算し、 $w_{12} \cdot s_2(t)$ を生成し、 w_{22} と乗算し、 $w_{22} \cdot s_2(t)$ を生成する。次に、 $z_1(t) = w_{11} \cdot s_1(t) + w_{12} \cdot s_2(t)$ 、 $z_2(t) = w_{21} \cdot s_1(t) + w_{22} \cdot s_2(t)$ を得る。このとき、 $s_1(t)$ および $s_2(t)$ は、実施の形態1の説明からわかるように、BPSK(Binary Phase Shift Keying)、QPSK、8PSK(8 Phase Shift Keying)、16QAM、32QAM(32 Quadrature Amplitude Modulation)、64QAM、256QAM、16APSK(16 Amplitude Phase Shift Keying)等の変調方式のベースバンド信号となる。ここで、両重み付け合成部は、固定のプリコーディング行列を用いて重み付けを実行するものとし、プリコーディング行列としては、一例として、下記、式(63)又は式(64)の条件のもと、式(62)を用いる方法がある。ただし、これは一例であり、 α の値は、式(63)、式(64)に限ったものではなく、別の値、例えば、 α を1、としてもよいし、 α は0であってもよい(α

は0以上の実数であってよいし、 α は虚数でもよい。)。

[0449] なお、プリコーディング行列は、

[0450] [数62]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式 (6 2)}$$

[0451] 但し、上記式 (6 2) において、 α は、

[0452] [数63]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 4}{\sqrt{2} + 2} \quad \cdots \text{式 (6 3)}$$

[0453] である。

あるいは、上記式 (6 2) において、 α は、

[0454] [数64]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 3 + \sqrt{5}}{\sqrt{2} + 3 - \sqrt{5}} \quad \cdots \text{式 (6 4)}$$

[0455] である。

また、プリコーディング行列は、式 (6 2) に限ったものではなく、

[0456] [数65]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式 (6 5)}$$

[0457] $a = A e^{j\delta 11}$ 、 $b = B e^{j\delta 12}$ 、 $c = C e^{j\delta 21}$ 、 $d = D e^{j\delta 22}$ であらわされればよい。また、 a 、 b 、 c 、 d のいずれか一つが「ゼロ」であってもよい。例えば、(1) a がゼロであり、 b 、 c 、 d はゼロでない、(2) b が

ゼロであり、 a 、 c 、 d はゼロでない、(3) c がゼロであり、 a 、 b 、 d はゼロでない、(4) d がゼロであり、 a 、 b 、 c はゼロでない、であってもよい。

[0458] また、 a 、 b 、 c 、 d のうち、2つの値をゼロとしてもよい。例えば、(1) a および d がゼロであり、 b 、 c はゼロでない、(2) b および c がゼロであり、 a 、 d はゼロでないという方法が有効である。

なお、変調方式、誤り訂正符号、その符号化率のいずれかを変更したときは、使用するプリコーディング行列を設定、変更し、そのプリコーディング行列を固定的に使用してもよい。

[0459] 次に、図67における、ベースバンド信号入れ替え部6702について説明する。ベースバンド信号入れ替え部6702は、重み付け合成後の信号309Aおよび重み付け合成後の信号316Bを入力とし、ベースバンド信号入れ替えを行い、入れ替え後ベースバンド信号6701A、および、入れ替え後ベースバンド信号6701Bを出力する。なお、ベースバンド信号の入れ替えの詳細については、図55を用いて説明したとおりである。本実施の形態のベースバンド信号の入れ替えは、ベースバンド信号の入れ替えするための信号が図55と異なる。以下では、本実施の形態のベースバンド信号の入れ替えについて、図68を用いて説明する。

[0460] 図68において、重み付け合成後の信号309A ($p1(i)$) の同相I成分 $I_{p1}(i)$ 、直交Q成分を $Q_{p1}(i)$ とあらわし、重み付け合成後の信号316B ($p2(i)$) の同相I成分 $I_{p2}(i)$ 、直交Q成分を $Q_{p2}(i)$ とあらわす。そして、入れ替え後ベースバンド信号6701A ($q1(i)$) の同相I成分 $I_{q1}(i)$ 、直交Q成分を $Q_{q1}(i)$ とあらわし、入れ替え後ベースバンド信号6701B ($q2(i)$) の同相I成分 $I_{q2}(i)$ 、直交Q成分を $Q_{q2}(i)$ とあらわす。(ただし、 i は、(時間、または、周波数(キャリア)の) 順番をあらわす。図67の例では、 i は時間となるが、図67を図12のようにOFDM方式を用いている場合に適用した場合、 i は周波数(キャリア)であってもよい。後に、この点について説明する。)

このとき、ベースバンド信号入れ替え部 6702 は、ベースバンド成分の入れ替えを行い、

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $q_1(i)$ の同相成分を $I_{p1}(i)$ 、直交成分を $Q_{p2}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q_2(i)$ の同相成分を $I_{p2}(i)$ 、直交成分を $Q_{p1}(i)$

とし、入れ替え後のベースバンド信号 $q_1(i)$ に相当する変調信号を送信アンテナ 1、入れ替え後のベースバンド信号 $q_2(i)$ に相当する変調信号を送信アンテナ 2 から、同一時刻に同一周波数を用いて送信する、というように、入れ替え後のベースバンド信号 $q_1(i)$ に相当する変調信号と入れ替え後のベースバンド信号 $q_2(i)$ を異なるアンテナから、同一時刻に同一周波数を用いて送信するとしてもよい。また、

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $q_1(i)$ の同相成分を $I_{p1}(i)$ 、直交成分を $I_{p2}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q_2(i)$ の同相成分を $Q_{p1}(i)$ 、直交成分を $Q_{p2}(i)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $q_1(i)$ の同相成分を $I_{p2}(i)$ 、直交成分を $I_{p1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q_2(i)$ の同相成分を $Q_{p1}(i)$ 、直交成分を $Q_{p2}(i)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $q_1(i)$ の同相成分を $I_{p1}(i)$ 、直交成分を $I_{p2}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q_2(i)$ の同相成分を $Q_{p2}(i)$ 、直交成分を $Q_{p1}(i)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $q_1(i)$ の同相成分を $I_{p2}(i)$ 、直交成分を $I_{p1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q_2(i)$ の同相成分を $Q_{p2}(i)$ 、直交成分を $Q_{p1}(i)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $q_1(i)$ の同相成分を $I_{p1}(i)$ 、直交成分を $Q_{p2}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q_2(i)$ の同相成分を

$Q_{p1}(i)$ 、直交成分を $I_{p2}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $Q_{p2}(i)$ 、直交成分を $I_{p1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $I_{p2}(i)$ 、直交成分を $Q_{p1}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $Q_{p2}(i)$ 、直交成分を $I_{p1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $Q_{p1}(i)$ 、直交成分を $I_{p2}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $I_{p1}(i)$ 、直交成分を $I_{p2}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $Q_{p1}(i)$ 、直交成分を $Q_{p2}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $I_{p2}(i)$ 、直交成分を $I_{p1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $Q_{p1}(i)$ 、直交成分を $Q_{p2}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $I_{p1}(i)$ 、直交成分を $I_{p2}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $Q_{p2}(i)$ 、直交成分を $Q_{p1}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $I_{p2}(i)$ 、直交成分を $I_{p1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $Q_{p2}(i)$ 、直交成分を $Q_{p1}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $I_{p1}(i)$ 、直交成分を $Q_{p2}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $I_{p2}(i)$ 、直交成分を $Q_{p1}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $I_{p1}(i)$ 、直交成分を $Q_{p2}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $Q_{p1}(i)$ 、直交成分を $I_{p2}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $Q_{p2}(i)$ 、直交成分を $I_{p1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $I_{p2}(i)$ 、直交成分を $Q_{p1}(i)$

・入れ替え後のベースバンド信号 q_2 (i) の同相成分を Q_{p2} (i) 、直交成分を I_{p1} (i) 、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 (i) の同相成分を Q_{p1} (i) 、直交成分を I_{p2} (i)

としてもよい。また、上述では、重み付け合成後の信号 309A および重み付け合成後の信号 316B の同相成分と直交成分の入れ替えについて説明したが、これに限ったものではなく、2つの信号より多い信号同相成分と直交成分の入れ替えを行うことも可能である。

[0461] また、上記の例では、同一時刻 (同一周波数 ((サフ) キャリア)) のベースバンド信号の入れ替えを説明しているが、同一時刻 (同一周波数 ((サフ) キャリア)) のベースバンド信号の入れ替えでなくともよい。例として、以下のよう記述することができる。

・入れ替え後のベースバンド信号 q_1 (i) の同相成分を I_{p1} ($i + v$) 、直交成分を Q_{p2} ($i + w$) 、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 (i) の同相成分を Q_{p1} ($i + v$) 、直交成分を I_{p2} ($i + w$)

・入れ替え後のベースバンド信号 q_1 (i) の同相成分を I_{p1} ($i + v$) 、直交成分を Q_{p2} ($i + w$) 、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 (i) の同相成分を Q_{p1} ($i + v$) 、直交成分を I_{p2} ($i + w$)

・入れ替え後のベースバンド信号 q_1 (i) の同相成分を I_{p1} ($i + v$) 、直交成分を Q_{p2} ($i + w$) 、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 (i) の同相成分を Q_{p1} ($i + v$) 、直交成分を I_{p2} ($i + w$)

・入れ替え後のベースバンド信号 q_1 (i) の同相成分を I_{p1} ($i + v$) 、直交成分を Q_{p2} ($i + w$) 、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 (i) の同相成分を Q_{p1} ($i + v$) 、直交成分を I_{p2} ($i + w$)

[illegible]

直交成分を $I_{p1}(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $I_{p2}(i+w)$ 、直交成分を $Q_{p1}(i+v)$

・入れ替え後のベースバンド信号 $q2(i)$ の同相成分を $Q_{p2}(i+w)$ 、直交成分を $I_{p1}(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $q1(i)$ の同相成分を $Q_{p1}(i+v)$ 、直交成分を $I_{p2}(i+w)$

重み付け合成後の信号 309A ($p1(i)$) の同相 I 成分 $I_{p1}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{p1}(i)$ とあらわし、重み付け合成後の信号 316B ($p2(i)$) の同相 I 成分 $I_{p2}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{p2}(i)$ とあらわす。そして、入れ替え後ベースバンド信号 6701A ($q1(i)$) の同相 I 成分 $I_{q1}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{q1}(i)$ とあらわし、入れ替え後ベースバンド信号 6701B ($q2(i)$) の同相 I 成分 $I_{q2}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{q2}(i)$ とあらわす。

[0462] 図 68 は、上記の記載を説明するための図であり、前述に記載したとおり、重み付け合成後の信号 309A ($p1(i)$) の同相 I 成分 $I_{p1}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{p1}(i)$ とあらわし、重み付け合成後の信号 316B ($p2(i)$) の同相 I 成分 $I_{p2}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{p2}(i)$ とあらわす。そして、入れ替え後ベースバンド信号 6701A ($q1(i)$) の同相 I 成分 $I_{q1}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{q1}(i)$ とあらわし、入れ替え後ベースバンド信号 6701B ($q2(i)$) の同相 I 成分 $I_{q2}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{q2}(i)$ とあらわす。

[0463] すると、入れ替え後ベースバンド信号 6701A ($q1(i)$) の同相 I 成分 $I_{q1}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{q1}(i)$ 、および、入れ替え後ベースバンド信号 6701B ($q2(i)$) の同相 I 成分 $I_{q2}(i)$ 、直交 Q 成分を $Q_{q2}(i)$ 上述で説明したいずれかであらわされるものとする。

そして、入れ替え後ベースバンド信号 6701A ($q1(i)$) に相当する変調信号を送信アンテナ 312A、入れ替え後ベースバンド信号 6701B ($q2(i)$) に相当する変調信号を送信アンテナ 312B から、同一時

刻に同一周波数を用いて送信する、というように、入れ替え後ベースバンド信号 6701A ($q_1(i)$) に相当する変調信号と入れ替え後ベースバンド信号 6701B ($q_2(i)$) 相当する変調信号を異なるアンテナから、同一時刻に同一周波数を用いて送信することになる。

[0464] 位相変更部 317B は、入れ替え後ベースバンド信号 6701B 及び信号処理方法に関する情報 315 を入力とし、当該信号入れ替え後ベースバンド信号 6701B の位相を規則的に変更して出力する。規則的に変更するとは、予め定められた周期（例えば、 n 個のシンボル毎（ n は 1 以上の整数）あるいは予め定められた時間毎）で、予め定められた位相変更パターンに従って位相を変更する。位相変更パターンの詳細については、実施の形態 4 において説明したとおりである。

[0465] 無線部 310B は、位相変更後の信号 309B を入力とし、直交変調、帯域制限、周波数変換、増幅等の処理を施し、送信信号 311B を出力し、送信信号 311B は、アンテナ 312B から電波として出力される。

なお、図 67 は、図 3 のように、符号化器が複数ある場合で説明したが、図 67 に対し、図 4 のように符号化器と分配部を具備し、分配部が出力する信号をそれぞれ、インタリーバの入力信号とするようにし、それ以降は、図 67 の構成を踏襲する場合についても、上述と同様に動作させることができる。

[0466] 図 5 は、本実施の形態における送信装置の時間軸におけるフレーム構成の一例を示している。シンボル 500__1 は、受信装置に、送信方法を通知するためのシンボルであり、例えば、データシンボルを伝送するために用いる誤り訂正方式、その符号化率の情報、データシンボルを伝送するために用いる変調方式の情報等を伝送する。

シンボル 501__1 は、送信装置が送信する変調信号 $z_1(t)$ {ただし、 t は時間} のチャネル変動を推定するためのシンボルである。シンボル 502__1 は変調信号 $z_1(t)$ が（時間軸における）シンボル番号 u に送信するデータシンボル、シンボル 503__1 は変調信号 $z_1(t)$ がシンボル

番号 $u + 1$ に送信するデータシンボルである。

[0467] シンボル 501__2 は、送信装置が送信する変調信号 $z_2(t)$ {ただし、 t は時間} のチャネル変動を推定するためのシンボルである。シンボル 502__2 は変調信号 $z_2(t)$ がシンボル番号 u に送信するデータシンボル、シンボル 503__2 は変調信号 $z_2(t)$ がシンボル番号 $u + 1$ に送信するデータシンボルである。

このとき、 $z_1(t)$ におけるシンボルと $z_2(t)$ におけるシンボルにおいて、同一時刻（同一時間）のシンボルは、同一（共通）の周波数を用いて、送信アンテナから送信されることになる。

[0468] 送信装置が送信する変調信号 $z_1(t)$ と変調信号 $z_2(t)$ 、及び、受信装置における受信信号 $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$ の関係について説明する。

図5において、504#1、504#2は送信装置における送信アンテナ、505#1、505#2は受信装置における受信アンテナを示しており、送信装置は、変調信号 $z_1(t)$ を送信アンテナ504#1、変調信号 $z_2(t)$ を送信アンテナ504#2から送信する。このとき、変調信号 $z_1(t)$ および変調信号 $z_2(t)$ は、同一（共通の）周波数（帯域）を占有しているものとする。送信装置の各送信アンテナと受信装置の各アンテナのチャネル変動をそれぞれ $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ とし、受信装置の受信アンテナ505#1が受信した受信信号を $r_1(t)$ 、受信装置の受信アンテナ505#2が受信した受信信号を $r_2(t)$ とすると、以下の関係式が成立する。

[0469] [数66]

$$\begin{pmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (66)}$$

[0470] 図69は、本実施の形態における重み付け方法（プリコーディング（Precoding）方法）、ベースバンド信号の入れ替え及び位相変更方法に

関連する図であり、重み付け合成部600は、図67の重み付け合成部30

8Aと308Bの両者を統合した重み付け合成部である。図69に示すよう

に、ストリームs1(t)およびストリームs2(t)は、図3のベースバ

ンド信号307Aおよび307Bに相当する、つまり、QPSK、16QAM、

64QAMなどの変調方式のラジエンスにしたがったベースバンド信号

の同相I成分、直交Q成分となる。そして、図69のフレーム構成のように

ストリームs1(t)は、シンボル番号uの信号をs1(u)、シンボル番

号u+1の信号をs1(u+1)、...とあらわす。同様に、ストリーム

s2(t)は、シンボル番号uの信号をs2(u)、シンボル番号u+1の

信号をs2(u+1)、...とあらわす。そして、重み付け合成部600

は、図67におけるベースバンド信号307A(s1(t))および307

B(s2(t))、信号処理方法に関する情報315を入力とし、信号処理

方法に関する情報315にしたがった重み付けを施し、図67の重み付け合

成後の信号309A(p1(t))、316B(p2(t))を出力する。

[0471] このとき、p1(t)は、固定のラジエンス行列Fにおける第1行の

ベクトルをW1=(w11, w12)とすると、以下の式(67)であらわ

すことができる。

[0472] [数67]

$$p1(t)=W1s1(t)$$

...式(67)

[0473] 一方、p2(t)は、ラジエンス行列Fにおける第2行のベクトルを

W2=(w21, w22)とすると、以下の式(68)であらわすことがで

きる。

[0474] [数68]

$$p2(t)=W2s2(t)$$

...式(68)

[0475] したがって、ラジエンス行列Fは、次式であらわすことができる。

[0476] [数69]

$$F = \begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (69)}$$

[0477] ベースバンド信号の入れ替えを行った後の、入れ替え後ベースバンド信号

6701A(q₁(i))の同相成分I_{q₁}(i)、直交成分をQ_{q₁}(i)、および、入れ替え後ベースバンド信号6701B(q₂(i))の同相成分I_{q₂}(i)、直交成分をQ_{q₂}(i)と、p₁(t)およびp₂(t)の関係は、上述説明したとおりである。そして、位相変更部による位相変更式

をy(t)とすると、位相変更後のベースバンド信号309B(q₂′(i))

(i)は、以下の式(70)であらわすことができる。

[0478] [数70]

$$q_2'(t) = y(t)q_2(t) \quad \dots \text{式 (70)}$$

[0479] ここで、y(t)は、予め定められた方式に従って、位相を変更するため

の式であり、例えば、周期を4とすると、時刻uの位相変更式は、例えば、

式(71)であらわすことができる。

[0480] [数71]

$$y(n) = e^{j0}$$

…式 (71)

[0481] 同様に時刻u+1の位相変更式は、例えば、式(72)であらわすことが

できる。

[0482] [数72]

$$y(n+1) = e^{j\frac{\pi}{2}}$$

…式 (72)

[0483] 即ち、時刻 $u + k$ の位相変更式は、式 (73) であらわすことができる。

[0484] [数73]

$$y(u+k) = e^{j\frac{k\pi}{2}} \quad \dots \text{式 (73)}$$

[0485] なお、式 (71) ~ (73) に示した規則的な位相変更例は一例に過ぎない。

規則的な位相変更の周期は4に限ったものではない。この周期の数が多くなればその分だけ、受信装置の受信性能（より正確には誤り訂正性能）の向上を促すことができる可能性がある（周期が大きければよいというわけではないが、2のような小さい値は避ける方がよい可能性が高い。）。

[0486] また、上記式 (71) ~ (73) で示した位相変更例では逐次所定の位相（上記式では、 $\pi/2$ ずつ）だけ回転させていく構成を示したが、同じ位相量だけ回転させるのではなくランダムに位相を変更することとしてもよい。例えば、 $y(t)$ は予め定められた周期に従って、式 (74) や式 (75) に示すような順に乘じる位相が変更されてもよい。位相の規則的な変更において重要となるのは、変調信号の位相が規則的に変更されることであり、変更される位相の度合いについては、なるべく均等になる、例えば、 $-\pi$ ラジアンから π ラジアンに対し、一様分布となるのが望ましいもののランダムであってもよい。

[0487] [数74]

$$\begin{aligned} e^{j0} &\rightarrow e^{j\frac{\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{2\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{4\pi}{5}} \\ &\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{6\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{8\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{9\pi}{5}} \quad \dots \text{式 (74)} \end{aligned}$$

[0488]

[数75]

$$\begin{aligned}
 e^{j\frac{\pi}{2}} &\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{2}} \rightarrow e^{j2\pi} \rightarrow e^{j\frac{\pi}{4}} \\
 &\rightarrow e^{j\frac{3\pi}{4}} \rightarrow e^{j\frac{5\pi}{4}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{4}}
 \end{aligned}
 \quad \dots \text{式 (75)}$$

[0489] このように、図6の重み付け合成部600は、予め定められた固定のプリコーディングウェイトを用いてプリコーディングを実行し、ベースバンド信号入れ替え部は、上述のベースバンド信号の入れ替えを行い、位相変更部は、入力された信号の位相を、その変更度合いを規則的に変えながら、変更する。

L O S環境では、特殊なプリコーディング行列を用いると、受信品質が大きく改善する可能性があるが、直接波の状況により、その特殊なプリコーディング行列は受信した際の直接波の位相、振幅成分により異なる。しかし、L O S環境には、ある規則があり、この規則に従い送信信号の位相を規則的に変更すれば、データの受信品質が大きく改善する。本発明は、L O S環境を改善する信号処理方法を提案している。

[0490] 図7は、本実施の形態における受信装置700の構成の一例を示している。無線部703__Xは、アンテナ701__Xで受信された受信信号702__Xを入力とし、周波数変換、直交復調等の処理を施し、ベースバンド信号704__Xを出力する。

送信装置で送信された変調信号z1におけるチャネル変動推定部705__1は、ベースバンド信号704__Xを入力とし、図5におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル501__1を抽出し、式(66)のh11に相当する値を推定し、チャネル推定信号706__1を出力する。

[0491] 送信装置で送信された変調信号z2におけるチャネル変動推定部705__2は、ベースバンド信号704__Xを入力とし、図5におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル501__2を抽出し、式(66)のh12に相当

する値を推定し、チャネル推定信号706—2を出力する。

無線部703—Yは、アンテナ701—Yで受信された受信信号702—Yを入力とし、周波数変換、直交復調等の処理を施し、ベースバンド信号704—Yを出力する。

[0492] 送信装置で送信された変調信号 z_1 におけるチャネル変動推定部707—1は、ベースバンド信号704—Yを入力とし、図5におけるチャネル推定用のリフlescenseンボル501—1を抽出し、式(66)の h_{21} に相当する値を推定し、チャネル推定信号708—1を出力する。

送信装置で送信された変調信号 z_2 におけるチャネル変動推定部707—2は、ベースバンド信号704—Yを入力とし、図5におけるチャネル推定用のリフlescenseンボル501—2を抽出し、式(66)の h_{22} に相当する値を推定し、チャネル推定信号708—2を出力する。

[0493] 制御情報復号部709は、ベースバンド信号704—Xおよび704—Yを入力とし、図5の送信方法を通知するためのシンボル500—1を検出し、送信装置が通知した送信方法の情報に関する信号710を出力する。

信号処理部711は、ベースバンド信号704—X、704—Y、チャネル推定信号706—1、706—2、708—1、708—2、及び、送信装置が通知した送信方法の情報に関する信号710を入力とし、検波、復号を行い、受信データ712—1および712—2を出力する。

[0494] 次に、図7の信号処理部711の動作について詳しく説明する。図8は、本実施の形態における信号処理部711の構成の一例を示している。図8は、主にINNER MIMO検波部とsoft-in/soft-outデコーダ、係数生成部から構成されている。この構成における反復復号の方法については、非特許文献2、非特許文献3で詳細が述べられているが、非特許文献2、非特許文献3に記載されているMIMO伝送方式は空間多重MIMO伝送方式であるが、本実施の形態における伝送方式は、時間とともに信号の位相を規則的に変更し、かつ、プリコーディング行列が使用、また、ベースバンド信号の入れ替えを行っているMIMO伝送方式である点が、非特

許文献2、非特許文献3と異なる点である。式(66)における(チャネル)行列を $H(t)$ 、図69におけるプリコーディングウェイト行列を F (ここでプリコーディング行列は1の受信信号中においては変更されない固定のものである)、図69の位相変更部による位相変更式の行列を $Y(t)$ (ここで $Y(t)$ は t によって変化する)、ベースバンド信号の入れ替えから、受信ベクトルを $R(t) = (r_1(t), r_2(t))^T$ 、とストリームベクトル $S(t) = (s_1(t), s_2(t))^T$ の関係を導き、受信ベクトルを $R(t)$ に対して非特許文献2、非特許文献3の復号方法を適用することができる、MIMO検波を行うことができる。

[0495] したがって、図8の係数生成部819は、送信装置が通知した送信方法の情報(用いた固定のプリコーディング行列及び位相を変更していた場合の位相変更パターンを特定するための情報)に関する信号818(図7の710に相当)を入力とし、信号処理方法の情報に関する信号820を出力する。

INNER MIMO検波部803は、信号処理方法の情報に関する信号820を入力とし、この信号を利用して、反復検波・復号を行うことになるがその動作について説明する。

[0496] 図8に示す構成の信号処理部では、反復復号(反復検波)を行うため図10に示すような処理方法を行う必要がある。初めに、変調信号(ストリーム) s_1 の1符号語(または、1フレーム)、および、変調信号(ストリーム) s_2 の1符号語(または、1フレーム)の復号を行う。その結果、soft-in/soft-outデコーダから、変調信号(ストリーム) s_1 の1符号語(または、1フレーム)、および、変調信号(ストリーム) s_2 の1符号語(または、1フレーム)の各ビットの対数尤度比(LLR: Log-Likelihood Ratio)が得られる。そして、そのLLRを用いて再度、検波・復号が行われる。この操作が複数回行われる(この操作を反復復号(反復検波)と呼ぶ。)。以降では、1フレームにおける特定の時間のシンボルの対数尤度比(LLR)の作成方法を中心に説明する。

[0497] 図8において、記憶部815は、ベースバンド信号801X(図7のベー

スバンド信号 704__X に相当する。)、チャネル推定信号群 802 X (図 7 のチャネル推定信号 706__1、706__2 に相当する。)、ベースバンド信号 801 Y (図 7 のベースバンド信号 704__Y に相当する。)、チャネル推定信号群 802 Y (図 7 のチャネル推定信号 708__1、708__2 に相当する。)を入力とし、反復復号(反復検波)を実現するために、算出した行列を変形チャネル信号群として記憶する。そして、記憶部 815 は、必要なときに上記信号を、ベースバンド信号 816 X、変形チャネル推定信号群 817 X、ベースバンド信号 816 Y、変形チャネル推定信号群 817 Y として出力する。

[0498] その後の動作については、初期検波の場合と反復復号(反復検波)の場合を分けて説明する。

＜初期検波の場合＞

INNER MIMO 検波部 803 は、ベースバンド信号 801 X、チャネル推定信号群 802 X、ベースバンド信号 801 Y、チャネル推定信号群 802 Y を入力とする。ここでは、変調信号(ストリーム) s1、変調信号(ストリーム) s2 の変調方式が 16 QAM として説明する。

[0499] INNER MIMO 検波部 803 は、まず、チャネル推定信号群 802 X、チャネル推定信号群 802 Y からベースバンド信号 801 X に対応する候補信号点を求める。そのときの様子を図 11 に示す。図 11 において、●(黒丸)は、IQ 平面における候補信号点であり、変調方式が 16 QAM のため、候補信号点は 256 個存在する。(ただし、図 11 では、イメージ図を示しているため、256 個の候補信号点全ては示していない。)ここで、変調信号 s1 で伝送する 4 ビットを b0、b1、b2、b3、変調信号 s2 で伝送する 4 ビットを b4、b5、b6、b7 とすると、図 11 において(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)に対応する候補信号点が存在することになる。そして、受信信号点 1101 (ベースバンド信号 801 X に相当する。)と候補信号点それぞれとの 2 乗ユークリッド距離を求める。そして、それぞれの 2 乗ユークリッド距離をノイズの分散 σ^2 で除算す

る。したがって、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ に対応する候補信号点と受信信号点2乗ユークリッド距離をノイズの分散で除算した値を $E_x(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ が求まることになる。なお、各ベースバンド信号、変調信号 s_1 、 s_2 は、複素信号である。

[0500] 同様に、チャネル推定信号群802X、チャネル推定信号群802Yから、ベースバンド信号801Yに対応する候補信号点をもとめ、受信信号点（ベースバンド信号801Yに相当する。）との2乗ユークリッド距離を求め、この2乗ユークリッド距離をノイズの分散 σ^2 で除算する。したがって、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ に対応する候補信号点と受信信号点2乗ユークリッド距離をノイズの分散で除算した値を $E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ が求まることになる。

[0501] そして、 $E_x(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) + E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ を求める。

INNER MIMO検波部803は、 $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ を信号804として出力する。

[0502] 対数尤度算出部805Aは、信号804を入力とし、ビット b_0 および b_1 および b_2 および b_3 の対数尤度(log likelihood)を算出し、対数尤度信号806Aを出力する。ただし、対数尤度の算出では、“1”のときの対数尤度および“0”のときの対数尤度が算出される。その算出方法は、式(28)、式(29)、式(30)に示した通りであり、詳細については、非特許文献2、非特許文献3に示されている。

[0503] 同様に、対数尤度算出部805Bは、信号804を入力とし、ビット b_4 および b_5 および b_6 および b_7 の対数尤度を算出し、対数尤度信号806Bを出力する。

デインタリーバ(807A)は、対数尤度信号806Aを入力とし、インタリーバ(図67のインタリーバ(304A))に対応するデインタリーブ

を行い、デインタリーブ後の対数尤度信号 808A を出力する。

- [0504] 同様に、デインタリーブ (807B) は、対数尤度信号 806B を入力とし、インタリーブ (図 67 のインタリーブ (304B)) に対応するデインタリーブを行い、デインタリーブ後の対数尤度信号 808B を出力する。

対数尤度比算出部 809A は、デインタリーブ後の対数尤度信号 808A を入力とし、図 67 の符号化器 302A で符号化されたビットの対数尤度比 (LLR: Log-Likelihood Ratio) を算出し、対数尤度比信号 810A を出力する。

- [0505] 同様に、対数尤度比算出部 809B は、デインタリーブ後の対数尤度信号 808B を入力とし、図 67 の符号化器 302B で符号化されたビットの対数尤度比 (LLR: Log-Likelihood Ratio) を算出し、対数尤度比信号 810B を出力する。

Soft-in/soft-out デコーダ 811A は、対数尤度比信号 810A を入力とし、復号を行い、復号後の対数尤度比 812A を出力する。

- [0506] 同様に、Soft-in/soft-out デコーダ 811B は、対数尤度比信号 810B を入力とし、復号を行い、復号後の対数尤度比 812B を出力する。

＜反復復号（反復検波）の場合、反復回数 k ＞

インタリーブ (813A) は、 $k-1$ 回目の soft-in/soft-out デコードで得られた復号後の対数尤度比 812A を入力とし、インタリーブを行い、インタリーブ後の対数尤度比 814A を出力する。このとき、インタリーブ (813A) のインタリーブのパターンは、図 67 のインタリーブ (304A) のインタリーブパターンと同様である。

- [0507] インタリーブ (813B) は、 $k-1$ 回目の soft-in/soft-out デコードで得られた復号後の対数尤度比 812B を入力とし、インタリーブを行い、インタリーブ後の対数尤度比 814B を出力する。このとき、インタリーブ (813B) のインタリーブのパターンは、図 67 のインタ

リーバ（３０４Ｂ）のインタリーブパターンと同様である。

[0508] INNER MIMO検波部８０３は、ベースバンド信号８１６Ｘ、変形チャンネル推定信号群８１７Ｘ、ベースバンド信号８１６Ｙ、変形チャンネル推定信号群８１７Ｙ、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ａ、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ｂを入力とする。ここで、ベースバンド信号８０１Ｘ、チャンネル推定信号群８０２Ｘ、ベースバンド信号８０１Ｙ、チャンネル推定信号群８０２Ｙではなく、ベースバンド信号８１６Ｘ、変形チャンネル推定信号群８１７Ｘ、ベースバンド信号８１６Ｙ、変形チャンネル推定信号群８１７Ｙを用いているのは、反復復号のため、遅延時間が発生しているためである。

[0509] INNER MIMO検波部８０３の反復復号時の動作と、初期検波時の動作の異なる点は、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ａ、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ｂを信号処理の際に用いていることである。INNER MIMO検波部８０３は、まず、初期検波のときと同様に、 $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ を求める。加えて、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ａ、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ｂから、式（１１）、式（３２）に相当する係数を求める。そして、 $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ の値をこの求めた係数を用いて補正し、その値を $E'(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ とし、信号８０４として出力する。

[0510] 対数尤度算出部８０５Ａは、信号８０４を入力とし、ビット b_0 および b_1 および b_2 および b_3 の対数尤度（ $\log \text{ likelihood}$ ）を算出し、対数尤度信号８０６Ａを出力する。ただし、対数尤度の算出では、“１”のときの対数尤度および“０”のときの対数尤度が算出される。その算出方法は、式（３１）、式（数３２）、式（３３）、式（３４）、式（３５）に示したとおりであり、非特許文献２、非特許文献３に示されている。

[0511] 同様に、対数尤度算出部８０５Ｂは、信号８０４を入力とし、ビット b_4 および b_5 および b_6 および b_7 の対数尤度を算出し、対数尤度信号８０６Ｂを出力する。デインタリーブ以降の動作は、初期検波と同様である。

なお、図8では、反復検波を行う場合の、信号処理部の構成について示したが、反復検波は必ずしも良好な受信品質を得る上で必須の構成ではなく、反復検波のみに必要とする構成部分、インタリーバ813A、813Bを有していない構成でもよい。このとき、INNER MIMO検波部803は、反復的な検波を行わないことになる。

[0512] なお、非特許文献5等に示されているように、QR分解を用いて初期検波、反復検波を行ってもよい。また、非特許文献11に示されているように、MSE (Minimum Mean Square Error)、ZF (Zero Forcing) の線形演算を行い、初期検波を行ってもよい。

図9は、図8と異なる信号処理部の構成であり、図67に対し、図4の符号化器、分配部を適用した送信装置が送信した変調信号のための信号処理部である。図8と異なる点は、soft-in/soft-outデコーダの数であり、soft-in/soft-outデコーダ901は、対数尤度比信号810A、810Bを入力とし、復号を行い、復号後の対数尤度比902を出力する。分配部903は、復号後の対数尤度比902を入力とし、分配を行う。それ以外の部分については、図8と同様の動作となる。

[0513] 以上のように、本実施の形態のように、MIMO伝送システムの送信装置が複数アンテナから複数の変調信号を送信する際、プリコーディング行列を乗算するとともに、時間とともに位相を変更するし、当該位相の変更を規則的に行うことで、直接波が支配的なLOS環境において、従来の空間多重MIMO伝送を用いるときと比べ、受信装置におけるデータの受信品質が向上するという効果を得ることができる。

[0514] 本実施の形態において、特に、受信装置の構成については、アンテナ数を限定して、動作を説明したが、アンテナ数が増えても、同様に実施することができる。つまり、受信装置におけるアンテナ数は、本実施の形態の動作、効果に影響を与えるものではない。

また、本実施の形態では、符号化として、特にLDPC符号に限ったものではなく、また、復号方法についても、soft-in/soft-out

デコーダとして、`sum-product`復号を例に限ったものではなく、他の`soft-in/soft-out`の復号方法、例えば、BCJRアルゴリズム、SOVAアルゴリズム、Max-log-MAPアルゴリズムなどがある。詳細については、非特許文献6に示されている。

[0515] また、上述では、シングルキャリア方式を例に説明したが、これに限ったものではなく、マルチキャリア伝送を行った場合でも同様に実施することができる。したがって、例えば、スペクトル拡散通信方式、OFDM方式、SC-FDMA、SC-OFDM方式、非特許文献7等で示されているウェーブレットOFDM方式等を用いた場合についても同様に実施することができる。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（プリアンブル、ユニークワード等）、制御情報の伝送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。

[0516] 次に、マルチキャリア方式の一例として、OFDM方式を用いたときの例を説明する。

図70は、OFDM方式を用いたときの送信装置の構成を示している。図70において、図3、図12、図67と同様に動作するものについては、同一符号を付した。

OFDM方式関連処理部1201Aは、重み付け後の信号309Aを入力とし、OFDM方式関連の処理を施し、送信信号1202Aを出力する。同様に、OFDM方式関連処理部1201Bは、位相変更後の信号309Bを入力とし、送信信号1202Bを出力する。

[0517] 図13は、図70のOFDM方式関連処理部1201A、1201B以降の構成の一例を示しており、図70の1201Aから312Aに関連する部分が、1301Aから1310Aであり、1201Bから312Bに関連する部分が1301Bから1310Bである。

シリアルパラレル変換部1302Aは、入れ替え後のベースバンド信号1301A（図70の入れ替え後のベースバンド信号6701Aに相当する）シリアルパラレル変換を行い、パラレル信号1303Aを出力する。

[0518] 並び換え部 1304A は、パラレル信号 1303A を入力とし、並び換えを行い、並び換え後の信号 1305A を出力する。なお、並び換えについては、後で詳しく述べる。

逆高速フーリエ変換部 1306A は、並び換え後の信号 1305A を入力とし、逆高速フーリエ変換を施し、逆フーリエ変換後の信号 1307A を出力する。

無線部 1308A は、逆フーリエ変換後の信号 1307A を入力とし、周波数変換、増幅等の処理を行い、変調信号 1309A を出力し、変調信号 1309A はアンテナ 1310A から電波として出力される。

[0519] シリアルパラレル変換部 1302B は、位相が変更された後の信号 1301B（図 12 の位相変更後の信号 309B に相当する）に対し、シリアルパラレル変換を行い、パラレル信号 1303B を出力する。

並び換え部 1304B は、パラレル信号 1303B を入力とし、並び換えを行い、並び換え後の信号 1305B を出力する。なお、並び換えについては、後で詳しく述べる。

[0520] 逆高速フーリエ変換部 1306B は、並び換え後の信号 1305B を入力とし、逆高速フーリエ変換を施し、逆フーリエ変換後の信号 1307B を出力する。

無線部 1308B は、逆フーリエ変換後の信号 1307B を入力とし、周波数変換、増幅等の処理を行い、変調信号 1309B を出力し、変調信号 1309B はアンテナ 1310B から電波として出力される。

[0521] 図 67 の送信装置では、マルチキャリアを用いた伝送方式でないため、図 69 のように、4 周期となるように位相を変更し、位相変更後のシンボルを時間軸方向に配置している。図 70 に示すような OFDM 方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いている場合、当然、図 67 のようにプリコーディング、ベースバンド信号の入れ替えをし、位相を変更した後のシンボルを時間軸方向に配置し、それを各（サブ）キャリアごとに行う方式が考えられるが、マルチキャリア伝送方式の場合、周波数軸方向、または、周波数軸・時

間軸両者を用いて配置する方法が考えられる。以降では、この点について説明する。

[0522] 図14は、横軸周波数、縦軸時間における、図13の並び替え部1301 A、1301 Bにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、周波数軸は、(サブ)キャリア0から(サブ)キャリア9で構成されており、変調信号 z_1 と z_2 は、同一時刻(時間)に同一の周波数帯域を使用しており、図14(A)は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図14(B)は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。シリアルパラレル変換部1302 Aが入力とする入れ替え後のベースバンド信号1301 Aのシンボルに対し、順番に、#0、#1、#2、#3、・・・と番号をふる。ここでは、周期4の場合を考えているので、#0、#1、#2、#3が一周期分となる。同様に考えると、# $4n$ 、# $4n+1$ 、# $4n+2$ 、# $4n+3$ (n は0以上の整数)が一周期分となる。

[0523] このとき、図14(a)のように、シンボル#0、#1、#2、#3、・・・をキャリア0から順番に配置し、シンボル#0から#9を時刻\$1に配置し、その後、シンボル#10から#19を時刻\$2に配置するというように規則的に配置するものとする。なお、変調信号 z_1 と z_2 は、複素信号である。

同様に、シリアルパラレル変換部1302 Bが入力とする位相が変更された後の信号1301 Bのシンボルに対し、順番に、#0、#1、#2、#3、・・・と番号をふる。ここでは、周期4の場合を考えているので、#0、#1、#2、#3はそれぞれ異なる位相変更を行っていることになり、#0、#1、#2、#3が一周期分となる。同様に考えると、# $4n$ 、# $4n+1$ 、# $4n+2$ 、# $4n+3$ (n は0以上の整数)はそれぞれ異なる位相変更を行っていることになり、# $4n$ 、# $4n+1$ 、# $4n+2$ 、# $4n+3$ が一周期分となる。

[0524] このとき、図14(b)のように、シンボル#0、#1、#2、#3、・・・をキャリア0から順番に配置し、シンボル#0から#9を時刻\$1に配

置し、その後、シンボル# 10から# 19を時刻\$ 2に配置するというように規則的に配置するものとする。

そして、図14 (B) に示すシンボル群1402は、図69に示す位相変更方法を用いたときの1周期分のシンボルであり、シンボル# 0は図69の時刻 u の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル# 1は図69の時刻 $u + 1$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル# 2は図69の時刻 $u + 2$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル# 3は図69の時刻 $u + 3$ の位相を用いたときのシンボルである。したがって、シンボル# x において、 $x \bmod 4$ (x を4で割ったときの余り、したがって、 $\bmod$: modulo) が0のとき、シンボル# x は図69の時刻 u の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 4$ が1のとき、シンボル# x は図69の時刻 $u + 1$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 4$ が2のとき、シンボル# x は図69の時刻 $u + 2$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 4$ が3のとき、シンボル# x は図69の時刻 $u + 3$ の位相を用いたときのシンボルである。

[0525] なお、本実施の形態においては、図14 (A) に示す変調信号 z_1 は位相を変更されていない。

このように、OFDM方式などのマルチキャリア伝送方式を用いた場合、シングルキャリア伝送のときとは異なり、シンボルを周波数軸方向に並べることができるという特徴を持つことになる。そして、シンボルの並べ方については、図14のような並べ方に限ったものではない。他の例について、図15、図16を用いて説明する。

[0526] 図15は、図14とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図13の並び替え部1301A、1301Bにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図15 (A) は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図15 (B) は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。図15 (A) (B) が図14と異なる点は、変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法と変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法が異なる点であり、図15 (B

()では、シンボル#0から#5をキャリア4からキャリア9に配置し、シンボル#6から#9をキャリア0から3に配置し、その後、同様の規則で、シンボル#10から#19を各キャリアに配置する。このとき、図14(B)と同様に、図15(B)に示すシンボル群1502は、図6に示す位相変更方法を用いたときの1周期分のシンボルである。

[0527] 図16は、図14と異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図13の並び替え部1301A、1301Bにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図16(A)は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図16(B)は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。図16(A)が図14と異なる点は、図14では、シンボルをキャリアに順々に配置しているのに対し、図16では、シンボルをキャリアに順々に配置していない点である。当然であるが、図16において、図15と同様に、変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法と変調信号 z_2 の並び替え方法を異なるようにしてもよい。

[0528] 図17は、図14～16とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図13の並び替え部1301A、1301Bにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図17(A)は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図17(B)は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。図14～16では、シンボルを周波数軸方向に並べているが、図17ではシンボルを周波数、時間軸の両者を利用して配置している。

[0529] 図69では、位相の変更を4スロットで切り替える場合の例を説明したが、ここでは、8スロットで切り替える場合を例に説明する。図17に示すシンボル群1702は、位相変更方法を用いたときの1周期分のシンボル(したがって、8シンボル)であり、シンボル#0は時刻 u の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#1は時刻 $u+1$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#2は時刻 $u+2$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#3は時刻 $u+3$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#4は時刻 $u+4$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル#5は

時刻 $u + 5$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル # 6 は時刻 $u + 6$ の位相を用いたときのシンボルであり、シンボル # 7 は時刻 $u + 7$ の位相を用いたときのシンボルである。したがって、シンボル # x において、 $x \bmod 8$ が 0 のとき、シンボル # x は時刻 u の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が 1 のとき、シンボル # x は時刻 $u + 1$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が 2 のとき、シンボル # x は時刻 $u + 2$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が 3 のとき、シンボル # x は時刻 $u + 3$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が 4 のとき、シンボル # x は時刻 $u + 4$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が 5 のとき、シンボル # x は時刻 $u + 5$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が 6 のとき、シンボル # x は時刻 $u + 6$ の位相を用いたときのシンボルであり、 $x \bmod 8$ が 7 のとき、シンボル # x は時刻 $u + 7$ の位相を用いたときのシンボルである。

図 17 のシンボルの並べ方では、時間軸方向に 4 スロット、周波数軸方向で 2 スロットの計 $4 \times 2 = 8$ スロットを用いて、1 周期分のシンボルを配置しているが、このとき、1 周期分のシンボルの数を $m \times n$ シンボル（つまり、乗じる位相は $m \times n$ 種類存在する。）1 周期分のシンボルを配置するのに使用する周波数軸方向のスロット（キャリア数）を n 、時間軸方向に使用するスロットを m とすると、 $m > n$ とするとよい。これは、直接波の位相は、時間軸方向の変動は、周波数軸方向の変動と比較し、緩やかである。したがって、定常的な直接波の影響を小さくするために本実施の形態の規則的な位相の変更を行うので、位相の変更を行う周期では直接波の変動を小さくしたい。したがって、 $m > n$ とするとよい。また、以上の点を考慮すると、周波数軸方向のみ、または、時間軸方向のみにシンボルを並び替えるより、図 17 のように周波数軸と時間軸の両者を用いて並び換えを行うほうが、直接波は定常になる可能性が高く、本発明の効果を得やすいという効果が得られる。ただし、周波数軸方向に並べると、周波数軸の変動が急峻であるため、ダイバーシチゲインを得ることが出来る可能性があるため、必ずしも周波数軸

と時間軸の両者を用いて並び換えを行う方法が最適な方法であるとは限らない。
い。

[0530] 図 18 は、図 17 とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図 13 の並び替え部 1301A、1301B におけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図 18 (A) は変調信号 z_1 のシンボルの並び替え方法、図 18 (B) は変調信号 z_2 のシンボルの並び替え方法を示している。図 18 は、図 17 と同様、シンボルを周波数、時間軸の両者を利用して配置しているが、図 17 と異なる点は、図 17 では、周波数方向を優先し、その後、時間軸方向にシンボルを配置しているのに対し、図 18 では、時間軸方向を優先し、その後、時間軸方向にシンボルを配置している点である。図 18 において、シンボル群 1802 は、位相変更方法を用いたときの 1 周期分のシンボルである。

[0531] なお、図 17、図 18 では、図 15 と同様に、変調信号 z_1 のシンボルの配置方法と変調信号 z_2 のシンボル配置方法が異なるように配置しても同様に実施することができる。また、高い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。また、図 17、図 18 において、図 16 のようにシンボルを順々に配置していても、同様に実施することができる。また、高い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。

[0532] 図 22 は、上記とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における図 13 の並び替え部 1301A、1301B におけるシンボルの並び換え方法の一例を示している。図 69 の時刻 $u \sim u+3$ のような 4 スロットを用いて規則的に位相を変更する場合を考える。図 22 において特徴的な点は、周波数軸方向にシンボルを順に並べているが、時間軸方向に進めた場合、サイクリックに n (図 22 の例では $n=1$) シンボルサイクリックシフトさせている点である。図 22 における周波数軸方向のシンボル群 2210 に示した 4 シンボルにおいて、図 69 の時刻 $u \sim u+3$ の位相の変更を行うものとする。

[0533] このとき、#0 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、#1 では時刻 $u+1$ の位相を用いた位相変更、#2 では時刻 $u+2$ の位相を用いた位

相変更、# 3 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

周波数軸方向のシンボル群 2 2 2 0 についても同様に、# 4 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 5 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 6 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 7 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

[0534] 時間 \$ 1 のシンボルにおいて、上記のような位相の変更を行ったが、時間軸方向において、サイクリックシフトしているため、シンボル群 2 2 0 1、2 2 0 2、2 2 0 3、2 2 0 4 については以下のように位相の変更を行うことになる。

時間軸方向のシンボル群 2 2 0 1 では、# 0 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 9 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 1 8 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 2 7 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

[0535] 時間軸方向のシンボル群 2 2 0 2 では、# 2 8 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 1 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 1 0 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 1 9 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

時間軸方向のシンボル群 2 2 0 3 では、# 2 0 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 2 9 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 2 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 1 1 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

[0536] 時間軸方向のシンボル群 2 2 0 4 では、# 1 2 のシンボルでは時刻 u の位相を用いた位相変更、# 2 1 では時刻 $u + 1$ の位相を用いた位相変更、# 3 0 では時刻 $u + 2$ の位相を用いた位相変更、# 3 では時刻 $u + 3$ の位相を用いた位相変更を行うものとする。

図 2 2 においての特徴は、例えば # 1 1 のシンボルに着目した場合、同一時刻の周波数軸方向の両隣のシンボル（# 1 0 と # 1 2）は、ともに # 1 1 とは異なる位相を用いて位相の変更を行っているとともに、# 1 1 のシンボ

ルの同一キャリアの時間軸方向の両隣のシンボル（＃２と＃２０）は、ともに＃１１とは異なる位相を用いて位相の変更を行っていることである。そして、これは＃１１のシンボルに限ったものではなく、周波数軸方向および時間軸方向ともに両隣にシンボルが存在するシンボルすべてにおいて＃１１のシンボルと同様の特徴をもつことになる。これにより、効果的に位相を変更していることになり、直接波の定常的な状況に対する影響を受けづらくなるため、データの受信品質が改善される可能性が高くなる。

[0537] 図２２では、 $n = 1$ として説明したが、これに限ったものではなく、 $n = 3$ としても同様に実施することができる。また、図２２では、周波数軸にシンボルを並べ、時間が軸方向にすすむ場合、シンボルの配置の順番をサイクリックシフトするという特徴を持たせることで、上記の特徴を実現したが、シンボルをランダム（規則的であってもよい）に配置することで上記特徴を実現するような方法もある。

[0538] なお、本実施の形態では、実施の形態１の変形例として、位相変更前に、ベースバンド信号入れ替え部を挿入する構成を示したが、本実施の形態と実施の形態２を組み合わせ、図２６、図２８において、位相変更を行う前に、ベースバンド信号の入れ替え部を挿入して、実施してもよい。したがって、図２６において、位相変更部３１７Ａは、入れ替え後ベースバンド信号６７０１Ａ（ $q1(i)$ ）を入力とし、位相変更部３１７Ｂは、入れ替え後ベースバンド信号６７０１Ｂ（ $q2(i)$ ）を入力とすることになる。また、図２８の位相変更部３１７Ａおよび位相変更部３１７Ｂについても同様となる。

[0539] 次に、送信装置から見て、各所に点在することになる受信装置において、受信装置がどこに配置されていても、各受信装置が良好なデータの受信品質を得るための手法について開示する。

図３１は、規則的に位相を変更する送信方式において、OFDM方式のようなマルチキャリア方式を用いたときの、時間一周波数軸における信号の一部のシンボルのフレーム構成の一例を示している。

[0540] 図31は、図67に示した位相変更部317Bの入力である入れ替え後のベースバンド信号に対応する変調信号 z_2' のフレーム構成を示しており、1つの四角がシンボル（ただし、プリコーディングを行っているため、 s_1 と s_2 の両者の信号を含んでいるのが通常であるが、プリコーディング行列の構成しだいでは、 s_1 と s_2 の一方の信号のみであることもある。）を示している。

[0541] ここで、図31のキャリア2、時刻\$2のシンボル3100について着目する。なお、ここではキャリアと記載しているが、サブキャリアと呼称することもある。

キャリア2において、時刻\$2に時間的に最も隣接するシンボル、つまりキャリア2の時刻\$1のシンボル3103と時刻\$3のシンボル3101のそれぞれのチャネル状態は、キャリア2、時刻\$2のシンボル610aのチャネル状態と、非常に相関が高い。

[0542] 同様に時刻\$2において、周波数軸方向でキャリア2に最も隣接している周波数のシンボル、即ち、キャリア1、時刻\$2のシンボル3104と時刻\$2、キャリア3のシンボル3104とのチャネル状態は、ともに、キャリア2、時刻\$2のシンボル3100のチャネル状態と、非常に相関が高い。

上述したように、シンボル3101、3102、3103、3104のそれぞれのチャネル状態は、シンボル3100のチャネル状態との相関が非常に高い。

[0543] 本明細書において、規則的に位相を変更する送信方法において、乗じる位相として、N種類の位相（但し、Nは2以上の整数）を用意しているものとする。図31に示したシンボルには、例えば、「 e^{j0} 」という記載を付しているが、これは、このシンボルにおける図6における信号 z_2' に対し、「 e^{j0} 」が乗じられて位相が変更されたことを意味する。つまり、図31の各シンボルに記載している値は、式(70)における $y(t)$ の値となる。

[0544] 本実施の形態においては、この周波数軸方向で隣接しあうシンボル及び／または時間軸方向で隣接しあうシンボルのチャネル状態の相関性が高いこと

を利用して受信装置側において、高いデータの受信品質が得られる位相が変更されたシンボルのシンボル配置を開示する。

この受信側で高いデータの受信品質が得られる条件として、条件# D 1 - 1、条件# D 1 - 2 が考えられる。

<条件# D 1 - 1>

図69のように、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対し、規則的に位相を変更する送信方法において、OFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いている場合、時間 $X \cdot$ キャリア Y がデータ伝送用のシンボル（以下、データシンボルと呼称する）であり、時間軸方向で隣接するシンボル、即ち、時間 $X - 1 \cdot$ キャリア Y および時間 $X + 1 \cdot$ キャリア Y がいずれもデータシンボルであり、これら3つのデータシンボルに対応する入れ替え後のベースバンド信号 q_2 、つまり、時間 $X \cdot$ キャリア Y 、時間 $X - 1 \cdot$ キャリア Y および時間 $X + 1 \cdot$ キャリア Y におけるそれぞれの入れ替え後のベースバンド信号 q_2 では、いずれも異なる位相変更が行われる。

<条件# D 1 - 2>

図69のように、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対し、規則的に位相を変更する送信方法において、OFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いている場合、時間 $X \cdot$ キャリア Y がデータ伝送用のシンボル（以下、データシンボルと呼称する）であり、周波数軸方向で隣接するシンボル、即ち、時間 $X \cdot$ キャリア $Y - 1$ および時間 $X \cdot$ キャリア $Y + 1$ がいずれもデータシンボルである場合、これら3つのデータシンボルに対応する入れ替え後のベースバンド信号 q_2 、つまり、時間 $X \cdot$ キャリア Y 、時間 $X \cdot$ キャリア $Y - 1$ および時間 $X \cdot$ キャリア $Y + 1$ におけるそれぞれの入れ替え後のベースバンド信号 q_2 では、いずれも異なる位相変更が行われる。

[0545]

そして、<条件# D 1 - 1>を満たすデータシンボルが存在するとよい。

同様に、＜条件# D 1 - 2＞を満たすデータシンボルが存在するとよい。

当該＜条件# D 1 - 1＞＜条件# D 1 - 2＞が導出される理由は以下の通りである。

送信信号においてあるシンボル（以降、シンボル A と呼称する）があり、当該シンボル A に時間的に隣接したシンボルそれぞれのチャネル状態は、上述したとおり、シンボル A のチャネル状態との相関が高い。

[0546] したがって、時間的に隣接した 3 シンボルで、異なる位相を用いていると、LOS 環境において、シンボル A が劣悪な受信品質（SNR としては高い受信品質を得ているものの、直接波の位相関係が劣悪な状況であるため受信品質が悪い状態）であっても、残りのシンボル A に隣接する 2 シンボルでは、良好な受信品質を得ることができる可能性が非常に高く、その結果、誤り訂正復号後は良好な受信品質を得ることができる。

[0547] 同様に、送信信号においてあるシンボル（以降、シンボル A と呼称する）があり、当該シンボル A に周波数的に隣接したシンボルそれぞれのチャネル状態は、上述したとおり、シンボル A のチャネル状態との相関が高い。

したがって、周波数的に隣接した 3 シンボルで、異なる位相を用いていると、LOS 環境において、シンボル A が劣悪な受信品質（SNR としては高い受信品質を得ているものの、直接波の位相関係が劣悪な状況であるため受信品質が悪い状態）であっても、残りのシンボル A に隣接する 2 シンボルでは、良好な受信品質を得ることができる可能性が非常に高く、その結果、誤り訂正復号後は良好な受信品質を得ることができる。

[0548] また、＜条件# D 1 - 1＞と＜条件# D 1 - 2＞を組み合わせると、受信装置において、より、データの受信品質を向上させることができる可能性がある。したがって、以下の条件を導くことができる。

＜条件# D 1 - 3＞

図 69 のように、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対し、規則的に位相を変更する送信方法において、OFDM のようなマルチキャリア伝送方式

を用いている場合、時間 $X \cdot$ キャリア Y がデータ伝送用のシンボル（以下、データシンボルと呼称する）であり、時間軸方向で隣接するシンボル、即ち、時間 $X - 1 \cdot$ キャリア Y および時間 $X + 1 \cdot$ キャリア Y がいずれもデータシンボルであり、かつ、周波数軸方向で隣接するシンボル、即ち、時間 $X \cdot$ キャリア $Y - 1$ および時間 $X \cdot$ キャリア $Y + 1$ がいずれもデータシンボルである場合、これら5つのデータシンボルに対応する入れ替え後のベースバンド信号 q_2 、つまり、時間 $X \cdot$ キャリア Y および時間 $X - 1 \cdot$ キャリア Y および時間 $X + 1 \cdot$ キャリア Y および時間 $X \cdot$ キャリア $Y - 1$ および時間 $X \cdot$ キャリア $Y + 1$ におけるそれぞれの入れ替え後のベースバンド信号 q_2 では、いずれも異なる位相変更が行われる。

[0549]

ここで、「異なる位相変更」について、補足を行う。位相変更は、0ラジアンから 2π ラジアンで定義されることになる。例えば、時間 $X \cdot$ キャリア Y において、図69の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対して施す位相変更を $e^{j\theta_{X,Y}}$ 、時間 $X - 1 \cdot$ キャリア Y において、図69の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対して施す位相変更を $e^{j\theta_{X-1,Y}}$ 、時間 $X + 1 \cdot$ キャリア Y において、図69の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対して施す位相変更を $e^{j\theta_{X+1,Y}}$ とすると、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_{X,Y} < 2\pi$ 、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_{X-1,Y} < 2\pi$ 、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_{X+1,Y} < 2\pi$ となる。したがって、＜条件#D1-1＞では、 $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X-1,Y}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ かつ $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X-1,Y}$ が成立することになる。同様に考えると、＜条件#D1-2＞では、 $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ かつ $\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X,Y+1}$ が成立することになり、＜条件#D1-3＞では、 $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X-1,Y}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ かつ $\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ かつ $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X+1,Y}$ かつ $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ かつ $\theta_{X-1,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ かつ $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X,Y-1}$ かつ $\theta_{X+1,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$ かつ $\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X,Y+1}$ が成立することになる。

[0550] そして、＜条件#D1-3＞を満たすデータシンボルが存在するとよい。

図31は＜条件#D1-3＞の例であり、シンボルAに該当するシンボル3100に相当する図69の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に乘じられ

ている位相と、そのシンボル 3 1 0 0 に時間的に隣接するシンボル 3 1 0 1 に相当する図 6 9 の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 、3 1 0 3 に相当する図 6 9 の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に乗じられている位相と、周波数的に隣接するシンボル 3 1 0 2 に相当する図 6 9 の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 、3 1 0 4 に相当する図 6 9 の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に乗じられている位相が互いに異なるように配されており、これによって、受信側においてシンボル 3 1 0 0 の受信品質が劣悪であろうとも、その隣接するシンボルの受信品質は非常に高くなるため、誤り訂正復号後の高い受信品質を確保できる。

[0551] この条件のもとで、位相を変更して得られるシンボルの配置例を図 3 2 に示す。

図 3 2 を見ればわかるように、いずれのデータシンボルにおいても、その位相が周波数軸方向及び時間軸方向の双方において隣接しあうシンボルに対して変更された位相の度合いは互いに異なる位相変更量となっている。このようにすることで、受信装置における誤り訂正能力を更に向上させることができる。

[0552] つまり、図 3 2 では、時間軸方向で隣接するシンボルにデータシンボルが存在していた場合、＜条件 # D 1 - 1＞がすべての X 、すべての Y で成立している。

同様に、図 3 2 では、周波数方向で隣接するシンボルにデータシンボルが存在していた場合、＜条件 # D 1 - 2＞がすべての X 、すべての Y で成立している。

同様に、図 3 2 では、周波数方向で隣接するシンボルにデータシンボルが存在し、かつ、時間軸方向で隣接するシンボルにデータシンボルが存在していた場合、＜条件 # D 1 - 3＞がすべての X 、すべての Y で成立している。

[0553] 次に、上述で説明した、2 つの入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に位相変更を行った場合（図 6 8 参照）の例で説明する。

入れ替え後のベースバンド信号 q_1 、および、入れ替え後のベースバンド

信号 q_2 の両者に位相変更を与える場合、位相変更方法について、いくつかの方法がある。その点について、詳しく説明する。

[0554] 方法 1 として、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更は、前述のように、図 3 2 のように位相変更を行うものとする。図 3 2 において、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更は周期 10 としている。しかし、前述で述べたように、＜条件 # D 1 - 1＞＜条件 # D 1 - 2＞＜条件 # D 1 - 3＞を満たすようにするために、（サブ）キャリア 1 で、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に施す位相変更を時間とともに変更している。（図 3 2 では、このような変更をほどこしているが、周期 10 をとし、別の位相変更方法であってもよい）そして、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更は、図 3 3 ように、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更は周期 10 の 1 周期分の位相変更する値は一定とする。図 3 3 では、（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更の）1 周期分を含む時刻 t_1 において、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更の値は、 e^{j0} としており、次の（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更の）1 周期分を含む時刻 t_2 において、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更の値は、 $e^{j\pi/9}$ としており、・・・、としている。

[0555] なお、図 3 3 に示したシンボルには、例えば、「 e^{j0} 」という記載を付しているが、これは、このシンボルにおける図 2 6 における信号 q_1 に対し、「 e^{j0} 」が乗じられて位相が変更されたことを意味する。

入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更は、図 3 3 ように、プリコーディング後の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更は周期 10 の 1 周期分の位相変更する値は一定とし、位相変更する値は、1 周期分の番号とともに変更するようにする。（上述のように、図 3 3 では、第 1 の 1 周期分では、 e^{j0} とし、第 2 の 1 周期分では $e^{j\pi/9}$ 、・・・としている。）

以上のようにすることで、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更は周期 10 であるが、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更と入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更の両者を考慮したときの周期は 1

0より大きくすることができるという効果を得ることができる。これにより、受信装置のデータの受信品質が向上する可能性がある。

[0556] 方法2として、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更は、前述のように、図32のように位相変更を行うものとする。図32において、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更は周期10としている。しかし、前述で述べたように、＜条件#D1-1＞＜条件#D1-2＞＜条件#D1-3＞を満たすようにするために、(サブ)キャリア1で、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に施す位相変更を時間とともに変更している。(図32では、このような変更をほどこしているが、周期10をとし、別の位相変更方法であってもよい)そして、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更は、図30のように、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更は周期10とは異なる周期3での位相変更を行う。

[0557] なお、図30に示したシンボルには、例えば、「 e^{j0} 」という記載を付しているが、これは、このシンボルにおける入れ替え後のベースバンド信号 q_1 に対し、「 e^{j0} 」が乗じられて位相が変更されたことを意味する。

以上のようにすることで、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更は周期10であるが、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更と入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更の両者を考慮したときの周期は30となり入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更と入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更の両者を考慮したときの周期を10より大きくすることができるという効果を得ることができる。これにより、受信装置のデータの受信品質が向上する可能性がある。方法2の一つの有効な方法としては、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更の周期を N とし、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更の周期を M としたとき、特に、 N と M が互いに素の関係であると、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 の位相変更と入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の位相変更の両者を考慮したときの周期は $N \times M$ と容易に大きな周期に設定することができるという利点があるが、 N と M が互いに素の関係でも、周期を大きくすることは可能である。

[0558] なお、上述の位相変更方法は一例であり、これに限ったものではなく、周波数軸方向で位相変更を行ったり、時間軸方向で位相変更を行ったり、時間一周波数のブロックで位相変更を行っても同様に、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができるという効果を持つことになる。

上記で説明したフレーム構成以外にも、データシンボル間にパイロットシンボル（SP（Scattered Pilot））や制御情報を伝送するシンボルなどが挿入されることも考えられる。この場合の位相変更について詳しく説明する。

[0559] 図47は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 ） z_1 または z_1' および変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 ） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、図47(a)は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 ） z_1 または z_1' の時間一周波数軸におけるフレーム構成、図47(b)は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 ） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成である。図47において、4701はパイロットシンボル、4702はデータシンボルを示しており、データシンボル4702は、入れ替え後のベースバンド信号または入れ替え後のベースバンド信号と位相変更を施したシンボルとなる。

[0560] 図47は、図69のように、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対し、位相変更を行う場合のシンボル配置を示している（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 には位相変更を行わない）。（なお、図69では時間軸方向で位相変更を行う場合を示しているが、図69において、時間 t をキャリア f に置き換えて考えることで、周波数方向での位相変更を行うことに相当し、時間 t を時間 t 、周波数 f 、つまり (t) を (t, f) に置き換えて考えることで、時間周波数のブロックで位相変更を行うことに相当する。）したがって、図47の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 のシンボルに記載されている数値は、位相の変更値を示している。なお、図47の入れ替え後のベースバンド信号 q_1 （ z_1 ）のシンボルは、位相変更を行わないので、数値を記載していない。

[0561] 図47において重要な点は、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対する

位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替えを施したシンボルに対して施している点である。（ここで、シンボルと記載しているが、ここで記載しているシンボルには、プリコーディングが施されているため、 s_1 のシンボルと s_2 のシンボルの両者を含んでいることになる。）したがって、 z_2' に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さないことになる。

[0562] 図48は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 ） z_1 または z_1' および変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 ） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、図48(a)は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 ） z_1 または z_1' の時間一周波数軸におけるフレーム構成、図48(b)は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 ） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成である。図48において、4701はパイロットシンボル、4702はデータシンボルを示しており、データシンボル4702は、プリコーディングと位相変更を施したシンボルとなる。

[0563] 図48は、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 および入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対し、位相変更を行う場合のシンボル配置を示している。したがって、図48の入れ替え後のベースバンド信号 q_1 および入れ替え後のベースバンド信号 q_2 のシンボルに記載されている数値は、位相の変更値を示している。

図48において重要な点は、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングおよびベースバンド信号の入れ替えを施したシンボルに対して施している、また、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングおよびベースバンド信号の入れ替えを施したシンボルに対して施している点である。（ここで、シンボルと記載しているが、ここで記載しているシンボルには、プリコーディングが施されているため、 s_1 のシンボルと s_2 のシンボルの両者を含んでいることになる。）したがって、 z_1

’ に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さず、また、 z_2' に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さないことになる。

[0564] 図49は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 ） z_1 または z_1' および変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 ） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、図49(a)は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 ） z_1 または z_1' の時間一周波数軸におけるフレーム構成、図49(b)は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 ） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成である。図49において、4701はパイロットシンボル、4702はデータシンボル、4901はヌルシンボルであり、ベースバンド信号の同相成分 $I=0$ であり、直交成分 $Q=0$ となる。このとき、データシンボル4702は、プリコーディングまたはプリコーディングと位相変更を施したシンボルとなる。図49と図47の違いは、データシンボル以外のシンボルの構成方法であり、変調信号 z_1' でパイロットシンボルが挿入されている時間とキャリアにおいて、変調信号 z_2' はヌルシンボルとなっており、逆に、変調信号 z_2' でパイロットシンボルが挿入されている時間とキャリアにおいて、変調信号 z_1' はヌルシンボルとなっている点である。

[0565] 図49は、図69のように、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対し、位相変更を行う場合のシンボル配置を示している（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 には位相変更を行わない）。（なお、図69では時間軸方向で位相変更を行う場合を示しているが、図6において、時間 t をキャリア f に置き換えて考えることで、周波数方向での位相変更を行うことに相当し、時間 t を時間 t 、周波数 f 、つまり (t) を (t, f) に置き換えて考えることで、時間周波数のブロックで位相変更を行うことに相当する。）したがって、図49の入れ替え後のベースバンド信号 q_2 のシンボルに記載されている数値は、位相の変更値を示している。なお、図49の入れ替え後のベースバンド信号 q_1 のシンボルは、位相変更を行わないので、数値を記載していな

い。

[0566] 図49において重要な点は入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替えを施したシンボルに対して施している点である。（ここで、シンボルと記載しているが、ここで記載しているシンボルには、プリコーディングが施されているため、 s_1 のシンボルと s_2 のシンボルの両者を含んでいることになる。）したがって、 z_2' に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さないことになる。

[0567] 図50は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 ） z_1 または z_1' および変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 ） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、図50(a)は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_1 ） z_1 または z_1' の時間一周波数軸におけるフレーム構成、図50(b)は、変調信号（入れ替え後のベースバンド信号 q_2 ） z_2' の時間一周波数軸におけるフレーム構成である。図50において、4701はパイロットシンボル、4702はデータシンボル、4901はヌルシンボルであり、ベースバンド信号の同相成分 $I=0$ であり、直交成分 $Q=0$ となる。このとき、データシンボル4702は、プリコーディングまたはプリコーディングと位相変更を施したシンボルとなる。図50と図48の違いは、データシンボル以外のシンボルの構成方法であり、変調信号 z_1' でパイロットシンボルが挿入されている時間とキャリアにおいて、変調信号 z_2' はヌルシンボルとなっており、逆に、変調信号 z_2' でパイロットシンボルが挿入されている時間とキャリアにおいて、変調信号 z_1' はヌルシンボルとなっている点である。

[0568] 図50は、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 および入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対し、位相変更を行う場合のシンボル配置を示している。したがって、図50の入れ替え後のベースバンド信号 q_1 および入れ替え後のベースバンド信号 q_2 のシンボルに記載されている数値は、位相の変更値を示している。

図50において重要な点は、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替えを施したシンボルに対して施している、また、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 に対する位相変更は、データシンボル、つまり、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替えを施したシンボルに対して施している点である。（ここで、シンボルと記載しているが、ここで記載しているシンボルには、プリコーディングが施されているため、 s_1 のシンボルと s_2 のシンボルの両者を含んでいることになる。）したがって、 z_1' に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さず、また、 z_2' に挿入されたパイロットシンボルに対しては、位相変更を施さないことになる。

[0569] 図51は、図47、図49のフレーム構成の変調信号を生成し、送信する送信装置の構成の一例を示しており、図4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。なお、図51では、図67や図70で示したベースバンド信号入れ替え部を図示していないが、図51に対し、図67や図70と同様、重み付け合成部と位相変更部の間にベースバンド信号入れ替え部を挿入すればよい。

[0570] 図51において、重み付け合成部308A、308B、および、位相変更部317B、および、ベースバンド信号入れ替え部は、フレーム構成信号313がデータシンボルであるタイミングを示しているときのみ動作することになる。

図51のパイロットシンボル（ヌルシンボル生成を兼ねるものとする）生成部5101は、フレーム構成信号313がパイロットシンボル（かつヌルシンボル）であることをしめしていた場合、パイロットシンボルのベースバンド信号5102A、および5102Bを出力する。

[0571] 図47から図50のフレーム構成では示していなかったが、プリコーディング（および、位相回転を施さない）を施さない、例えば、1アンテナから変調信号を送信する方式、（この場合、もう一方のアンテナからは信号を伝

送しないことになる）、または、時空間符号（特に、時空間ブロック符号）を用いた伝送方式を用いて制御情報シンボルを送信する場合、制御情報シンボル 5 1 0 4 は、制御情報 5 1 0 3、フレーム構成信号 3 1 3 を入力とし、フレーム構成信号 3 1 3 が制御情報シンボルであることを示している場合、制御情報シンボルのベースバンド信号 5 1 0 2 A、5 1 0 2 B を出力する。

[0572] 図 5 1 の無線部 3 1 0 A、3 1 0 B は、入力となる複数のベースバンド信号のうち、フレーム構成信号 3 1 3 に基づき、複数のベースバンド信号から、所望のベースバンド信号を選択する。そして、OFDM 関連の信号処理を施し、フレーム構成にしたがった変調信号 3 1 1 A、3 1 1 B をそれぞれ出力する。

図 5 2 は、図 4 8、図 5 0 のフレーム構成の変調信号を生成し、送信する送信装置の構成の一例を示しており、図 4、図 5 1 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。図 5 1 に対して追加した位相変更部 3 1 7 A は、フレーム構成信号 3 1 3 がデータシンボルであるタイミングを示しているときのみ動作することになる。その他については、図 5 1 と同様の動作となる。なお、図 5 2 では、図 6 7 や図 7 0 で示したベースバンド信号入れ替え部を図示していないが、図 5 2 に対し、図 6 7 や図 7 0 と同様、重み付け合成部と位相変更部の間にベースバンド信号入れ替え部を挿入すればよい。

[0573] 図 5 3 は、図 5 1 とは異なる送信装置の構成方法である。なお、図 5 3 では、図 6 7 や図 7 0 で示したベースバンド信号入れ替え部を図示していないが、図 5 3 に対し、図 6 7 や図 7 0 と同様、重み付け合成部と位相変更部の間にベースバンド信号入れ替え部を挿入すればよい。以降では異なる点について説明する。位相変更部 3 1 7 B は、図 5 3 のように、複数のベースバンド信号を入力とする。そして、フレーム構成信号 3 1 3 が、データシンボルであることを示していた場合、位相変更部 3 1 7 B は、プリコーディング後のベースバンド信号 3 1 6 B に対し、位相変更を施す。そして、フレーム構成信号 3 1 3 が、パイロットシンボル（またはヌルシンボル）、または、制御

情報シンボルであることを示していた場合、位相変更部 3 1 7 B は、位相変更の動作を停止し、各シンボルのベースバンド信号をそのまま出力する。（解釈としては、「 e^{j0} 」に相当する位相回転を強制的に行っていると考えればよい。）

選択部 5 3 0 1 は、複数のベースバンド信号を入力とし、フレーム構成信号 3 1 3 が示したシンボルのベースバンド信号を選択し、出力する。

[0574] 図 5 4 は、図 5 2 とは異なる送信装置の構成方法である。なお、図 5 4 では、図 6 7 や図 7 0 で示したベースバンド信号入れ替え部を図示していないが、図 5 4 に対し、図 6 7 や図 7 0 と同様、重み付け合成部と位相変更部の間にベースバンド信号入れ替え部を挿入すればよい。以降では異なる点について説明する。位相変更部 3 1 7 B は、図 5 4 のように、複数のベースバンド信号を入力とする。そして、フレーム構成信号 3 1 3 が、データシンボルであることを示していた場合、位相変更部 3 1 7 B は、プリコーディング後のベースバンド信号 3 1 6 B に対し、位相変更を施す。そして、フレーム構成信号 3 1 3 が、パイロットシンボル（またはヌルシンボル）、または、制御情報シンボルであることを示していた場合、位相変更部 3 1 7 B は、位相変更の動作を停止し、各シンボルのベースバンド信号をそのまま出力する。（解釈としては、「 e^{j0} 」に相当する位相回転を強制的に行っていると考えればよい。）

同様に、位相変更部 5 2 0 1 は、図 5 4 のように、複数のベースバンド信号を入力とする。そして、フレーム構成信号 3 1 3 が、データシンボルであることを示していた場合、位相変更部 5 2 0 1 は、プリコーディング後のベースバンド信号 3 0 9 A に対し、位相変更を施す。そして、フレーム構成信号 3 1 3 が、パイロットシンボル（またはヌルシンボル）、または、制御情報シンボルであることを示していた場合、位相変更部 5 2 0 1 は、位相変更の動作を停止し、各シンボルのベースバンド信号をそのまま出力する。（解釈としては、「 e^{j0} 」に相当する位相回転を強制的に行っていると考えればよい。）

上述の説明では、パイロットシンボルと制御シンボルとデータシンボルを例に説明したが、これに限ったものではなく、プリコーディングとは異なる伝送方法、例えば、1 アンテナ送信、時空間ブロック符号を用いた伝送方式、等を用いて伝送するシンボルであれば、同様に、位相変更を与えない、ということが重要となり、これとは逆に、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替えを行ったシンボルに対しては、位相変更を行うことが本発明では重要なこととなる。

[0575] したがって、時間一周波数軸におけるフレーム構成におけるすべてのシンボルで位相変更が行われるわけではなく、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替えを行った信号のみに位相変更を与える点が、本発明の特徴となる。

次に、非特許文献12～非特許文献15に示されているように、QC (Quasi Cyclic) LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号 (QC-LDPC 符号でない、LDPC 符号であってもよい)、LDPC 符号と BCH 符号 (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem code) の接続符号、テイルバイティングを用いたターボ符号または Duo-Binary Turbo Code 等のブロック符号を用いたときの規則的に位相を変更する方法について詳しく説明する。ここでは、一例として、s1、s2の2つのストリームを送信する場合を例に説明する。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数 (ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含まれていてもよい。) と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等 (例えば、CRC (cyclic redundancy check)、伝送パラメータ等) が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[0576] 図34は、ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図34は、例えば、図69、図70の送信装置に対し、図4のような符号器と分配部を適用し、s

1、s 2の2つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、1つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDMのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図34に示すように、ブロック符号における1つの符号化後のブロックを構成するビット数を6000ビットであるとする。この6000ビットを送信するためには、変調方式がQPSKのとき3000シンボル、16QAMのとき1500シンボル、64QAMのとき1000シンボルが必要となる。

[0577] そして、上述の送信装置では、2つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式がQPSKのとき、前述の3000シンボルは、s 1に1500シンボル、s 2に1500シンボル割り当てられることになるため、s 1で送信する1500シンボルとs 2で送信する1500シンボルを送信するために1500スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

[0578] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために750スロットが必要となり、変調方式が64QAMのとき、1ブロックを構成するすべてのビットを送信するために500スロットが必要となる。

次に、規則的に位相を変更する方法において、上述で定義したスロットと乗じる位相との関係について説明する。

ここでは、規則的に位相を変更する方法のために用意する位相変更値（または、位相変更セット）の数を5とする。つまり、上述の送信装置の位相変更部のために、5つの位相変更値（または、位相変更セット）を用意するものとする。（図69のように、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 のみに位相変更を行う場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更値を用意すればよい。また、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 および入れ替え

後のベースバンド信号 q 2 の両者に対し位相変更を行う場合、1 スロットのために、2 つの位相変更値が必要となる。この 2 つの位相変更値を位相変更セットとよぶ。したがって、この場合、周期 5 の位相変更を行うためには、5 つの位相変更セットを用意すればよい) この 5 つの位相変更値 (または、位相変更セット) を PHASE[0], PHASE[1], PHASE[2], PHASE[3], PHASE[4] とあらわすものとする。

[0579] 変調方式が Q P S K のとき、1 つの符号化後のブロックを構成するビット数 6 0 0 0 ビットを送信するための上記で述べた 1 5 0 0 スロットにおいて、位相 PHASE[0] を使用するスロットが 3 0 0 スロット、位相 PHASE[1] を使用するスロットが 3 0 0 スロット、位相 PHASE[2] を使用するスロットが 3 0 0 スロット、位相 PHASE[3] を使用するスロットが 3 0 0 スロット、位相 PHASE[4] を使用するスロットが 3 0 0 スロットである必要がある。これは、使用する位相にかたよりがあると、多くの数を使用した位相の影響が大きく、受信装置において、この影響に依存したデータの受信品質となるからである。

[0580] 同様に、変調方式が 1 6 Q A M のとき、1 つの符号化後のブロックを構成するビット数 6 0 0 0 ビットを送信するための上記で述べた 7 5 0 スロットにおいて、位相 PHASE[0] を使用するスロットが 1 5 0 スロット、位相 PHASE[1] を使用するスロットが 1 5 0 スロット、位相 PHASE[2] を使用するスロットが 1 5 0 スロット、位相 PHASE[3] を使用するスロットが 1 5 0 スロット、位相 PHASE[4] を使用するスロットが 1 5 0 スロットである必要がある。

[0581] 同様に、変調方式が 6 4 Q A M のとき、1 つの符号化後のブロックを構成するビット数 6 0 0 0 ビットを送信するための上記で述べた 5 0 0 スロットにおいて、位相 PHASE[0] を使用するスロットが 1 0 0 スロット、位相 PHASE[1] を使用するスロットが 1 0 0 スロット、位相 PHASE[2] を使用するスロットが 1 0 0 スロット、位相 PHASE[3] を使用するスロットが 1 0 0 スロット、位相 PHASE[4] を使用するスロットが 1 0 0 スロットである必要がある。

[0582] 以上のように、規則的に位相を変更する方法において、用意する位相変更値 (または、位相変更セット) を N 個 (N 個の異なる位相を PHASE[0], PHASE

[1], PHASE[2], . . . , PHASE[N-2], PHASE[N-1]とあらわすものとする) としたとき、1つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相PHASE[0]を使用するスロット数を K_0 、位相PHASE[1]を使用するスロット数を K_1 、位相PHASE[i]を使用するスロット数を K_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$)は0以上N-1以下の整数))、位相PHASE[N-1]を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

<条件#D1-4>

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{N-1}$ 、つまり、 $K_a = K_b$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上N-1以下の整数、 b は0以上N-1以下の整数)、 $a \neq b$)

であるとき、

[0583]

そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、<条件#D1-4>が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により1シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり(場合によっては、同一となることもあり得る。)、場合によっては、<条件#D1-4>を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、<条件#D1-4>にかわり、以下の条件を満たすとよい。

[0584]

<条件#D1-5>

K_a と K_b の差は0または1、つまり、 $|K_a - K_b|$ は0または1 (for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上N-1以下の整数、 b は0以上N-1以下の整数)、 $a \neq b$)

図35は、ブロック符号を用いたとき、2つの符号化後のブロックに必要な

なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図35は、図67の送信装置および図70の送信装置に示したように、s1、s2の2つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、2つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDMのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図35に示すように、ブロック符号における1つの符号化後のブロックを構成するビット数を6000ビットであるとする。この6000ビットを送信するためには、変調方式がQPSKのとき3000シンボル、16QAMのとき1500シンボル、64QAMのとき1000シンボルが必要となる。

[0585] そして、図67の送信装置および図70の送信装置では、2つのストリームを同時に送信することになり、また、2つの符号化器が存在するため、2つのストリームでは、異なる符号ブロックを伝送することになる。したがって、変調方式がQPSKのとき、s1、s2により、2つの符号化ブロックが同一区間内で送信されることから、例えば、s1により第1の符号化後のブロックが送信され、s2により、第2の符号化ブロックが送信されることになるので、第1、第2の符号化後のブロックを送信するために3000スロットが必要となる。

[0586] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために1500スロットが必要となり、変調方式が64QAMのとき、2つの符号化ブロックを構成するすべてのビットを送信するために1000スロットが必要となる。

次に、規則的に位相を変更する方法において、上述で定義したスロットと乗じる位相との関係について説明する。

[0587] ここでは、規則的に位相を変更する方法のために用意する位相変更値（または、位相変更セット）の数を5とする。つまり、図67の送信装置および

図70の送信装置の位相変更部のために、5つの位相変更値（または、位相変更セット）を用意するものとする。（図69のように、入れ替え後のベースバンド信号 q_2 のみに位相変更を行う場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更値を用意すればよい。また、入れ替え後のベースバンド信号 q_1 および入れ替え後のベースバンド信号 q_2 の両者に対し位相変更を行う場合、1スロットのために、2つの位相変更値が必要となる。この2つの位相変更値を位相変更セットとよぶ。したがって、この場合、周期5の位相変更を行うためには、5つの位相変更セットを用意すればよい）この5つの位相変更値（または、位相変更セット）をPHASE[0], PHASE[1], PHASE[2], PHASE[3], PHASE[4]とあらわすものとする。

[0588] 変調方式がQPSKのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数 6000×2 ビットを送信するための上記で述べた3000スロットにおいて、位相PHASE[0]を使用するスロットが600スロット、位相PHASE[1]を使用するスロットが600スロット、位相PHASE[2]を使用するスロットが600スロット、位相PHASE[3]を使用するスロットが600スロット、位相PHASE[4]を使用するスロットが600スロットである必要がある。これは、使用する位相にかたよりがあると、多くの数を使用した位相の影響が大きく、受信装置において、この影響に依存したデータの受信品質となるからである。

[0589] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するスロットが600回、位相PHASE[1]を使用するスロットが600回、位相PHASE[2]を使用するスロットが600回、位相PHASE[3]を使用するスロットが600回、位相PHASE[4]を使用するスロットが600回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するスロットが600回、位相PHASE[1]を使用するスロットが600回、位相PHASE[2]を使用するスロットが600回、位相PHASE[3]を使用するスロットが600回、位相PHASE[4]を使用するスロットが600回であるとよい。

[0590] 同様に、変調方式が16QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数 6000×2 ビットを送信するための上記で述べた1500ス

ロットにおいて、位相PHASE[0]を使用するロットが300ロット、位相PHASE[1]を使用するロットが300ロット、位相PHASE[2]を使用するロットが300ロット、位相PHASE[3]を使用するロットが300ロット、位相PHASE[4]を使用するロットが300ロットである必要がある。

[0591] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するロットが300回、位相PHASE[1]を使用するロットが300回、位相PHASE[2]を使用するロットが300回、位相PHASE[3]を使用するロットが300回、位相PHASE[4]を使用するロットが300回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するロットが300回、位相PHASE[1]を使用するロットが300回、位相PHASE[2]を使用するロットが300回、位相PHASE[3]を使用するロットが300回、位相PHASE[4]を使用するロットが300回であるとよい。

[0592] 同様に、変調方式が64QAMのとき、2つの符号化後のブロックを構成するビット数6000×2ビットを送信するための上記で述べた1000ロットにおいて、位相PHASE[0]を使用するロットが200ロット、位相PHASE[1]を使用するロットが200ロット、位相PHASE[2]を使用するロットが200ロット、位相PHASE[3]を使用するロットが200ロット、位相PHASE[4]を使用するロットが200ロットである必要がある。

[0593] また、第1の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するロットが200回、位相PHASE[1]を使用するロットが200回、位相PHASE[2]を使用するロットが200回、位相PHASE[3]を使用するロットが200回、位相PHASE[4]を使用するロットが200回である必要があり、また、第2の符号化ブロックを送信するために、位相PHASE[0]を使用するロットが200回、位相PHASE[1]を使用するロットが200回、位相PHASE[2]を使用するロットが200回、位相PHASE[3]を使用するロットが200回、位相PHASE[4]を使用するロットが200回であるとよい。

[0594] 以上のように、規則的に位相を変更する方法において、用意する位相変更値（または、位相変更セット）をN個（N個の異なる位相をPHASE[0], PHASE

[1], PHASE[2], $\dots$, PHASE[N-2], PHASE[N-1]とあらわすものとする)としたとき、2つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相PHASE[0]を使用するスロット数を K_0 、位相PHASE[1]を使用するスロット数を K_1 、位相PHASE[i]を使用するスロット数を K_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$ (i は0以上N-1以下の整数))、位相PHASE[N-1]を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

<条件# D 1 - 6>

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{N-1}$ 、つまり、 $K_a = K_b$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上N-1以下の整数、 b は0以上N-1以下の整数)、 $a \neq b$)

であり、第1の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相PHASE[0]を使用する回数を $K_{0,1}$ 、位相PHASE[1]を使用する回数を $K_{1,1}$ 、位相PHASE[i]を使用する回数を $K_{i,1}$ ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$ (i は0以上N-1以下の整数))、位相PHASE[N-1]を使用する回数を $K_{N-1,1}$ としたとき、

<条件# D 1 - 7>

$K_{0,1} = K_{1,1} = \dots = K_{i,1} = \dots = K_{N-1,1}$ 、つまり、 $K_{a,1} = K_{b,1}$ 、(for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上N-1以下の整数、 b は0以上N-1以下の整数)、 $a \neq b$)

であり、第2の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、位相PHASE[0]を使用する回数を $K_{0,2}$ 、位相PHASE[1]を使用する回数を $K_{1,2}$ 、位相PHASE[i]を使用する回数を $K_{i,2}$ ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$ (i は0以上N-1以下の整数))、位相PHASE[N-1]を使用する回数を $K_{N-1,2}$ としたとき、

<条件# D 1 - 8>

$K_{0,2} = K_{1,2} = \dots = K_{i,2} = \dots = K_{N-1,2}$ 、つまり、 $K_{a,2} = K_{b,2}$ 、
 for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0,1,2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b
 は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

であるといふ。

[0595] そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポート
 している変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式に
 おいて、 $\langle$ 条件#D1-6 $\rangle < \langle$ 条件#D1-7 $\rangle < \langle$ 条件#D1-8 $\rangle$ が成立
 するといふことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により1シ
 ンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり(場合に
 よっては、同一となることもあり得る。)、場合によっては、 $\langle$ 条件#D1
 -6 $\rangle < \langle$ 条件#D1-7 $\rangle < \langle$ 条件#D1-8 $\rangle$ を満たすことができない変調
 方式が存在することもある。この場合、 $\langle$ 条件#D1-6 $\rangle < \langle$ 条件#D1-
 7 $\rangle < \langle$ 条件#D1-8 $\rangle$ にかわり、以下の条件を満たすといふ。

[0596]

$\langle$ 条件#D1-9 $\rangle$
 K_a と K_b の差は0または1、つまり、 $|K_a - K_b|$ は0または1
 (for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0,1,2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、
 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

$\langle$ 条件#D1-10 $\rangle$
 $K_{a,1}$ と $K_{b,1}$ の差は0または1、つまり、 $|K_{a,1} - K_{b,1}|$ は0または1
 (for $\forall a, \forall b$ 、ただし、 $a, b=0,1,2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、
 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

$\langle$ 条件#D1-11 $\rangle$
 $K_{a,2}$ と $K_{b,2}$ の差は0または1、つまり、 $|K_{a,2} - K_{b,2}|$ は0または1

(for $\forall a, \forall b$, ただし、 $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a は0以上 $N-1$ 以下の整数、 b は0以上 $N-1$ 以下の整数)、 $a \neq b$)

以上のように、符号化後のブロックと乗じる位相の関係付けを行うことで、符号化ブロックを伝送するために使用する位相にかたよりがなくなるため、受信装置において、データの受信品質が向上するという効果を得ることができる。

[0597] 上述では、規則的に位相を変更する方法において、周期 N の位相変更方法のためには、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット）が必要となる。このとき、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット）として、 $\text{PHASE}[0]$ 、 $\text{PHASE}[1]$ 、 $\text{PHASE}[2]$ 、 $\dots$ 、 $\text{PHASE}[N-2]$ 、 $\text{PHASE}[N-1]$ を用意することになるが、周波数軸方向に $\text{PHASE}[0]$ 、 $\text{PHASE}[1]$ 、 $\text{PHASE}[2]$ 、 $\dots$ 、 $\text{PHASE}[N-2]$ 、 $\text{PHASE}[N-1]$ の順に並べる方法もあるが、必ずしもこれに限ったものではなく、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット） $\text{PHASE}[0]$ 、 $\text{PHASE}[1]$ 、 $\text{PHASE}[2]$ 、 $\dots$ 、 $\text{PHASE}[N-2]$ 、 $\text{PHASE}[N-1]$ を時間軸、周波数－時間軸のブロックに対し、シンボルを配置することで、位相を変更することもできる。なお、周期 N の位相変更方法として説明しているが、 N 個の位相変更値（または、位相変更セット）をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように N 個の位相変更値（または、位相変更セット）を用いる必要はないが、上記で説明した条件を満たすことは、受信装置において、高いデータの受信品質を得る上では、重要となる。

[0598] また、空間多重MIMO伝送方式、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式、時空間ブロック符号化方式、1ストリームのみ送信、規則的に位相を変更する方法のモードが存在し、送信装置（放送局、基地局）は、これらのモードから、いずれかの送信方法を選択することができるようにしてもよい。

なお、空間多重MIMO伝送方式とは、非特許文献3に示されているよう

に、選択した変調方式でマッピングした信号 s_1 、 s_2 をそれぞれ異なるアナライザから送信する方法であり、プリコーディング行列が固定の MIMO 伝送方式とは、プリコーディングのみを行う（位相変更を行わない）方式である。また、時空間プロック符号化方式とは、非特許文献 9、16、17 に示されている伝送方式である。1 ストリームのみ送信とは、選択した変調方式でマッピングした信号 s_1 の信号を所定の処理を行いアナライザから送信する方法である。

[0599] また、OFDM のようなマルチキャリアの伝送方式を用いており、複数のキャリアで構成された第 1 キャリア群、複数のキャリアで構成された第 1 キャリア群とは異なる第 2 キャリア群、・・・というように複数のキャリア群でマルチキャリア伝送を実現しており、キャリア群ごとに、空間多重 MIMO 伝送方式、プリコーディング行列が固定の MIMO 伝送方式、時空間プロック符号化方式、1 ストリームのみ送信、規則的に位相を変更する方法のいずれかに設定してもよく、特に、規則的に位相を変更する方法を選択した（サブ）キャリア群では、上述を実施するとよい。

[0600] なお、本実施の説明した、プリコーディング、ベースバンド信号の入れ替え、位相変更を施す、送信装置と、本明細書で説明した内容は、組み合わせて使用することができ、特に、本実施の形態で説明した位相変更部に対し、本明細書で説明した全ての位相変更に関する内容を組み合わせて使用することは可能である。

（実施の形態 D2）

本実施の形態では、図 4 の送信装置の場合、図 4 の送信装置に対し OFDM 方式のようなマルチキャリア方式に対応した場合、図 67、図 70 の送信装置に対し図 4 のように、一つの符号化器と分配部を適用した場合において、本明細書の中で説明した規則的に位相変更を行った場合の位相変更のインサライズ方法について説明する。

[0601] 非特許文献 12～非特許文献 15 に示されているように、QC (Quasi Cyc

lic) LDPC (Low-Density Prity-Check) 符号 (QC-LDPC 符号でない、LDPC 符号であってもよい)、LDPC 符号と BCH 符号 (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem code) の接続符号、テイルバイティングを用いたターボ符号または Duo-Binary Turbo Code 等のブロック符号を用いたときの規則的に位相を変更する場合を考える。

[0602] ここでは、一例として、s 1、s 2 の 2 つのストリームを送信する場合を例に説明する。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数 (ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含まれていてもよい。) と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等 (例えば、CRC (cyclic redundancy check)、伝送パラメータ等) が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[0603] 図 3 4 は、ブロック符号を用いたとき、1 つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図 3 4 は、例えば、上述の送信装置に対し、s 1、s 2 の 2 つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、1 つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1 つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。(このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDM のようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。)

図 3 4 に示すように、ブロック符号における 1 つの符号化後のブロックを構成するビット数を 6 0 0 0 ビットであるとする。この 6 0 0 0 ビットを送信するためには、変調方式が QPSK のとき 3 0 0 0 シンボル、16QAM のとき 1 5 0 0 シンボル、64QAM のとき 1 0 0 0 シンボルが必要となる。

[0604] そして、上述の送信装置では、2 つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式が QPSK のとき、前述の 3 0 0 0 シンボルは、s 1 に

1500シンボル、s2に1500シンボル割り当てられることになるため、s1で送信する1500シンボルとs2で送信する1500シンボルを送信するために1500スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

[0605] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために750スロットが必要となり、変調方式が64QAMのとき、1ブロックを構成するすべてのビットを送信するために500スロットが必要となる。

次に、図71のようなフレーム構成で、送信装置が、変調信号を送信する場合を考える。図71（a）は、変調信号 $z1'$ または $z1$ （アンテナ312Aで送信）の時間および周波数軸におけるフレーム構成を示している。また、図71（b）は、変調信号 $z2$ （アンテナ312Bで送信）の時間および周波数軸におけるフレーム構成を示している。このとき、変調信号 $z1'$ または $z1$ が用いている周波数（帯）と変調信号 $z2$ が用いている周波数（帯）は同一であるものとし、同一時刻に変調信号 $z1'$ または $z1$ 、と、変調信号 $z2$ が存在することになる。

[0606] 図71（a）に示すように、送信装置は区間Aではプリアンブル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第1、第2符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間Bで、第1符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間Cで、第2符号化ブロックを送信することになる。

[0607] 送信装置は区間Dではプリアンブル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第3、第4、・・・、符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間Eで、第3符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間Fで、第4符号化ブロックを送信することになる。

[0608] 図 7 1 (b) に示すように、送信装置は区間 A ではプリアンプル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第 1、第 2 符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間 B で、第 1 符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間 C で、第 2 符号化ブロックを送信することになる。

[0609] 送信装置は区間 D ではプリアンプル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第 3、第 4、・・・、符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間 E で、第 3 符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間 F で、第 4 符号化ブロックを送信することになる。

[0610] 図 7 2 は、図 3 4 のように符号化ブロックを伝送する場合において、特に、第 1 符号化ブロックでは、変調方式として 16 QAM を用いた場合に使用するスロット数を示しており、第 1 符号化ブロックを伝送するためには、750 スロットが必要となる。

同様に、第 2 符号化ブロックでは、変調方式として QPSK を用いた場合に使用するスロット数を示しており、第 2 符号化ブロックを伝送するためには、1500 スロットが必要となる。

[0611] 図 7 3 は、図 3 4 のように符号化ブロックを伝送する場合において、特に、第 3 符号化ブロックでは、変調方式として QPSK を用いた場合に使用するスロット数を示しており、第 3 符号化ブロックを伝送するためには、1500 スロットが必要となる。

そして、本明細書で説明したように、変調信号 z_1 、つまり、アンテナ 312A で送信する変調信号に対しては、位相変更を行わず、変調信号 z_2 、つまり、アンテナ 312B で送信する変調信号に対しては、位相変更を行う場合を考える。このとき、図 7 2、図 7 3 では、位相変更を行う方法について示している。

[0612] まず、前提として、位相変更するために、異なる位相変更値を7つ用意し、7つの位相変更値を#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6と名付ける。また、位相変更は規則的、且つ周期的に用いるものとする。つまり、位相変更値は、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、・・・というように規則的にかつ、周期的に変更を行うものとする。

[0613] 図72に示すように、まず、第1ブロック符号化ブロックでは、750スロット存在するので、位相変更値を#0から使用を開始すると、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、・・・、#4、#5、#6、#0となり、750番目のスロットは#0を用いて終了することになる。

次に、第2符号化ブロックの各スロットに対し、位相変更を適用することになる。本明細書では、マルチキャスト通信、放送に適用する場合を想定しているので、ある受信端末は、第1符号化ブロックを必要とせず、第2符号化ブロックのみ抽出する場合が考えられる。この場合、第1符号化ブロックの最後のスロットを送信するために位相変更値#0を用いたからといって、第2符号化ブロックを伝送するために、最初に位相変更値#1を用いたものとする。すると、

(a)：前述の端末は、第1符号化ブロックがどのように送信されたかを監視、つまり、第1符号化ブロックの最後のスロットの送信に位相変更値がどのパターンであるかを監視し、第2符号化ブロックの最初のスロットに使用する位相変更値を推定する、

(b)：(a)を行わないために、送信装置は、第2符号化ブロックの最初のスロットに使用する位相変更値の情報を伝送する

という方法が考えられる。(a)の場合、端末は第1符号化ブロックの伝送を監視する必要があるため消費電力が増大してしまい、(b)の場合、データの

伝送効率の低下を招くことになる。

[0614] したがって、上述のような位相変更値の割り当てには改善の余地がある。

そこで、各符号化ブロックの最初の入ロツトを伝送するために使用する位相変更値を固定とする方法を提案する。したがって、図 7 2 に示すように、第 2 符号化ブロックの最初の入ロツトを伝送するために使用する位相変更値は、第 1 符号化ブロックの最初の入ロツトを伝送するために用いた位相変更値と同様に、# 0 とする。

[0615] 同様に、図 7 3 に示すように、第 3 符号化ブロックの最初の入ロツトを伝送するために使用する位相変更値は、# 3 とするのではなく、第 1、第 2 符号化ブロックの最初の入ロツトを伝送するために使用する位相変更値と同様に、# 0 とする。

以上のようにすることで、(a)、(b) で発生する課題を抑制すること
ことができるという効果を得ることができる。

[0616] なお、本実施の形態では、符号化ブロックごとに位相変更値をイニシャ
イズする方法、つまり、いずれの符号化ブロックの最初の入ロツトに使用す
る位相変更値は、# 0 と固定と方法について述べたが、別の方法として、フ
レーム単位で行うことも可能である。例えば、リアンブルや制御シンボル
伝送後の情報を伝送するためのシンボルにおいて、最初の入ロツトで使用する
る位相変更値は # 0 と固定としてもよい。

[0617]

(実施の形態 D 3)

なお、上述の各実施の形態では、重み付け合成部がプリコーデイングに使
用するプリコーデイング行列を複素数で表現しているが、プリコーデイング
行列を実数で表現することもできる。

[0618] つまり、例えば、2 つのワツピング後の (使用した変調方式の) ベースバ
ンド信号を $s_1(i)$ 、 $s_2(i)$ (ただし、 i は時間、または、周波数)
とし、プリコーデイングに得られる 2 つのプリコーデイング後のベースバ
ンド信号を $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ とする。そして、ワツピング後の (使用し

た変調方式の) ベースバンド信号を $s_1(i)$ の同相成分を $I_{s_1}(i)$ 、直交成分を $Q_{s_1}(i)$ 、マッピング後の(使用した変調方式の) ベースバンド信号を $s_2(i)$ の同相成分を $I_{s_2}(i)$ 、直交成分を $Q_{s_2}(i)$ 、プリコーディング後のベースバンド信号を $z_1(i)$ の同相成分を $I_{z_1}(i)$ 、直交成分を $Q_{z_1}(i)$ 、プリコーディング後のベースバンド信号を $z_2(i)$ の同相成分を $I_{z_2}(i)$ 、直交成分を $Q_{z_2}(i)$ とすると、実数で構成されたプリコーディング行列 H_r を用いると以下の関係式が成立する。

[0619] [数76]

$$\begin{pmatrix} I_{z_1}(i) \\ Q_{z_1}(i) \\ I_{z_2}(i) \\ Q_{z_2}(i) \end{pmatrix} = H_r \begin{pmatrix} I_{s_1}(i) \\ Q_{s_1}(i) \\ I_{s_2}(i) \\ Q_{s_2}(i) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式 (76)}$$

[0620] ただし、実数で構成されたプリコーディング行列 H_r は以下のようにあらわされる。

[0621] [数77]

$$H_r = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式 (77)}$$

[0622] このとき、 a_{11} 、 a_{12} 、 a_{13} 、 a_{14} 、 a_{21} 、 a_{22} 、 a_{23} 、 a_{24} 、 a_{31} 、 a_{32} 、 a_{33} 、 a_{34} 、 a_{41} 、 a_{42} 、 a_{43} 、 a_{44} は実数である。ただし、 $\{a_{11}=0 \text{ かつ } a_{12}=0 \text{ かつ } a_{13}=0 \text{ かつ } a_{14}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{21}=0 \text{ かつ } a_{22}=0 \text{ かつ } a_{23}=0 \text{ かつ } a_{24}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{31}=0 \text{ かつ } a_{32}=0 \text{ かつ } a_{33}=0 \text{ かつ } a_{34}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{41}=0 \text{ かつ } a_{42}=0 \text{ かつ } a_{43}=0 \text{ かつ } a_{44}=0\}$ が成立してはならない。そして、 $\{a_{11}=0 \text{ かつ } a_{21}=0 \text{ かつ } a_{31}=0 \text{ かつ } a_{41}=0\}$ が成立してはな

らず、 $\{a_{12}=0 \text{ かつ } a_{22}=0 \text{ かつ } a_{32}=0 \text{ かつ } a_{42}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{13}=0 \text{ かつ } a_{23}=0 \text{ かつ } a_{33}=0 \text{ かつ } a_{43}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{14}=0 \text{ かつ } a_{24}=0 \text{ かつ } a_{34}=0 \text{ かつ } a_{44}=0\}$ が成立してはならない。

[0623]

(実施の形態 E 1)

本実施の形態では、(1) 図 4 の送信装置の場合、(2) 図 4 の送信装置に対して OFDM 方式のようなマルチキャリア方式に対応した場合、(3) 図 6 7、図 7 0 の送信装置に対して図 4 のように一つの符号化器と分配部を適用した場合にの 3 つの場合のどれにも適用できる、本明細書の中で説明した規則的に位相変更を行った場合の位相変更のイニシャライズ方法について説明する。

[0624] 非特許文献 1 2 ~ 非特許文献 1 5 に示されているように、QC (Quasi Cyclic) LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号 (QC-LDPC 符号でない、LDPC 符号であってもよい)、LDPC 符号と BCH 符号 (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem code) の接続符号、テイルバイティングを用いたターボ符号または Duo-Binary Turbo Code 等のブロック符号を用いたときの規則的に位相を変更する場合を考える。

[0625] ここでは、一例として、 s_1 、 s_2 の 2 つのストリームを送信する場合を例に説明する。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数 (ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含まれていてもよい。) と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等 (例えば、CRC (Cyclic Redundancy Check)、伝送パラメータ等) が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[0626] 図 3 4 は、ブロック符号を用いたとき、1 つの符号化後のブロックに必要な

なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図34は、例えば、上述の送信装置に対し、 s_1 、 s_2 の2つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、1つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、1つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、OFDMのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図34に示すように、ブロック符号における1つの符号化後のブロックを構成するビット数を6000ビットであるとする。この6000ビットを送信するためには、変調方式がQPSKのとき3000シンボル、16QAMのとき1500シンボル、64QAMのとき1000シンボルが必要となる。

[0627] そして、上述の送信装置では、2つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式がQPSKのとき、前述の3000シンボルは、 s_1 に1500シンボル、 s_2 に1500シンボル割り当てられることになるため、 s_1 で送信する1500シンボルと s_2 で送信する1500シンボルを送信するために1500スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

[0628] 同様に考えると、変調方式が16QAMのとき、1つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために750スロットが必要となり、変調方式が64QAMのとき、1ブロックを構成するすべてのビットを送信するために500スロットが必要となる。

次に、図71のようなフレーム構成で、送信装置が、変調信号を送信する場合を考える。図71（a）は、変調信号 z_1' または z_1 （アンテナ312Aで送信）の時間および周波数軸におけるフレーム構成を示している。また、図71（b）は、変調信号 z_2 （アンテナ312Bで送信）の時間および周波数軸におけるフレーム構成を示している。このとき、変調信号 z_1' または z_1 が用いている周波数（帯）と変調信号 z_2 が用いている周波数（帯）は同一であるものとし、同一時刻に変調信号 z_1' または z_1 、と、変

調信号 z 2 が存在することになる。

[0629] 図 7 1 (a) に示すように、送信装置は区間 A ではプリアンプル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第 1、第 2 符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間 B で、第 1 符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間 C で、第 2 符号化ブロックを送信することになる。

[0630] 送信装置は区間 D ではプリアンプル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第 3、第 4、・・・、符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間 E で、第 3 符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間 F で、第 4 符号化ブロックを送信することになる。

[0631] 図 7 1 (b) に示すように、送信装置は区間 A ではプリアンプル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第 1、第 2 符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間 B で、第 1 符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間 C で、第 2 符号化ブロックを送信することになる。

[0632] 送信装置は区間 D ではプリアンプル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第 3、第 4、・・・、符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間 E で、第 3 符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間 F で、第 4 符号化ブロックを送信することになる。

[0633] 図 7 2 は、図 3 4 のように符号化ブロックを伝送する場合において、特に、第 1 符号化ブロックでは、変調方式として 16QAM を用いた場合に使用するスロット数を示しており、第 1 符号化ブロックを伝送するためには、7

500 スロットが必要となる。

同様に、第2符号化ブロックでは、変調方式としてQPSKを用いた場合に使用するスロット数を示しており、第2符号化ブロックを伝送するためには、1500 スロットが必要となる。

[0634] 図73は、図34のように符号化ブロックを伝送する場合において、特に、第3符号化ブロックでは、変調方式としてQPSKを用いた場合に使用するスロット数を示しており、第3符号化ブロックを伝送するためには、1500 スロットが必要となる。

そして、本明細書で説明したように、変調信号 z_1 、つまり、アンテナ312Aで送信する変調信号に対しては、位相変更を行わず、変調信号 z_2 、つまり、アンテナ312Bで送信する変調信号に対しては、位相変更を行う場合を考える。このとき、図72、図73では、位相変更を行う方法について示している。

[0635] まず、前提として、位相変更するために、異なる位相変更値を7つ用意し、7つの位相変更値を#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6と名付ける。また、位相変更は規則的、且つ周期的に用いるものとする。つまり、位相変更値は、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、・・・というように規則的にかつ、周期的に変更を行うものとする。

[0636] 図72に示すように、まず、第1ブロック符号化ブロックでは、750 スロット存在するので、位相変更値を#0から使用を開始すると、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、・・・、#4、#5、#6、#0となり、750番目のスロットは#0を用いて終了することになる。

次に、第2符号化ブロックの各スロットに対し、位相変更を適用することになる。本明細書では、マルチキャスト通信、放送に適用する場合を想定しているので、ある受信端末は、第1符号化ブロックを必要とせず、第2符号化ブロックのみ抽出する場合が考えられる。この場合、第1符号化ブロック

の最後のスロットを送信するために位相変更値 # 0 を用いたからといって、第 2 符号化ブロックを送送するために、最初に位相変更値 # 1 を用いたものとする。すると、

(a) 前述の端末は、第 1 符号化ブロックがどのように送信されたかを監視、つまり、第 1 符号化ブロックの最後のスロットの送信に位相変更値がどのパターンであるかを監視し、第 2 符号化ブロックの最初のスロットに使用する位相変更値を推定する、
(b) (a) を行わないために、送信装置は、第 2 符号化ブロックの最初のスロットに使用する位相変更値の情報を伝送する

という方法が考えられる。(a) の場合、端末は第 1 符号化ブロックの伝送を監視する必要があるため消費電力が増大してしまい、(b) の場合、データの伝送効率の低下を招くことになる。

[0637] したがって、上述のような位相変更値の割り当てには改善の余地がある。そこで、各符号化ブロックの最初のスロットを送送するために使用する位相変更値を固定とする方法を提案する。したがって、図 7 2 に示すように、第 2 符号化ブロックの最初のスロットを送送するために用いた位相変更値と同様に、# 0 とする。

[0638] 同様に、図 7 3 に示すように、第 3 符号化ブロックの最初のスロットを送送するために使用する位相変更値は、# 3 とするのではなく、第 1、第 2 符号化ブロックの最初のスロットを送送するために使用する位相変更値と同様に、# 0 とする。

以上のようにすることで、上述の (a)、(b) で発生する課題を抑制することができるという効果を得ることができる。

[0639] なお、本実施の形態では、符号化ブロックごとに位相変更値をイニシャイズする方法、つまり、いずれの符号化ブロックの最初のスロットに使用する

る位相変更値は、# 0と固定と方法について述べたが、別の方法として、フレーム単位で行うことも可能である。例えば、プリアンブルや制御シンボル伝送後の情報を伝送するためのシンボルにおいて、最初のスロットで使用する位相変更値は# 0と固定としてもよい。

[0640] 例えば、図 7 1 において、フレームがプリアンブルから開始される、と解釈すると、第 1 フレームにおいて、最初の符号化ブロックは、第 1 符号化ブロックとなり、第 2 フレームにおいて、最初の符号ブロックは、第 3 符号化ブロックとなり、図 7 2、図 7 3 を用いて上述で説明したようにした場合、上述の「フレーム単位で、最初のスロットで使用する位相変更値は（# 0 と）固定」の例となっている。

[0641] 次に、DVB (Digital Video Broadcasting) - T2 (T: T e r r e s t r i a l) 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。

図 7 4 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 7 4 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 (7 4 0 1)、L1 Pre-Signalling data (7 4 0 2)、L1 Post-Signalling data (7 4 0 3)、Common PLP (7 4 0 4)、PLP#1~#N (7 4 0 5 __ 1 ~ 7 4 0 5 __ N) で構成されている (PLP: Physical Layer Pipe)。 (ここで、L1 Pre-Signalling data (7 4 0 2)、L1 Post-Signalling data (7 4 0 3) を P2 シンボルと呼ぶ。) このように、P1 Signalling data (7 4 0 1)、L1 Pre-Signalling data (7 4 0 2)、L1 Post-Signalling data (7 4 0 3)、Common PLP (7 4 0 4)、PLP#1~#N (7 4 0 5 __ 1 ~ 7 4 0 5 __ 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。

[0642] P1 Signalling data (7 4 0 1) 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。（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9、16、17に示されている時空間ブロック符号を用いている。）

L1 Pre-Signalling data（7402）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。

[0643] L1 Post-Signalling data（7403）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。

[0644] Common PLP（7404）、PLP#1～#N（7405__1～7405__N）は、データを伝送するための領域である。

図74のフレーム構成では、P1 Signalling data（7401）、L1 Pre-Signalling data（7402）、L1 Post-Signalling data（7403）、Common PLP（7404）、PLP#1～#N（7405__1～6105__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75に示す。図75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。

[0645] 図76は、DVB-T2規格における（例えば、放送局）の送信装置に対し、プリコーディング後（または、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え後）の信号に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7602は、PLP用の送信データ7601（複数PLP用のデータ）、制御信号7609を入力とし、制御信号7609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7603を出力する。

[0646] P2シンボル信号生成部7605は、P2シンボル用送信データ7604、制御信号7609を入力とし、制御信号7609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7606を出力する。

制御信号生成部7608は、P1シンボル用の送信データ7607、P2シンボル用送信データ7604を入力とし、図74における各シンボル群（P1 Signalling data（7401）、L1 Pre-Signalling data（7402）、L1 Post-Signalling data（7403）、Common PLP（7404）、PLP#1～#N（7405__1～7405__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、規則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7609として出力する。

[0647] フレーム構成部7610は、PLPのベースバンド信号7603、P2シ

ンボルのベースバンド信号 7 6 0 6、制御信号 7 6 0 9 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 7 6 1 1 __ 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 7 6 1 1 __ 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。

[0648] 信号処理部 7 6 1 2 は、ストリーム 1 のベースバンド信号 7 6 1 1 __ 1、ストリーム 2 のベースバンド信号 7 6 1 1 __ 2、制御信号 7 6 0 9 を入力とし、制御信号 7 6 0 9 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（7 6 1 3 __ 1）および信号処理後の変調信号 2（7 6 1 3 __ 2）を出力する。

ここで特徴的な点は、送信方法として、プリコーディング後（または、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え後）の信号に位相変更を行う送信方法が選択されたとき、信号処理部は、図 6、図 2 5、図 2 6、図 2 7、図 2 8、図 2 9、図 6 9 と同様に、プリコーディング後（またはプリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え後）の信号に位相変更を行う処理を行い、この信号処理を行われた信号が、信号処理後の変調信号 1（7 6 1 3 __ 1）および信号処理後の変調信号 2（7 6 1 3 __ 2）となる。

[0649] パイロット挿入部 7 6 1 4 __ 1 は、信号処理後の変調信号 1（7 6 1 3 __ 1）、制御信号 7 6 0 9 を入力とし、制御信号 7 6 0 9 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（7 6 1 3 __ 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 7 6 1 5 __ 1 を出力する。

パイロット挿入部 7 6 1 4 __ 2 は、信号処理後の変調信号 2（7 6 1 3 __ 2）、制御信号 7 6 0 9 を入力とし、制御信号 7 6 0 9 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（7 6 1 3 __ 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 7 6 1 5 __ 2 を出力する。

[0650] I F F T (Inverse Fast Fourier Transform) 部 7 6 1 6 __ 1 は、パイロットシンボル挿入後の変調信号 7 6 1 5 __ 1、制御信号 7 6 0 9 を入力とし、制御信号 7 6 0 9 に含まれる I F F T の方法の情報に基づき、I F F T を施し、I F F T 後の信号 7 6 1 7 __ 1 を出力する。

I F F T 部 7 6 1 6 __ 2 は、パイロットシンボル挿入後の変調信号 7 6 1 5 __ 2、制御信号 7 6 0 9 を入力とし、制御信号 7 6 0 9 に含まれる I F F T の方法の情報に基づき、I F F T を施し、I F F T 後の信号 7 6 1 7 __ 2 を出力する。

[0651] P A P R 削減部 7 6 1 8 __ 1 は、I F F T 後の信号 7 6 1 7 __ 1、制御信号 7 6 0 9 を入力とし、制御信号 7 6 0 9 に含まれる PAPR 削減に関する情報に基づき、I F F T 後の信号 7 6 1 7 __ 1 に PAPR 削減のための処理を施し、P A P R 削減後の信号 7 6 1 9 __ 1 を出力する。

P A P R 削減部 7 6 1 8 __ 2 は、I F F T 後の信号 7 6 1 7 __ 2、制御信号 7 6 0 9 を入力とし、制御信号 7 6 0 9 に含まれる PAPR 削減に関する情報に基づき、I F F T 後の信号 7 6 1 7 __ 2 に PAPR 削減のための処理を施し、P A P R 削減後の信号 7 6 1 9 __ 2 を出力する。

[0652] ガードインターバル挿入部 7 6 2 0 __ 1 は、PAPR 削減後の信号 7 6 1 9 __ 1、制御信号 7 6 0 9 を入力とし、制御信号 7 6 0 9 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 7 6 1 9 __ 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 7 6 2 1 __ 1 を出力する。

ガードインターバル挿入部 7 6 2 0 __ 2 は、PAPR 削減後の信号 7 6 1 9 __ 2、制御信号 7 6 0 9 を入力とし、制御信号 7 6 0 9 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 7 6 1 9 __ 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 7 6 2 1 __ 2 を出力する。

[0653] P 1 シンボル挿入部 7 6 2 2 は、ガードインターバル挿入後の信号 7 6 2

1__1、ガードインターバル挿入後の信号7621__2、P1シンボル用の送信データ7607を入力とし、P1シンボル用の送信データ7607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7621__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7623__1と、および、ガードインターバル挿入後の信号7621__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7623__2とを出力する。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7623__1、P1シンボルを付加した後の信号7623__2両者に付加されていてもよく、また、いずれも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。

[0654] 無線処理部7624__1は、P1シンボルを付加した後の信号7623__1、制御信号7609を入力とし、周波数変換、増幅等の処理が施され、送信信号7625__1を出力する。そして、送信信号7625__1は、アンテナ7626__1から電波として出力される。

無線処理部7624__2は、P1シンボル用処理後の信号7623__2、制御信号7609を入力とし、周波数変換、増幅等の処理が施され、送信信号7625__2を出力する。そして、送信信号7625__2は、アンテナ7626__2から電波として出力される。

[0655] 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、一つの変調信号を送信する送信方法、プリコーディング後（または、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え後）の信号に位相変更を行う送信方法）、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。このとき、端末は、情報として必要なPLPのみを切り出して、復調（信号分離、信号検波を含む）、誤り訂正復号を行うと、端末の消費電力は少なくてすむ。したがって、図71～図73を用いて説明したときと同様に、伝送方法として、プリコーディング後（また

は、フリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え後）の信号に、規則的に位相変更を行う送信方法を用いて伝送されるPLPの先頭のスロットで使用する位相変更値（#0と）固定とする方法を提案する。なお、PLPの伝送方法は上記に限ったものではなく、非特許文献9、非特許文献16、非特許文献17に示されているような時間符号や、他の送信方法を指定することも可能である。

例えば、図 7 4 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である。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) PLP_K を、放送局が、プリコーディング後 (または、プリコーディングおよびバースバンド信号入れ替え後) の信号に位相変更を用いて送信するときの、周波数-時間軸におけるフレーム構成を図 7 7 に示す。

なお、前提として、以下の説明では、一例として、プリコーディング後（または、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え後）の信号に、規則的に位相変更を行う送信方法では、位相変更値を7つ用意し、7つの位相変更値を#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6と名付ける。また、位相変更値は規則的、かつ、周期的に用いるものとする。つまり、位相変更値は、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、...というように規則的にかつ、周期的に変更を行うものとする。

図 77 のように、PLP \$1 は、時刻 T、キャリア 3 (図 77 の 7701) をアロットの先頭とし、時刻 T+4、キャリア 4 をアロットの最後 (図 77 の 7702) として、アロット (シンボル) が存在している (図 77 参照)。

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である。

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1であり、・・・となる。

[0659] として、PLP\$Kは、時刻S、キャリア4（図77の7703）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77の7704）として、スロット（シンボル）が存在している（図77参照）。

つまり、PLP\$Kにとって、時刻S、キャリア4は第1番目の入ロツトであり、第2番目の入ロツトは時刻S、キャリア5であり、第3番目の入ロツトは時刻S、キャリア6であり、・・・、第5番目の入ロツトは時刻S、キャリア8であり、第9番目の入ロツトは時刻S+1、キャリア1であり、第10番目の入ロツトは時刻S+1、キャリア2であり、・・・、第16番目の入ロツトは時刻S+1、キャリア8であり、第17番目の入ロツトは時刻S+2、キャリア1であり、・・・となる。

[0660] なお、各 P L P 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 P L P が使用しているスロットの情報は、P 1 シンボル、P 2 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。

ていることになる。

このとき、図 71～図 73 を用いて説明したときと同様に、PLP \$ 1 の先頭の入ポートである、時刻 T、キャリア 3 (図 77 の 7701) の入ポートは、位相変更値 # 0 を用いて位相変更を行うものとする。同様に、PLP \$ K-1 の最後の入ポートである、時刻 S、キャリア 3 (図 77 の 7705) を入ポートで用いている、位相変更値の番号にかかわらず、PLP \$ K の先頭の入ポートである、時刻 S、キャリア 4 (図 77 の 7703) の入ポートは、プリコーディング行列 # 0 を用いて位相変更を行うものとする。(ただし、これまで説明したように、位相変更を行う前に、プリコーディング) または、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え) が行われているものとする。)

また、フリコ-テイング後（または、フリコ-テイングおよびスパン

ド信号入れ替え後)の信号に、規則的に位相変更を行う送信方法を用いて送信する他のPLPの先頭のスロットは、プリコーディング行列#0を用いてプリコーディングを行うものとする。

[0661] 以上のようにすることで、上述で述べた実施の形態D2で説明した(a)および(b)の課題を抑制することができるという効果を得ることができる。

当然であるが、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。また、受信装置は、プリコーディング後(または、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え後)の信号に、規則的に位相変更を行う送信方法の位相変更規則について、予め知っており、(複数の規則がある場合は、送信装置が、使用する規則の情報を伝送し、受信装置はその情報を得て、使用している規則を知ることになる。)各PLPの先頭のスロットの番号に基づいて、位相変更の切り替え規則のタイミングを合わせることで、情報シンボルの復調(信号分離、信号検波を含む)が可能となる。

[0662] 次に、図78のようなフレーム構成で(図78のシンボル群で構成されるフレームをメインフレームと呼ぶ。)、放送局(基地局)が変調信号を送信する場合を考える。図78において、図74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。特徴的な点は、(端末の)受信装置において、受信信号のゲインコントロールを調整しやすいように、メインフレームにおいて、一つの変調信号を送信するサブフレームと、複数の変調信号を送信するサブフレームに分離されている点である。なお、「一つの変調信号を送信する」とは、一つの変調信号を一つのアンテナから送信する場合と同一の変調信号を複数生成し、この複数の信号を複数の異なるアンテナから送信する場合も含むものとする。

[0663] 図78において、PLP#1(7405__1)~PLP#N(7405__

N)により、一つの変調信号を送信するサブフレーム7800を構成しており、サブフレーム7800は、PLPのみで構成されているとともに、複数変調信号により送信するPLPは存在しない。そして、PLP\$1(7802__1)~PLP\$M(7802__M)により、複数の変調信号を送信するサブフレーム7801を構成しており、サブフレーム7801は、PLPのみで構成されているとともに、一つの変調信号を送信するPLPは存在しない。

[0664] このとき、これまで説明したときと同様に、サブフレーム7801において、プリコーディング後（または、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え後）の信号に、規則的に位相変更を行う送信方法を用いている場合、PLP(PLP\$1(7802__1)~PLP\$M(7802__M))の先頭のスロットは、プリコーディング行列#0を用いてプリコーディングを行うものとする（プリコーディング行列のイニシャライズ、と呼ぶ）。ただし、PLP\$1(7802__1)~PLP\$M(7802__M)において、別の送信方法、例えば、位相変更を行わないプリコーディング方法を用いる送信方法、時空間ブロック符号を用いる送信方法、空間多重MIMO伝送方法（図23参照）のいずれかを用いているPLPは、上記で述べたプリコーディング行列のイニシャライズは関係ないことになる。

[0665] また、図79のように、PLP\$1は、第Xのメインフレームの複数の変調信号を送信するサブフレームの最初のPLPであり、PLP\$1'は、第Y（ただしXとは異なる）のメインフレームの複数の変調信号を送信するサブフレームの最初のPLPであるものとする。そして、PLP\$1、PLP\$1'いずれもプリコーディング後（または、プリコーディングおよびベースバンド信号入れ替え後）の信号に、規則的に位相変更を行う送信方法を用いているものとする。なお、図79において、図77と同様のものは、同一符号を付している。

[0666] このとき、第Xのメインフレームの複数の変調信号を送信するサブフレームの最初のPLPであるPLP\$1の先頭のスロット（図79の7701（

時刻 T 、キャリア3のロット))は、位相変更値#0を用いて位相変更を行うものとする。

同様に、第 Y のメインフレームの複数の変調信号を送信するサブフレームの最初のPLPであるPLP\$1'の先頭のロット(図79の7901(時刻 T' 、キャリア7のロット))は、位相変更値#0を用いて位相変更を行うものとする。

[0667] 以上のように、各メインフレームにおいて、複数の変調信号を送信するサブフレームの最初のPLPの最初のロットにおいて、位相変更値#0を用いて位相変更を行うものとすることを特徴とする。

このようにすることも、実施の形態D2で説明した(a)および(b)の課題を抑制するためには重要となる。

[0668] なお、PLP\$1の先頭のロット(図79の7701(時刻 T 、キャリア3のロット))は位相変更値#0を用いて位相変更を行っているので、周波数軸に位相変更値を更新するとした場合、時刻 T 、キャリア4のロットは位相変更値#1を用いて位相変更を行い、時刻 T 、キャリア5のロットは位相変更値#2を用いて位相変更を行い、時刻 T 、キャリア6のロットは位相変更値#3を用いて位相変更を行う、・・・、とする。

[0669] 同様に、PLP\$1'の先頭のロット(図79の7901(時刻 T' 、キャリア7のロット))は位相変更値#0を用いて位相変更を行っているので、周波数軸に位相変更値を更新するとした場合、時刻 T' 、キャリア8のロットは位相変更値#1を用いて位相変更を行い、時刻 $T' + 1$ 、キャリア1のロットは位相変更値#2を用いて位相変更を行い、時刻 $T' + 2$ 、キャリア1のロットは位相変更値#3を用いて位相変更を行い、時刻 $T' + 3$ 、キャリア1のロットは位相変更値#4を用いて位相変更を行う、・・・、とする。

[0670] なお、本実施の形態は、図4の送信装置の場合、図4の送信装置に対しOFDM方式のようなマルチキャリア方式に対応した場合、図67、図70の送信装置に対し図4のように、一つの符号化器と分配部を適用した場合を例

に説明したが、図3の送信装置、図12の送信装置、図67の送信装置、図70の送信装置のように、 s_1 、 s_2 の2つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、2つの符号化器を有している場合についても、本実施の形態で説明した位相変更値のイニシャライズを適用することは可能である。

[0671] なお、本明細書の発明に関連する送信装置の図面、図3、図4、図12、図13、図51、図52、図67、図70、図76等で、2つの送信アンテナから送信される変調信号をそれぞれ、変調信号#1、変調信号#2としたとき、変調信号#1の平均送信電力と変調信号#2の平均送信電力はどのように設定しても良い。例えば、両変調信号の平均送信電力を異なるように設定する場合、一般的な無線通信システムで用いられている送信電力制御の技術を適用することで、変調信号#1の平均送信電力と変調信号#2の平均送信電力を異なるように設定できる。このとき、送信電力制御は、ベースバンド信号の状態（例えば、用いる変調方式のマッピング時点で、送信電力制御を行う）で、信号の電力制御を行ってもよいし、アンテナの手前の電力増幅器（パワーアンプ）で、送信電力制御を行ってもよい。

（実施の形態F1）

実施の形態1-4、実施の形態A1、実施の形態C1-C7、実施の形態D1-D3及び実施の形態E1で説明したプリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法は、I-Q平面にマッピングされた任意のベースバンド信号 s_1 と s_2 に対して適用可能である。そのため、実施の形態1-4、実施の形態A1、実施の形態C1-C7、実施の形態D1-D3及び実施の形態E1では、ベースバンド信号 s_1 と s_2 について詳細に説明していない。一方、例えば、プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法を、誤り訂正符号化されたデータから生成されたベースバンド信号 s_1 と s_2 に対して適用する場合、 s_1 と s_2 の平均電力（平均値）を制御することによりさらに良好な受信品質を得られる可能性がある。本実施の形態では、誤り訂正符号化されたデータから生成されたベース

バンド信号 s_1 と s_2 に対して、プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法を適用する場合の、 s_1 と s_2 の平均電力（平均値）の設定方法について述べる。

[0672] ここでは、一例として、ベースバンド信号 s_1 に対して適用する変調方式が QPSK、ベースバンド信号 s_2 に対して適用する変調方式が 16QAM として説明をする。

s_1 の変調方式が QPSK であるので、 s_1 は 1 シンボルあたり 2 ビットのデータを伝送することになる。この伝送する 2 ビットを b_0 、 b_1 と名付ける。これに対して、 s_2 の変調方式は 16QAM であるので、 s_2 は 1 シンボルあたり 4 ビットのデータを伝送することになる。この伝送する 4 ビットを b_2 、 b_3 、 b_4 、 b_5 と名付ける。送信装置は、 s_1 の 1 シンボルと s_2 の 1 シンボルで構成される 1 スロットを送信するので、1 スロットあたり、 b_0 、 b_1 、 b_2 、 b_3 、 b_4 、 b_5 の 6 ビットのデータを伝送することになる。

[0673] 例えば、I-Q 平面における 16QAM の信号点配置の一例である図 80 では、 $(b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0)$ は $(I, Q) = (3 \times g, 3 \times g)$ に、 $(b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 1)$ は $(I, Q) = (3 \times g, 1 \times g)$ に、 $(b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 1, 0)$ は $(I, Q) = (1 \times g, 3 \times g)$ に、 $(b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 1, 1)$ は $(I, Q) = (1 \times g, 1 \times g)$ に、 $(b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 1, 0, 0)$ は $(I, Q) = (3 \times g, -3 \times g)$ に、 $\dots$ 、 $(b_2, b_3, b_4, b_5) = (1, 1, 1, 0)$ は $(I, Q) = (-1 \times g, -3 \times g)$ に、 $(b_2, b_3, b_4, b_5) = (1, 1, 1, 1)$ は $(I, Q) = (-1 \times g, -1 \times g)$ にマッピングされる。なお、図 80 の右肩に示す b_2 から b_5 は、それぞれ I-Q 平面に示す数値のそれぞれのビットとの並びを示している。

[0674] また、I-Q 平面における QPSK の信号点配置の一例である図 81 では、 $(b_0, b_1) = (0, 0)$ は $(I, Q) = (1 \times h, 1 \times h)$ に、 $(b_0, b_1) = (0, 1)$ は $(I, Q) = (1 \times h, -1 \times h)$ に、 $(b_0, b_1) = (1, 0)$ は $(I, Q) = (-1 \times h, 1 \times h)$ に、 $(b_0, b_1) = (1, 1)$ は $(I, Q) = (-1 \times h, -1 \times h)$ にマッピングされる。

0、b 1) = (0、1) は (I、Q) = (1×h、−1×h) に、(b 0、b 1) = (1、0) は (I、Q) = (−1×h、1×h) に、(b 0、b 1) = (1、1) は (I、Q) = (−1×h、−1×h) に、マッピングされる。なお、図 8 1 の右肩に示す b 0、b 1 は、それぞれ I−Q 平面に示す数値のそれぞれのビットとの並びを示している。

[0675] ここで、s 1 の平均電力と s 2 の平均電力を等しくした場合、つまり、図 8 1 に示す h が下記式 (7 8) であらわされ、図 8 0 に示す g が下記式 (7 9) であらわされる場合を仮定する。

[0676] [数78]

$$h = \frac{z}{\sqrt{2}} \quad \cdots \text{式 (7 8)}$$

[0677] [数79]

$$g = \frac{z}{\sqrt{10}} \quad \cdots \text{式 (7 9)}$$

[0678] この場合の受信装置が得る対数尤度比の関係を図 8 2 に示す。図 8 2 は、受信装置が対数尤度比を求めたとき、上記 b 0 から b 5 の対数尤度比の絶対値を模式的に示した図である。図 8 2 において、8 2 0 0 は b 0 の対数尤度比の絶対値、8 2 0 1 は b 1 の対数尤度比の絶対値、8 2 0 2 は b 2 の対数尤度比の絶対値、8 2 0 3 は b 3 の対数尤度比の絶対値、8 2 0 4 は b 4 の対数尤度比の絶対値、8 2 0 5 は b 5 の対数尤度比の絶対値である。このとき、図 8 2 に示されるように、QPSK により伝送された b 0 および b 1 の対数尤度比の絶対値と、16QAM により伝送された b 2 から b 5 の対数尤度比の絶対値とを比較すると、b 0 および b 1 の対数尤度比の絶対値は、b 2 から b 5 の対数尤度比の絶対値より大きい。これは、即ち、b 0 および b 1 の受信装置における信頼度が b 2 から b 5 の受信装置における信頼度より

も高いことになる。これは、図 80 において g を式 (79) のとおりとした場合、QPSK の I-Q 平面における信号点の最小ユークリッド距離が、

[0679] [数80]

$$\sqrt{2}z \quad \dots \text{式 (80)}$$

[0680] であるのに対し、図 81 において、 h を式 (78) のとおりとした場合、QPSK の I-Q 平面における信号点の最少ユークリッド距離は、

[0681] [数81]

$$\frac{2}{\sqrt{10}}z \quad \dots \text{式 (81)}$$

[0682] となるからである。

受信装置がこの状況で誤り訂正復号（例えば、通信システムが LDPC 符号を用いている場合、sum-product 復号等の信頼度伝播復号）を行った場合、「 b_0 および b_1 の対数尤度比の絶対値が、 b_2 から b_5 の対数尤度比の絶対値より大きい」という信頼度の差により、 b_2 から b_5 の対数尤度比の絶対値の影響を受け、受信装置のデータの受信品質が劣化するという課題が発生する。

[0683] この課題を克服するためには、図 83 に示すように、図 82 と比較して、「 b_0 および b_1 の対数尤度比の絶対値と b_2 から b_5 の対数尤度比の絶対値との差を小さく」すればよい。

そこで、「 s_1 の平均電力（平均値）と s_2 の平均電力（平均値）を異なるようにする」ことを考える。図 84、図 85 に、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）、および、重み付け合成（プリコーディング）部に関連する信号処理部の構成の例を示している。なお、図 84 において、図 3、図 6 と同様に動作す

るものについては同一符号を付した。また、図 8 5 において、図 3、図 6、図 8 4 と同様に動作するものについては同一符号を付した。

[0684] 以下、パワー変更部の動作について、いくつかの例を説明する。

(例 1)

まず、図 8 4 を用いて、動作の一例を説明する。なお、 $s_1(t)$ は、変

調方式 QPSK のベースバンド信号 (アップリンク後の信号) とし、アップリン

ク方法は、図 8 1 のとおりであり、 h は式 (7 8) のとおりである。また、

$s_2(t)$ は、変調方式 16QAM のベースバンド信号 (アップリンク後の信

号) とし、アップリンク方法は、図 8 0 のとおりであり、 g は式 (7 9) のと

おりである。なお、 t は時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例と

して説明する。

[0685] パワー変更部 (8 4 0 1 B) は、変調方式 16QAM のベースバンド信号

(アップリンク後の信号) 3 0 7 B、制御信号 (8 4 0 0) を入力とし、制御

信号 (8 4 0 0) に基づき、設定したパワー変更のための値を u とすると、

変調方式 16QAM のベースバンド信号 (アップリンク後の信号) 3 0 7 B を

u 倍した信号 (8 4 0 2 B) を出力する。なお、 u は実数とし、 $u > 1.0$

とする。アップリンク後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方

法におけるアップリンク行列を F 、規則的に位相変更を行うための位相

変更値を $y(t)$ ($y(t)$ は絶対値が 1 の虚数 (実数を含む)、つまり、

$e^{j\theta(t)}$ と表すことができる) とすると、次式が成立する。

[0686] [数 82]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & ne^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

…式 (8 2)

[0687] したがって、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力の比は $1 : u^2$ と設定することになる。これにより、図83に示す対数尤度比の絶対値が得られる受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

例えば、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力の比 $1 : u^2$ について u を、

[0688] [数83]

$$u = \sqrt{5} \quad \dots \text{式 (83)}$$

[0689] と設定すれば、QPSKのI-Q平面における信号点の最小ユークリッド距離と、16QAMのI-Q平面における信号点の最小ユークリッド距離とを等しくすることができ、良好な受信品質を得られる可能性がある。

ただし、2つの異なる変調方式のI-Q平面における信号点の最小ユークリッド距離を等しくするという条件は、あくまで、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力との比を設定する方法の一例である。例えば、誤り訂正符号化に用いる誤り訂正符号の符号長や符号化率等のその他の条件によっては、パワー変更のための値 u の値を2つの異なる変調方式のI-Q平面における信号点の最小ユークリッド距離が等しくなる値とは、異なる値（大きな値や小さな値）に設定する方が、良好な受信品質を得られる可能性がある。また、受信時に得られる候補信号点の最初距離を大きくすること、を考えると、例えば、

[0690] [数84]

$$u = \sqrt{2} \quad \dots \text{式 (84)}$$

[0691] と設定する方法が一例として考えられるが、システムとして求められる要求条件によって、適宜設定されることになる。詳細については後述する。

従来、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

[0692] 上述で、「制御信号（８４００）により、パワー変更のための値 u を設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号（８４００）によるパワー変更のための値 u の設定手法について詳しく説明する。

（例１－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[0693] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号） $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0694] 制御信号（８４００）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（８４０１Ｂ）は、制御信号（８４００）に応じてパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（８４０１Ｂ）が、制御信号（８４００）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値 u を設定することである。ここでは、ブロック長 X に応じたパワー変更のための値を u_{LX} と

いう形で記載することとする。

- [0695] 例えば、ブロック長として1000が選択された場合、パワー変更部(8401B)はパワー変更のための値 u_{L1000} を設定し、ブロック長として1500が選択された場合、パワー変更部(8401B)はパワー変更のための値 u_{L1500} を設定し、ブロック長として3000が選択された場合、パワー変更部(8401B)はパワー変更のための値 u_{L3000} を設定する。このとき、例えば、 u_{L1000} 、 u_{L1500} 、 u_{L3000} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。(例えば、 $u_{L1000} = u_{L1500}$ であることもある。重要なことは、(u_{L1000} 、 u_{L1500} 、 u_{L3000})の中に、2つ以上の値が存在することである。)

上述では、3つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が2つ以上存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

(例1-2)

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、s1及びs2の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、s1およびs2の平均電力(平均値)を設定する方法について説明する。

- [0696] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは2系統に

分配される。2系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号） $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0697] 制御信号（8400）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（8401B）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（8401B）が、制御信号（8400）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値 u を設定することである。ここでは、符号化率 r_x に応じたパワー変更のための値を u_{rx} という形で記載することとする。

[0698] 例えば、符号化率として r_1 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r1} を設定し、符号化率として r_2 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r2} を設定し、符号化率として r_3 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r3} を設定する。このとき、例えば、 u_{r1} 、 u_{r2} 、 u_{r3} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、 $u_{r1} = u_{r2}$ であることもある。重要なことは、（ u_{r1} 、 u_{r2} 、 u_{r3} ）の中に、2つ以上の値が存在することである。）

なお、上記 r_1 、 r_2 、 r_3 の一例としては、誤り訂正符号がLDPC符号の場合には、それぞれ $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ といった符号化率であることが考えられる。

[0699] 上述では、3つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が2つ以上存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更

のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

(例 1 - 3)

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[0700] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、s 1 及び s 2 の生成に用いられる変調方式に応じて、s 1 および s 2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、 s_1 の変調方式をQPSKに固定するものとし、制御信号により、 s_2 の変調方式を16QAMから64QAMに変更する（または、16QAM、64QAMのいずれかの設定が可能な）場合について考える。なお、 $s_2(t)$ の変調方式を64QAMとする場合、 $s_2(t)$ のマッピング方法としては、図86のとおりであり、図86において k は

[0701] [数85]

$$k = \frac{z}{\sqrt{42}} \quad \dots \text{式 (85)}$$

[0702] であるとする。このようなマッピングを行うと、QPSKのとき図81に対しhを式(78)としたとき、と、16QAMのとき図80に対しgを式(79)としたときと、平均電力は等しくなる。また、64QAMのマッピングは、6ビットの入力から、I,Qの値が決定することになり、この点については、QPSK、16QAMのマッピングの説明と同様に実施することができる。

[0703] つまり、I-Q平面における64QAMの信号点配置の一例である図86では、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ は $(I, Q) = (7 \times k, 7 \times k)$ に、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 1)$ は $(I, Q) = (7 \times k, 5 \times k)$ に、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 1,$

0) は $(I, Q) = (5 \times k, 7 \times k)$ に、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 1, 1)$ は $(I, Q) = (5 \times k, 5 \times k)$ に、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 1, 0, 0)$ は $(I, Q) = (7 \times k, 1 \times k)$ に、 $\dots$ 、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (1, 1, 1, 1, 1, 0)$ は $(I, Q) = (-3 \times k, -1 \times k)$ に、 $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (1, 1, 1, 1, 1, 1)$ は $(I, Q) = (-3 \times k, -3 \times k)$ にマッピングされる。なお、図 8 6 の右肩に示す b_0 から b_5 は、それぞれ $I-Q$ 平面に示す数値のそれぞれのビットとの並びを示している。

[0704] 図 8 4 において、 s_2 の変調方式が 16 QAM のときパワー変更部 8 4 0 1 B は、 $u = u_{16}$ と設定し、 s_2 の変調方式が 64 QAM のとき $u = u_{64}$ と設定するものとする。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、 $u_{16} < u_{64}$ とすると、 s_2 の変調方式が 16 QAM、64 QAM のうちいずれの場合であっても、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0705] なお、上述の説明において、「 s_1 の変調方式を QPSK に固定」することとして説明したが、「 s_2 の変調方式を QPSK に固定する」ことが考えられる。このとき、固定の変調方式（ここでは、QPSK）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、16 QAM と 64 QAM）に対しては、パワー変更を行うものとする。つまり、この場合、送信装置は、図 8 4 に示す構成ではなく、図 8 4 に示した構成からパワー変更部 8 4 0 1 B を除き、 $s_1(t)$ 側にパワー変更部を設ける構成となる。すると、固定の変調方式（ここでは、QPSK）を s_2 に設定したとき、以下の関係式（8 6）が成立する。

[0706]

[数86]

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} ue^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (86)}
 \end{aligned}$$

[0707] すると、「s 2の変調方式をQPSKに固定し、s 1の変調方式を16QAMから64QAMに変更（16QAM、64QAMいずれかに設定）」しても、 $u_{16} < u_{64}$ とするとよい。（なお、16QAMのときにパワー変更のために乗算された値が u_{16} であり、64QAMのときにパワー変更のために乗算された値が u_{64} であり、QPSKはパワー変更が行われないものとする。）

また、（s 1の変調方式、s 2の変調方式）のセットを、（QPSK、16QAM）または（16QAM、QPSK）または（QPSK、64QAM）または（64QAM、QPSK）のいずれかの設定が可能な場合、 $u_{16} < u_{64}$ の関係を満たすとよい。

[0708] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

s 1の変調方式を固定とし、I-Q平面における信号点の数がc個の変調方式Cとする。また、s 2の変調方式として、I-Q平面における信号点の数がa個の変調方式AとI-Q平面における信号点の数がb個の変調方式B（ $a > b > c$ ）のいずれかの設定が可能であるとする。（ただし、変調方式Aのs 2時点の平均電力値（平均値）と変調方式Bのs 2時点の平均電力値（平均値）とは等しいものとする。）

このとき、s 2の変調方式として、変調方式Aを設定したときに、設定するパワー変更のための値を u_a とする。また、s 2の変調方式として、変調方式Bを設定したときに、設定するパワー変更のための値を u_b とする。このとき、 $u_b < u_a$ とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができ

る。

[0709] 固定の変調方式（ここでは、変調方式C）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、変調方式Aと変調方式B）に対し、パワー変更を行うものとする。すると、「s 2の変調方式を変調方式Cと固定とし、s 1の変調方式を変調方式Aから変調方式Bに変更（変調方式A、変調方式Bいずれかに設定）」する場合でも、 $u_b < u_a$ とするとよい。また、（s 1の変調方式、s 2の変調方式）のセットを、（変調方式C、変調方式A）または（変調方式A、変調方式C）または（変調方式C、変調方式B）または（変調方式B、変調方式C）のいずれかの設定が可能な場合、 $u_b < u_a$ の関係を満たすとよい。

（例2）

図84を用いて、例1とは異なる動作の例を説明する。なお、s 1 (t) は、変調方式64QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図86のとおりであり、kは式(85)のとおりである。また、s 2 (t) は、変調方式16QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図80のとおりであり、gは式(79)のとおりである。なお、tは時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

[0710] パワー変更部(8401B)は、変調方式16QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）307B、制御信号(8400)を入力とし、制御信号(8400)に基づき、設定したパワー変更のための値をuとすると、変調方式16QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）307Bをu倍した信号(8402B)を出力する。なお、uは実数とし、 $u < 1.0$ とする。プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法におけるプリコーディング行列をF、規則的に位相変更を行うための位相変更値をy (t) (y (t)は絶対値が1の虚数（実数を含む）、つまり、 $e^{j\theta(t)}$ と表すことができる)とすると、式(82)が成立する。

[0711] したがって、64QAMの平均電力と16QAMの平均電力の比は $1 : u^2$

と設定することになる。これにより、図 8 3 のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

従来、送信電力制御は、一般的には、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

[0712] 上述で、「制御信号（8400）により、パワー変更のための値 u を設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号（8400）によるパワー変更のための値 u の設定手法について詳しく説明する。

（例 2 - 1）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の 1 ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[0713] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC 符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは 2 系統に分配される。2 系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号） $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0714] 制御信号（8400）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（8401B）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（8401B）が、制御信号（8400）

が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値 u を設定することである。ここでは、ブロック長 X に応じたパワー変更のための値を u_{LX} という形で記載することとする。

- [0715] 例えば、ブロック長として 1000 が選択された場合、パワー変更部 (8401B) はパワー変更のための値 u_{L1000} を設定し、ブロック長として 1500 が選択された場合、パワー変更部 (8401B) はパワー変更のための値 u_{L1500} を設定し、ブロック長として 3000 が選択された場合、パワー変更部 (8401B) はパワー変更のための値 u_{L3000} を設定する。このとき、例えば、 u_{L1000} 、 u_{L1500} 、 u_{L3000} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。(例えば、 $u_{L1000} = u_{L1500}$ であることもある。重要なことは、(u_{L1000} 、 u_{L1500} 、 u_{L3000}) の中に、2 つ以上の値が存在することである。)

上述では、3 つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が 2 つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が 2 つ以上存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

(例 2-2)

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力 (平均値) を設定する方法について説明する。

- [0716] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC 符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の

符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは2系統に分配される。2系統に分配された符号化後のデータは、それぞれs1の変調方式とs2の変調方式で変調され、ベースバンド信号（アップリンク後の信号）s1(t)及びs2(t)が生成される。

[0717] 制御信号(8400)は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部(8401B)は、制御信号(8400)に応じたパワー変更のための値uを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部(8401B)が、制御信号(8400)が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値uを設定することである。ここでは、符号化率 r_x に応じたパワー変更のための値を u_x という形で記載することとする。

[0718] 例えば、符号化率として r_1 が選択された場合、パワー変更部(8401B)はパワー変更のための値 u_{r_1} を設定し、符号化率として r_2 が選択された場合、パワー変更部(8401B)はパワー変更のための値 u_{r_2} を設定し、符号化率として r_3 が選択された場合、パワー変更部(8401B)はパワー変更のための値 u_{r_3} を設定する。このとき、例えば、 u_{r_1} 、 u_{r_2} 、 u_{r_3} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても、パワー変更の値を変更する必要がある。(例えば、 $u_{r_1} = u_{r_2}$ であることもある。重要なことは、(u_{r_1} 、 u_{r_2} 、 u_{r_3})の中に、2つ以上の値が存在することである。)

なお、上記 r_1 、 r_2 、 r_3 の一例としては、誤り訂正符号がLDPC符号の場合には、それぞれ $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ といった符号化率であることが考えられる。

[0719] 上述では、3つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が2つ以上設定可能な際に、設定可能な

パワー変更のための値が2つ以上存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

(例2-3)

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[0720] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられる変調方式に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力(平均値)を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、 s_1 の変調方式を64QAMに固定するものとし、制御信号により、 s_2 の変調方式を16QAMからQPSKに変更する(または、16QAM、QPSKのいずれかの設定が可能な)場合について考える。 s_1 の変調方式を64QAMとする場合、 $s_1(t)$ のマッピング方法としては、図86のとおりであり、図86において k は式(85)である。 s_2 の変調方式を16QAMとする場合、 $s_2(t)$ のマッピング方法としては、図80のとおりであり、図80において g は式(79)であり、また、 $s_2(t)$ の変調方式をQPSKとする場合、 $s_2(t)$ のマッピング方法としては、図81のとおりであり、図81において h は式(78)であるとする。

[0721] このようなマッピングを行うと、16QAMの場合とQPSKの場合とで平均電力(平均値)は等しくなる。

図84において、 s_2 の変調方式が16QAMのときパワー変更部8401Bは、 $u = u_{16}$ と設定し、 s_2 の変調方式がQPSKのとき $u = u_4$ と設定するものとする。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、 $u_4 < u_{16}$ とすると、 s_2 の変調方式が16QAM、QPSKのうちいずれの場合であっても、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0722] なお、上述の説明において、「 s_1 の変調方式を64QAMと固定」とし

て説明したが、「s 2の変調方式を64 QAMと固定とし、s 1の変調方式を16 QAMからQPSKに変更（16 QAM、QPSKいずれかに設定）」しても、 $u_4 < u_{16}$ とするとよい（例1-3での説明と同様に考えればよい。）。（なお、16 QAMのときにパワー変更のために乗算された値が u_{16} であり、QPSKのときにパワー変更のために乗算された値が u_4 であり、64 QAMはパワー変更が行われないものとする。）また、（s 1の変調方式、s 2の変調方式）のセットを、（64 QAM、16 QAM）または（16 QAM、64 QAM）または（64 QAM、QPSK）または（QPSK、64 QAM）のいずれかの設定が可能な場合、 $u_4 < u_{16}$ の関係を満たすとよい。

[0723] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

s 1の変調方式を固定とし、I-Q平面における信号点の数がc個の変調方式Cとする。また、s 2の変調方式として、I-Q平面における信号点の数がa個の変調方式AとI-Q平面における信号点の数がb個の変調方式B（ $c > b > a$ ）のいずれかの設定が可能であるとする。（ただし、変調方式Aのs 2時点の平均電力値（平均値）と変調方式Bのs 2時点の平均電力値（平均値）とは等しいものとする。）

このとき、s 2の変調方式として、変調方式Aを設定したときに、設定するパワー変更のための値を u_a とする。また、s 2の変調方式として、変調方式Bを設定したときに、設定するパワー変更のための値を u_b とする。このとき、 $u_a < u_b$ とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0724] 固定の変調方式（ここでは、変調方式C）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、変調方式Aと変調方式B）に対し、パワー変更を行うものとする。すると、「s 2の変調方式を変調方式Cに固定し、s 1の変調方式を変調方式Aから変調方式Bに変更（変調方式A、変調方式Bいずれかに設定）」する場合でも、 $u_a < u_b$ とするとよい。また、（s 1の変調方式、s 2の変調方式）のセットを、（変調方式C、変

調方式A) または(変調方式A、変調方式C) または(変調方式C、変調方式B) または(変調方式B、変調方式C) のいずれかの設定が可能な場合、 $u_a < u_b$ の関係を満たすとよい。

(例3)

図84を用いて、例1とは異なる動作の例を説明する。なお、 $s_1(t)$ は、変調方式16QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)とし、マッピング方法は、図80のとおりであり、 g は式(79)のとおりである。また、 $s_2(t)$ は、変調方式64QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)とし、マッピング方法は、図86のとおりであり、 k は式(85)のとおりである。なお、 t は時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

[0725] パワー変更部(8401B)は、変調方式64QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307B、制御信号(8400)を入力とし、制御信号(追加400)に基づき、設定したパワー変更のための値を u とすると、変調方式64QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307Bを u 倍した信号(8402B)を出力する。なお、 u は実数とし、 $u > 1$ 、 0 とする。プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法におけるプリコーディング行列を F 、規則的に位相変更を行うための位相変更値を $y(t)$ ($y(t)$ は絶対値が1の虚数(実数を含む)、つまり、 $e^{j\theta(t)}$ と表すことができる)とすると、式(82)が成立する。

[0726] したがって、16QAMの平均電力と64QAMの平均電力の比は $1 : u^2$ と設定することになる。これにより、図83のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

従来、送信電力制御は、一般的には、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

[0727] 上述で、「制御信号(8400)により、パワー変更のための値 u を設定

する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号（８４００）によるパワー変更のための値 u の設定手法について詳しく説明する。

（例３－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[0728] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号） $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0729] 制御信号（８４００）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（８４０１Ｂ）は、制御信号（８４００）に応じてパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（８４０１Ｂ）が、制御信号（８４００）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値 u を設定することである。ここでは、ブロック長 X に応じたパワー変更のための値を u_{LX} という形で記載することとする。

[0730] 例えば、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（８４０１Ｂ）はパワー変更のための値 u_{L1000} を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（８４０１Ｂ）はパワー変更のための値 u_{L1500} を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変

更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{L3000} を設定する。このとき、例えば、 u_{L1000} 、 u_{L1500} 、 u_{L3000} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、 $u_{L1000} = u_{L1500}$ であることもある。重要なことは、 $(u_{L1000}, u_{L1500}, u_{L3000})$ の中に、2つ以上の値が存在することである。）

上述では、3つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が2つ以上存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

（例3-2）

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[0731] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは2系統に分配される。2系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号） $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0732] 制御信号（8400）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（8401B）は、制御信号（8400）に応じ

てパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（8401B）が、制御信号（8400）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値 u を設定することである。ここでは、符号化率 r_x に応じたパワー変更のための値を u_{r_x} という形で記載することとする。

- [0733] 例えば、符号化率として r_1 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r_1} を設定し、符号化率として r_2 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r_2} を設定し、符号化率として r_3 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r_3} を設定する。このとき、例えば、 u_{r_1} 、 u_{r_2} 、 u_{r_3} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、 $u_{r_1} = u_{r_2}$ であることもある。重要なことは、（ u_{r_1} 、 u_{r_2} 、 u_{r_3} ）の中に、2つ以上の値が存在することである。）

なお、上記 r_1 、 r_2 、 r_3 の一例としては、誤り訂正符号がLDPC符号の場合には、それぞれ $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ といった符号化率であることが考えられる。

- [0734] 上述では、3つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が2つ以上存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

（例3-3）

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[0735] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられる変調方式に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、 s_1 の変調方式を 16 QAM に固定するものとし、制御信号により、 s_2 の変調方式を 64 QAM から QPSK に変更する（または、64 QAM、QPSK のいずれかの設定が可能な）場合について考える。 s_1 の変調方式を 16 QAM とする場合、 $s_2(t)$ のマッピング方法としては、図 80 のとおりであり、図 80 において g は式 (79) である。 s_2 の変調方式を 64 QAM とする場合、 $s_1(t)$ のマッピング方法としては、図 86 のとおりであり、図 86 において k は式 (85) であり、また、 $s_2(t)$ の変調方式を QPSK とする場合、 $s_2(t)$ のマッピング方法としては、図 81 のとおりであり、図 81 において h は式 (78) であるとする。

[0736] このようなマッピングを行うと、16 QAM の場合と QPSK の場合とで平均電力は等しくなる。

図 84 において、 s_2 の変調方式が 64 QAM のとき $u = u_{64}$ 設定し、 s_2 の変調方式が QPSK のとき $u = u_4$ と設定するものとする。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、 $u_4 < u_{64}$ とすると、 s_2 の変調方式が 16 QAM、64 QAM いずれのときも、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0737] なお、上述の説明において、「 s_1 の変調方式を 16 QAM に固定」するとして説明したが、「 s_2 の変調方式を 16 QAM に固定し、 s_1 の変調方式を 64 QAM から QPSK に変更（64 QAM、QPSK いずれかに設定）」した場合であっても、 $u_4 < u_{64}$ とするとよい（例 1-3 での説明と同様に考えればよい。）。（なお、64 QAM のときにパワー変更のために乗算された値が u_{64} であり、QPSK のときにパワー変更のために乗算された値が u_4 であり、16 QAM はパワー変更が行われないものとする。）また、（ s_1 の変調方式、 s_2 の変調方式）のセットを、（16 QAM、64 QAM

）または（64 QAM、16 QAM）または（16 QAM、QPSK）または（QPSK、16 QAM）のいずれかの設定が可能な場合、 $u_4 < u_{64}$ の関係を満たすとよい。

[0738] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

s 1 の変調方式を固定とし、I-Q平面における信号点の数がc個の変調方式Cとする。また、s 2 の変調方式として、I-Q平面における信号点の数がa個の変調方式AとI-Q平面における信号点の数がb個の変調方式B（ $c > b > a$ ）のいずれかの設定が可能であるとする。（ただし、変調方式Aのs 2時点の平均電力値（平均値）と変調方式Bのs 2時点の平均電力値（平均値）とは等しいものとする。）

このとき、s 2の変調方式として、変調方式Aを設定したときに、設定するパワー変更のための値を u_a とする。また、s 2の変調方式として、変調方式Bを設定したときに、設定するパワー変更のための値を u_b とする。このとき、 $u_a < u_b$ とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0739] 固定の変調方式（ここでは、変調方式C）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、変調方式Aと変調方式B）に対し、パワー変更を行うものとする。すると、「s 2の変調方式を変調方式Cに固定し、s 1の変調方式を変調方式Aから変調方式Bに変更（変調方式A、変調方式Bいずれかに設定）」する場合でも、 $u_a < u_b$ とするとよい。また、（s 1の変調方式、s 2の変調方式）のセットを、（変調方式C、変調方式A）または（変調方式A、変調方式C）または（変調方式C、変調方式B）または（変調方式B、変調方式C）のいずれかの設定が可能な場合、 $u_a < u_b$ の関係を満たすとよい。

（例4）

上述では、s 1、s 2のうち、一方のパワーを変更する場合について述べたが、ここでは、s 1、s 2の両者のパワーを変更する場合について説明する。

[0740] 図85を用いて、動作の一例を説明する。なお、 $s_1(t)$ は、変調方式QPSKのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図81のとおりであり、 h は式(78)のとおりである。また、 $s_2(t)$ は、変調方式16QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図80のとおりであり、 g は式(79)のとおりである。なお、 t は時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

[0741] パワー変更部(8401A)は、変調方式QPSKのベースバンド信号（マッピング後の信号）307A、制御信号(8400)を入力とし、制御信号(8400)に基づき、設定したパワー変更のための値を v とすると、変調方式QPSKのベースバンド信号（マッピング後の信号）307Aを v 倍した信号(8402A)を出力する。

パワー変更部(8401B)は、変調方式16QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）307B、制御信号(8400)を入力とし、制御信号(8400)に基づき、設定したパワー変更のための値を u とすると、変調方式16QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）307Bを u 倍した信号(8402B)を出力する。そして、 $u = v \times w$ ($w > 1, 0$)とする。

[0742] 規則的に位相を変更する方法におけるプリコーディング行列を $F[t]$ とすると、次式(87)が成立する。

プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法におけるプリコーディング行列を F 、規則的に位相変更を行うための位相変更値を $y(t)$ ($y(t)$ は絶対値が1の虚数（実数を含む）、つまり $e^{j\theta(t)}$ と表すことができる)とすると、次式(87)が成立する。

[0743]

[数87]

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v e^{j0} & 0 \\ 0 & u e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & v \times w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (87)}
\end{aligned}$$

[0744] したがって、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力の比は $v^2 : u^2 = v^2 : v^2 \times w^2 = 1 : w^2$ と設定することになる。これにより、図83のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

なお、式(83)、式(84)を考慮すると、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力の比は $v^2 : u^2 = v^2 : v^2 \times w^2 = 1 : w^2 = 1 : 5$ あるいはQPSKの平均電力と16QAMの平均電力の比は $v^2 : u^2 = v^2 : v^2 \times w^2 = 1 : w^2 = 1 : 2$ が有効な例として考えられるが、システムとして求められる要求条件によって、適宜設定することが可能である。

[0745] 従来、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

上述で、「制御信号(8400)により、パワー変更のための値 v 、 u を設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号(8400)によるパワー変更のための値 v 、 u を設定について詳しく説明する。

(例4-1)

送信装置が複数のブロック長(符号化後の1ブロックを構成しているビツ

ト数であり、符号長とも呼ばれる)の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力(平均値)を設定する方法について説明する。

[0746] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは2系統に分配される。2系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号(マッピング後の信号) $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0747] 制御信号(8400)は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部(8401A)は、制御信号(8400)に応じてパワー変更のための値 v を設定する。同様にパワー変更部(8401B)は、制御信号(8400)に応じてパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部(8401A、8401B)が、制御信号(8400)が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値 v 、 u を設定することである。ここでは、ブロック長 X に応じたパワー変更のための値をそれぞれ、 v_{LX} 、 u_{LX} という形で記載することとする。

[0748] 例えば、ブロック長として1000が選択された場合、パワー変更部(8401A)はパワー変更のための値 v_{L1000} を設定し、ブロック長として1500が選択された場合、パワー変更部(8401A)はパワー変更のための値 v_{L1500} を設定し、ブロック長として3000が選択された場合、パワー変更部(8401A)はパワー変更のための値 v_{L3000} を設定する。

[0749] 一方、ブロック長として1000が選択された場合、パワー変更部(8401B)はパワー変更のための値 u_{L1000} を設定し、ブロック長として1500が選択された場合、パワー変更部(8401B)はパワー変更のための値

u_{L1500} を設定し、ブロック長として3000が選択された場合、パワー変更部(8401B)はパワー変更のための値 u_{L3000} を設定する。

[0750] このとき、例えば、 v_{L1000} 、 v_{L1500} 、 v_{L3000} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、 u_{L1000} 、 u_{L1500} 、 u_{L3000} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。(例えば、 $u_{L1000} = u_{L1500}$ であることもあり、また、 $v_{L1000} = v_{L1500}$ であることもある。重要なことは、(v_{L1000} 、 v_{L1500} 、 v_{L3000})のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。また、(u_{L1000} 、 u_{L1500} 、 u_{L3000})のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。)なお、 v_{LX} と u_{LX} とが、平均電力値の比、 $1 : w^2$ を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

[0751] 上述では、3つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 u_{LX} が2つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 u_{LX} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが一つの重要な点であり、また、送信装置において、符号長が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 v_{LX} が2つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 v_{LX} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことも重要な点である。

(例4-2)

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に

応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[0752] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは2系統に分配される。2系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号） $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0753] 制御信号（8400）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（8401A）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値 v を設定する。また、パワー変更部（8401B）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（8401A、8401B）が、制御信号（8400）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値 v 、 u を設定することである。ここでは、符号化率 r_x に応じたパワー変更のための値をそれぞれ、 v_{r_x} 、 u_{r_x} という形で記載することとする。

[0754] 例えば、符号化率として r_1 が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{r_1} を設定し、符号化率として r_2 が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{r_2} を設定し、符号化率として r_3 が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{r_3} を設定する。

また、符号化率として r_1 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r_1} を設定し、符号化率として r_2 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r_2} を設定し、符号化率として r_3 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r_3} を設定する。

[0755] このとき、例えば、 v_{r1} 、 v_{r2} 、 v_{r3} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、 u_{r1} 、 u_{r2} 、 u_{r3} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、 $v_{r1} = v_{r2}$ であることもあり、また、 $u_{r1} = u_{r2}$ であることもある。重要なことは、 (v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}) のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。また、 (u_{r1}, u_{r2}, u_{r3}) のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。）なお、 v_{rx} と u_{rx} とが、平均電力値の比、 $1 : w^2$ を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

[0756] また、上記 $r1$ 、 $r2$ 、 $r3$ の一例としては、誤り訂正符号が LDPC 符号の場合には、それぞれ $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ といった符号化率であることが考えられる。

上述では、3つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 u_{rx} が2つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 u_{rx} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点であり、また、送信装置において、符号化率が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 v_{rx} が2つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 v_{rx} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことも重要な点である。

(例4-3)

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[0757] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられる変調方式に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、 s_1 の変調方式を QPSK に固定とし、制御信号により、 s_2 の変調方式を 16QAM から 64QAM に変更する（または、16QAM、64QAM のいずれかの設定が可能な）場合について考える。 s_1 の変調方式を QPSK とする場合、 $s_1(t)$ のマッピング方法としては、図 81 のとおりであり、図 81 において h は式 (78) である。 s_2 の変調方式を 16QAM とする場合、 $s_2(t)$ のマッピング方法としては、図 80 のとおりであり、図 80 において g は式 (79) であり、また、 $s_2(t)$ の変調方式を 64QAM とする場合、 $s_2(t)$ のマッピング方法としては、図 86 のとおりであり、図 86 において k は式 (85) であるとする。

[0758] 図 85 において、 s_1 の変調方式を QPSK とし、 s_2 の変調方式が 16QAM としたとき、 $v = \alpha$ とし、 $u = \alpha \times w_{16}$ 設定するものとする。このとき、QPSK の平均電力と 16QAM の平均電力の比は $v^2 : u^2 = \alpha^2 : \alpha^2 \times w_{16}^2 = 1 : w_{16}^2$ となる。

そして、図 85 において、 s_1 の変調方式を QPSK とし s_2 の変調方式が 64QAM としたとき、 $v = \beta$ とし、 $u = \beta \times w_{64}$ 設定するものとする。このとき、QPSK の平均電力と 64QAM の平均電力の比は $v : u = \beta^2 : \beta^2 \times w_{64}^2 = 1 : w_{64}^2$ となる。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、 $1. 0 < w_{16} < w_{64}$ とすると、 s_2 の変調方式が 16QAM、64QAM いずれのときも、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0759] なお、上述の説明において、「 s_1 の変調方式を QPSK に固定」するとして説明したが、「 s_2 の変調方式を QPSK に固定する」ことが考えられる。このとき、固定の変調方式（ここでは、QPSK）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、16QAM と 64QAM）に対し、パワー変更を行うものとする。すると、固定の変調方式（こ

ここでは、QPSK)をs2に設定したとき、以下の関係式(88)が成立する。

[0760] [数88]

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} ue^{j0} & 0 \\ 0 & ve^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v \times w & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(88)}
 \end{aligned}$$

[0761] すると、「s2の変調方式をQPSKに固定し、s1の変調方式を16QAMから64QAMに変更(16QAM、64QAMいずれかに設定)」しても、 $1.0 < w_{16} < w_{64}$ とするとよい。(なお、16QAMのときにパワー変更のために乗算された値が $u = \alpha \times w_{16}$ であり、64QAMのときにパワー変更のために乗算された値が $u = \beta \times w_{64}$ であり、QPSKのパワー変更のための値は、複数の設定可能な変調方式が16QAMのとき $v = \alpha$ であり、複数の設定可能な変調方式が64QAMのとき $v = \beta$ となる。)また、(s1の変調方式、s2の変調方式)のセットを、(QPSK、16QAM)または(16QAM、QPSK)または(QPSK、64QAM)または(64QAM、QPSK)のいずれかの設定が可能な場合、 $1.0 < w_{16} < w_{64}$ の関係を満たすとよい。

[0762] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

一般化した場合、s1の変調方式を固定とし、I-Q平面における信号点の数がc個の変調方式Cとする。s2の変調方式として、I-Q平面における信号点の数がa個の変調方式AとI-Q平面における信号点の数がb個の変調方式B($a > b > c$)のいずれかの設定が可能であるとする。このとき

、 s_1 の変調方式が変調方式Cでその平均電力と s_2 の変調方式として、変調方式Aを設定したときの、その平均電力の比を $1 : w_a^2$ とする。 s_1 の変調方式が変調方式Cでその平均電力と s_2 の変調方式として、変調方式Bを設定したときの、その平均電力の比を $1 : w_b^2$ とする。このとき、 $w_b < w_a$ とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0763] したがって、上述の例では「 s_1 の変調方式を変調方式Cに固定」するとして説明したが、「 s_2 の変調方式を変調方式Cに固定し、 s_1 の変調方式を変調方式Aから変調方式Bに変更（変調方式A、変調方式Bいずれかに設定）」した場合であっても、平均電力に関し、 $w_b < w_a$ とするとよい。（このとき、上述と同様に、変調方式Cの平均電力を1とした場合、変調方式Aの平均電力が w_a^2 であり、変調方式Bの平均電力が w_b^2 である。）また、（ s_1 の変調方式、 s_2 の変調方式）のセットを、（変調方式C、変調方式A）または（変調方式A、変調方式C）または（変調方式C、変調方式B）または（変調方式B、変調方式C）のいずれかの設定が可能な場合、平均電力に関し、 $w_b < w_a$ の関係を満たすとよい。

（例5）

図85を用いて、例4とは異なる動作の例を説明する。なお、 $s_1(t)$ は、変調方式64QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図86のとおりであり、 k は式（85）のとおりである。また、 $s_2(t)$ は、変調方式16QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図80のとおりであり、 g は式（79）のとおりである。なお、 t は時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

[0764] パワー変更部（8401A）は、変調方式64QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）307A、制御信号（8400）を入力とし、制御信号（8400）に基づき、設定したパワー変更のための値を v とすると、変調方式64QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）307Aを v 倍した信号（8402A）を出力する。

パワー変更部（８４０１Ｂ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（８４００）を入力とし、制御信号（８４００）に基づき、設定したパワー変更のための値を u とすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂを u 倍した信号（８４０２Ｂ）を出力する。そして、 $u = v \times w$ （ $w < 1.0$ ）とする。

[0765] プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法におけるプリコーディング行列を F 、規則的に位相変更を行うための位相変更値を $y(t)$ （ $y(t)$ は絶対値が１の虚数（実数を含む）、つまり $e^{j\theta(t)}$ と表すことができる）とすると、上述の式（８７）が成立する。

したがって、６４ＱＡＭの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比は $v^2 : u^2 = v^2 : v^2 \times w^2 = 1 : w^2$ と設定することになる。これにより、図８３のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

[0766] 従来、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

上述で、「制御信号（８４００）により、パワー変更のための値 v 、 u を設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号（８４００）によるパワー変更のための値 v 、 u を設定について詳しく説明する。

（例５－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[0767] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは2系統に分配される。2系統に分配された符号化後のデータは、それぞれs1の変調方式とs2の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）s1(t)及びs2(t)が生成される。

[0768] 制御信号（8400）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（8401A）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値vを設定する。同様にパワー変更部（8401B）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値uを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（8401A、8401B）が、制御信号（8400）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値v、uを設定することである。ここでは、ブロック長Xに応じたパワー変更のための値をそれぞれ、 v_{LX} 、 u_{LX} という形で記載することとする。

[0769] 例えば、ブロック長として1000が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{L1000} を設定し、ブロック長として1500が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{L1500} を設定し、ブロック長として3000が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{L3000} を設定する。

[0770] 一方、ブロック長として1000が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{L1000} を設定し、ブロック長として1500が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{L1500} を設定し、ブロック長として3000が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{L3000} を設定する。

[0771] このとき、例えば、 v_{L1000} 、 v_{L1500} 、 v_{L3000} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能である

ことがある。同様に、 u_{L1000} 、 u_{L1500} 、 u_{L3000} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、 $u_{L1000} = u_{L1500}$ であることもあり、また、 $v_{L1000} = v_{L1500}$ であることもある。重要なことは、 $(v_{L1000}, v_{L1500}, v_{L3000})$ のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。また、 $(u_{L1000}, u_{L1500}, u_{L3000})$ のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。）なお、 v_{LX} と u_{LX} とが、平均電力値の比、 $1 : w^2$ を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

[0772] 上述では、3つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 u_{LX} が2つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 u_{LX} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが一つの重要な点であり、また、送信装置において、符号長が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 v_{LX} が2つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 v_{LX} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことも重要な点である。

(例5-2)

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[0773] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロ

ック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは2系統に分配される。2系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号） $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0774] 制御信号（8400）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（8401A）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値 v を設定する。また、パワー変更部（8401B）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（8401A、8401B）が、制御信号（8400）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値 v 、 u を設定することである。ここでは、符号化率 r_x に応じたパワー変更のための値をそれぞれ、 v_{rx} 、 u_{rx} という形で記載することとする。

[0775] 例えば、符号化率として r_1 が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{r1} を設定し、符号化率として r_2 が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{r2} を設定し、符号化率として r_3 が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{r3} を設定する。

また、符号化率として r_1 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r1} を設定し、符号化率として r_2 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r2} を設定し、符号化率として r_3 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r3} を設定する。

[0776] このとき、例えば、 v_{r1} 、 v_{r2} 、 v_{r3} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、 u_{r1} 、 u_{r2} 、 u_{r3} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただ

し、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、 $v_{r1} = v_{r2}$ であることもあり、また、 $u_{r1} = u_{r2}$ であることもある。重要なことは、 (v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}) のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。また、 (u_{r1}, u_{r2}, u_{r3}) のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。）なお、 v_{rx} と u_{rx} とが、平均電力値の比、 $1 : w^2$ を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

[0777] また、上記 $r1$ 、 $r2$ 、 $r3$ の一例としては、誤り訂正符号が LDPC 符号の場合には、それぞれ $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ といった符号化率であることが考えられる。

上述では、3つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 u_{rx} が2つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 u_{rx} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点であり、また、送信装置において、符号化率が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 v_{rx} が2つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 v_{rx} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることも重要な点である。

(例5-3)

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[0778] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、 $s1$ 及び $s2$ の生成に用いられる変調方式に応じて、 $s1$ および $s2$ の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、 $s1$ の変調方式を 64 QAM に固定とし、制御信号

により、 s_2 の変調方式を16QAMからQPSKに変更する（または、16QAM、QPSKのいずれかの設定が可能な）場合について考える。 s_1 の変調方式を64QAMとする場合、 $s_1(t)$ のマッピング方法としては、図86のとおりであり、図86において k は式(85)である。 s_2 の変調方式を16QAMとする場合、 $s_2(t)$ のマッピング方法としては、図80のとおりであり、図80において g は式(79)であり、また、 $s_2(t)$ の変調方式をQPSKとする場合、 $s_2(t)$ のマッピング方法としては、図81のとおりであり、図81において h は式(78)であるとする。

[0779] 図85において、 s_1 の変調方式を64QAMとし、 s_2 の変調方式が16QAMとしたとき、 $v = \alpha$ とし、 $u = \alpha \times w_{16}$ 設定するものとする。このとき、64QAMの平均電力と16QAMの平均電力の比は $v^2 : u^2 = \alpha^2 : \alpha^2 \times w_{16}^2 = 1 : w_{16}^2$ となる。

そして、図85において、 s_1 の変調方式を64QAMとし s_2 の変調方式がQPSKとしたとき、 $v = \beta$ とし、 $u = \beta \times w_4$ 設定するものとする。このとき、64QAMの平均電力とQPSKの平均電力の比は $v^2 : u^2 = \beta^2 : \beta^2 \times w_4^2 = 1 : w_4^2$ となる。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、 $w_4 < w_{16} < 1.0$ とすると、 s_2 の変調方式が16QAM、QPSKいずれのときも、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0780] なお、上述の説明において、「 s_1 の変調方式を64QAMに固定」するとして説明したが、「 s_2 の変調方式を64QAMに固定し、 s_1 の変調方式を16QAMからQPSKに変更（16QAM、QPSKいずれかに設定）」しても、 $w_4 < w_{16} < 1.0$ とするとよい。（例4-3での説明と同様に考えればよい。）。（なお、16QAMのときにパワー変更のために乗算された値が $u = \alpha \times w_{16}$ であり、QPSKのときにパワー変更のために乗算された値が $u = \beta \times w_4$ であり、64QAMのパワー変更のための値は、複数の設定可能な変調方式が16QAMのとき $v = \alpha$ であり、複数の設定可能な変調方式がQPSKのとき $v = \beta$ となる。）また、（ s_1 の変調方式、 s_2 の変調方式）のセットを、（64QAM、16QAM）または（16QAM、

64QAM) または (64QAM、QPSK) または (QPSK、64QAM) のいずれかの設定が可能な場合、 $w_4 < w_{16} < 1.0$ の関係を満たすといふ。

[0781] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

一般化した場合、 s_1 の変調方式を固定とし、 $I-Q$ 平面における信号点の数が c 個の変調方式 C とする。 s_2 の変調方式として、 $I-Q$ 平面における信号点の数が a 個の変調方式 A と $I-Q$ 平面における信号点の数が b 個の変調方式 B ($c > b > a$) のいずれかの設定が可能であるとする。このとき、 s_1 の変調方式が変調方式 C でその平均電力と s_2 の変調方式として、変調方式 A を設定したときの、その平均電力の比を $1 : w_a^2$ とする。 s_1 の変調方式が変調方式 C でその平均電力と s_2 の変調方式として、変調方式 B を設定したときの、その平均電力の比を $1 : w_b^2$ とする。このとき、 $w_a < w_b$ とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0782] したがって、「 s_1 の変調方式を変調方式 C に固定」するとして説明したが、「 s_2 の変調方式を変調方式 C に固定し、 s_1 の変調方式を変調方式 A から変調方式 B に変更 (変調方式 A 、変調方式 B いずれかに設定)」した場合であっても、平均電力に関し、 $w_a < w_b$ とするとよい。(このとき、上述と同様に、変調方式 C の平均電力を 1 とした場合、変調方式 A の平均電力が w_a^2 であり、変調方式 B の平均電力が w_b^2 である。) また、(s_1 の変調方式、 s_2 の変調方式) のセットを、(変調方式 C 、変調方式 A) または (変調方式 A 、変調方式 C) または (変調方式 C 、変調方式 B) または (変調方式 B 、変調方式 C) のいずれかの設定が可能な場合、平均電力に関し、 $w_a < w_b$ の関係を満たすといふ。

(例 6)

図 85 を用いて、例 4 とは異なる動作の例を説明する。なお、 $s_1(t)$ は、変調方式 16QAM のベースバンド信号 (マッピング後の信号) とし、マッピング方法は、図 86 のとおりであり、 g は式 (79) のとおりである。また、 $s_2(t)$ は、変調方式 64QAM のベースバンド信号 (マッピン

グ後の信号)とし、マッピング方法は、図86のとおりであり、 k は式(85)のとおりである。なお、 t は時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

[0783] パワー変更部(8401A)は、変調方式16QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307A、制御信号(8400)を入力とし、制御信号(8400)に基づき、設定したパワー変更のための値を v とすると、変調方式16QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307Aを v 倍した信号(8402A)を出力する。

パワー変更部(8401B)は、変調方式64QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307B、制御信号(8400)を入力とし、制御信号(8400)に基づき、設定したパワー変更のための値を u とすると、変調方式64QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307Bを u 倍した信号(8402B)を出力する。そして、 $u = v \times w$ ($w < 1.0$)とする。

[0784] プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法におけるプリコーディング行列を F 、規則的に位相変更を行うための位相変更値を $y(t)$ ($y(t)$ は絶対値が1の虚数(実数を含む)、つまり $e^{j\theta(t)}$ と表すことができる)とすると、上述の式(87)が成立する。

したがって、64QAMの平均電力と16QAMの平均電力の比は $v^2 : u^2 = v^2 : v^2 \times w^2 = 1 : w^2$ と設定することになる。これにより、図83のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

[0785] 従来、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

上述で、「制御信号(8400)により、パワー変更のための値 v 、 u を設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受

信品質を向上させるための、制御信号（８４００）によるパワー変更のための値 v 、 u を設定について詳しく説明する。

（例６－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[0786] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号） $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0787] 制御信号（８４００）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（８４０１Ａ）は、制御信号（８４００）に応じてパワー変更のための値 v を設定する。同様にパワー変更部（８４０１Ｂ）は、制御信号（８４００）に応じてパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（８４０１Ａ、８４０１Ｂ）が、制御信号（８４００）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値 v 、 u を設定することである。ここでは、ブロック長 X に応じたパワー変更のための値をそれぞれ、 v_{LX} 、 u_{LX} という形で記載することとする。

[0788] 例えば、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（８４０１Ａ）はパワー変更のための値 v_{L1000} を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（８４０１Ａ）はパワー変更のための値 v_{L1500} を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変

更部（８４０１Ａ）はパワー変更のための値 v_{L3000} を設定する。

[0789] 一方、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（８４０１Ｂ）はパワー変更のための値 u_{L1000} を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（８４０１Ｂ）はパワー変更のための値 u_{L1500} を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変更部（８４０１Ｂ）はパワー変更のための値 u_{L3000} を設定する。

[0790] このとき、例えば、 v_{L1000} 、 v_{L1500} 、 v_{L3000} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、 u_{L1000} 、 u_{L1500} 、 u_{L3000} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、 $u_{L1000} = u_{L1500}$ であることもあり、また、 $v_{L1000} = v_{L1500}$ であることもある。重要なことは、 $(v_{L1000}, v_{L1500}, v_{L3000})$ のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。また、 $(u_{L1000}, u_{L1500}, u_{L3000})$ のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。）なお、 v_{Lx} と u_{Lx} とが、平均電力値の比、 $1 : w^2$ を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

[0791] 上述では、３つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 u_{Lx} が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 u_{Lx} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが一つの重要な点であり、また、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 v_{Lx} が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 v_{Lx} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができるこ

とも重要な点である。

(例 6 - 2)

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力を設定する方法について説明する。

[0792] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリターボ符号、および、LDPC符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは2系統に分配される。2系統に分配された符号化後のデータは、それぞれ s_1 の変調方式と s_2 の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号） $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ が生成される。

[0793] 制御信号（8400）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（8401A）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値 v を設定する。また、パワー変更部（8401B）は、制御信号（8400）に応じてパワー変更のための値 u を設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（8401A、8401B）が、制御信号（8400）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値 v 、 u を設定することである。ここでは、符号化率 r_x に応じたパワー変更のための値をそれぞれ、 v_{r_x} 、 u_{r_x} という形で記載することとする。

[0794] 例えば、符号化率として r_1 が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{r_1} を設定し、符号化率として r_2 が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{r_2} を設定し、符号化率として r_3 が選択された場合、パワー変更部（8401A）はパワー変更のための値 v_{r_3} を設定する。

また、符号化率として r_1 が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r_1} を設定し、符号化率として r_2 が選択された

場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r2} を設定し、符号化率として $r3$ が選択された場合、パワー変更部（8401B）はパワー変更のための値 u_{r3} を設定する。

[0795] このとき、例えば、 v_{r1} 、 v_{r2} 、 v_{r3} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、 u_{r1} 、 u_{r2} 、 u_{r3} を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、 $v_{r1} = v_{r2}$ であることもあり、また、 $u_{r1} = u_{r2}$ であることもある。重要なことは、 (v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}) のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。また、 (u_{r1}, u_{r2}, u_{r3}) のセットの中に、2つ以上の値が存在することである。）なお、 v_{rx} と u_{rx} とが、平均電力値の比、 $1 : w^2$ を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

[0796] また、上記 $r1$ 、 $r2$ 、 $r3$ の一例としては、誤り訂正符号がLDPC符号の場合には、それぞれ $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ といった符号化率であることが考えられる。

上述では、3つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 u_{rx} が2つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 u_{rx} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点であり、また、送信装置において、符号化率が2つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値 v_{rx} が2つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値 v_{rx} の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことも重要な点である。

(例 6-3)

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施すること
が重要となる。

[0797] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、 s_1 及び s_2 の生成に用いられる変調方式に応じて、 s_1 および s_2 の平均電力 (平均値) を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、 s_1 の変調方式を 16QAM に固定とし、制御信号により、 s_2 の変調方式を 64QAM から QPSK に変更する (または、16QAM、QPSK のいずれかの設定が可能な) 場合について考える。 s_1 の変調方式を 16QAM とする場合、 $s_1(t)$ のラッピング方法としては、図 80 のとおりであり、図 80 において g は式 (79) である。 s_2 の変調方式を 64QAM とする場合、 $s_2(t)$ のラッピング方法としては、図 86 のとおりであり、図 86 において k は式 (85) であり、また、 $s_2(t)$ の変調方式を QPSK とする場合、 $s_2(t)$ のラッピング方法としては、図 81 のとおりであり、図 81 において h は式 (78) であるとする。

[0798] 図 85 において、 s_1 の変調方式を 16QAM とし、 s_2 の変調方式が 64QAM としたとき、 $v = \alpha$ とし、 $u = \alpha \times w_6$ 設定するものとする。このとき、64QAM の平均電力と 16QAM の平均電力の比は $v^2 : u^2 = \alpha^2 : \alpha^2 \times w_6^2 = 1 : w_6^2$ となる。

そして、図 85 において、 s_1 の変調方式を 16QAM とし s_2 の変調方式が QPSK としたとき、 $v = \beta$ とし、 $u = \beta \times w_4$ 設定するものとする。このとき、64QAM の平均電力と QPSK の平均電力の比は $v^2 : u^2 = \beta^2 : \beta^2 \times w_4^2 = 1 : w_4^2$ となる。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、 $w_4 < w_6$ とすると、 s_2 の変調方式が 64QAM、QPSK のいずれのときも、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0799] なお、上述の説明において、「 s_1 の変調方式を 16QAM に固定」するとして説明したが、「 s_2 の変調方式を 16QAM に固定し、 s_1 の変調方式を 64QAM から QPSK に変更 (16QAM、QPSK のいずれかに設定

)」しても、 $w_4 < w_{64}$ とするとよい。（例４－３での説明と同様に考えればよい。）。（なお、１６ＱＡＭのときにパワー変更のために乗算された値が $u = \alpha \times w_{16}$ であり、ＱＰＳＫのときにパワー変更のために乗算された値が $u = \beta \times w_4$ であり、６４ＱＡＭのパワー変更のための値は、複数の設定可能な変調方式が１６ＱＡＭのとき $v = \alpha$ であり、複数の設定可能な変調方式がＱＰＳＫのとき $v = \beta$ となる。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）または（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ）または（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）または（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）のいずれかの設定が可能な場合、 $w_4 < w_{64}$ の関係を満たすとよい。

[0800] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

一般化した場合、ｓ１の変調方式を固定とし、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がｃ個の変調方式Ｃとする。ｓ２の変調方式として、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がａ個の変調方式ＡとＩ－Ｑ平面における信号点の数がｂ個の変調方式Ｂ（ $c > b > a$ ）のいずれかの設定が可能であるとする。このとき、ｓ１の変調方式が変調方式Ｃでその平均電力とｓ２の変調方式として、変調方式Ａを設定したときの、その平均電力の比を $1 : w_a^2$ とする。ｓ１の変調方式が変調方式Ｃでその平均電力とｓ２の変調方式として、変調方式Ｂを設定したときの、その平均電力の比を $1 : w_b^2$ とする。このとき、 $w_a < w_b$ とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[0801] したがって、「ｓ１の変調方式を変調方式Ｃに固定」するとして説明したが、「ｓ２の変調方式を変調方式Ｃに固定し、ｓ１の変調方式を変調方式Ａから変調方式Ｂに変更（変調方式Ａ、変調方式Ｂいずれかに設定）」した場合であっても、平均電力に関し、 $w_a < w_b$ とするとよい。（このとき、上述と同様に、変調方式Ｃの平均電力を１とした場合、変調方式Ａの平均電力が w_a^2 であり、変調方式Ｂの平均電力が w_b^2 である。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（変調方式Ｃ、変調方式Ａ）または（変調方式Ａ、変調方式Ｃ）または（変調方式Ｃ、変調方式Ｂ）または（変調方式Ｂ、変調方式Ｃ）のいずれかの設定が可能な場合、平均電力に関し、 $w_a <$

w_b の関係を満たすとよい。

[0802] 上記「実施の形態 1」等にした本明細書において、規則的に位相を変更する方法に用いるプリコーディング行列の式 (36) において、 $\alpha = 1$ と設定すると、上記のように、「s 1 の変調方式と s 2 の変調方式が異なるとき、s 1 の平均電力と s 2 の平均電力を異なるようにする」としても、z 1 の平均電力と z 2 平均電力は等しくなり、送信装置が具備する送信電力増幅器の P A P R (Peak-to-Average Power Ratio) (ピーク電力対平均電力比) を大きくすることにつながらないため、送信装置の消費電力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。

[0803] ただし、 $\alpha \neq 1$ でも、P A P R への影響が少ない規則的に位相を変更する方法に用いるプリコーディング行列は存在する。例えば、実施の形態 1 における式 (36) であらわされるプリコーディング行列を用い、規則的に位相を変更する方法を実現したとき、 $\alpha \neq 1$ でも、P A P R の影響は少ない。

(受信装置の動作)

次に、受信装置の動作について、説明する。受信装置の動作については、実施の形態 1 等で説明したとおりであり、例えば、受信装置の構成は、図 7、図 8、図 9 に示されている。

[0804] 図 5 の関係から、受信信号 $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$ は、チャネル変動値、 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ を用いると、図 84、図 85 のように送信装置が変調信号を送信した場合、以下の 2 つの式のいずれかの関係が成立する。

例 1、例 2、例 3 の場合、図 5 から、以下の式 (89) に示す関係を導くことができる。

[0805]

[数89]

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (89)} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} s1(t) \\ us2(t) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

[0806] また、例 1、例 2、例 3 で説明したように、以下の式 (90) のような関係となる場合もある。

[0807] [数90]

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} ue^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (90)} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} us1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

[0808] 上記の関係を用いて、受信装置は、復調（検波）を行う（送信装置が送信したビットの推定を行う）ことになる（実施の形態 1 等で説明した場合と同様に実施すればよいことになる）。

一方、例 4、例 5、例 6 の場合、図 5 から、以下の式 (91) に示す関係を導くことができる。

[0809]

[数91]

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & v \times w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} vs1(t) \\ us2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (91)} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} vs1(t) \\ v \times w \times s2(t) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

[0810] また、例3、例4、例5で説明したように、以下の式(92)のような関係となる場合もある。

[0811] [数92]

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} ue^{j0} & 0 \\ 0 & ve^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v \times w & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} us1(t) \\ vs2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (92)} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v \times ws1(t) \\ vs2(t) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

[0812] 上記の関係を用いて、受信装置は、復調(検波)を行う(送信装置が送信したビットの推定を行う)ことになる(実施の形態1等で説明した場合と同様に実施すればよいことになる)。

なお、例１～例６では、パワー変更部を送信装置に追加する構成を示したが、マッピングの段階において、パワー変更を行ってもよい。

[0813] また、例１、例２、例３で説明したように、特に、式（８９）に示したように図３、図４のマッピング部３０６Ｂが、 $u \times s_2(t)$ を出力する場合もあり、パワー変更部を省略してもよい。この場合、マッピング後の信号 $s_1(t)$ およびマッピング後の信号 $u \times s_2(t)$ に対し、プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法を適用していることになる。

[0814] そして、例１、例２、例３で説明したように、特に、式（９０）に示したように図３、図４のマッピング部３０６Ａが、 $u \times s_1(t)$ を出力する場合もあり、パワー変更部を省略してもよい。この場合、マッピング後の信号 $u \times s_1(t)$ およびマッピング後の信号 $s_2(t)$ に対し、プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法を適用していることになる。

[0815] また、例４、例５、例６の場合、特に、式（９１）に示したように図３、図４のマッピング部３０６Ａが、 $v \times s_1(t)$ 、マッピング部３０６Ｂが、 $u \times s_2(t)$ を出力する場合もあり、いずれもパワー変更部を省略してもよい。この場合、マッピング後の信号 $v \times s_1(t)$ およびマッピング後の信号 $u \times s_2(t)$ に対し、プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法を適用していることになる。

[0816] そして、例４、例５、例６の場合、特に、式（９２）に示したように図３、図４のマッピング部３０６Ａが、 $u \times s_1(t)$ 、マッピング部３０６Ｂが、 $v \times s_2(t)$ を出力する場合もあり、いずれもパワー変更部を省略してもよい。この場合、マッピング後の信号 $u \times s_1(t)$ およびマッピング後の信号 $v \times s_2(t)$ に対し、プリコーディング後の変調信号に対し、規則的に位相を変更する方法を適用していることになる。

[0817] なお、式（８９）～（９２）に示す F は、時間 t に用いたプリコーディング行列であり、 $y(t)$ は位相変更値ある。受信装置は、上述で示した、 r

$1(t)$ 、 $r2(t)$ と $s1(t)$ 、 $s2(t)$ の関係を利用して、復調（検波）を行うことになる（実施の形態1等で説明した場合と同様に実施すればよいことになる）。ただし、上述で示した式には、雑音成分、周波数オフセット、チャネル推定誤差等の歪み成分は、式にあらわされておらず、これらを含んだ形で、復調（検波）が行われることになる。なお、送信装置がパワー変更を行うために使用する u 、 v の値については、送信装置が、これらに関する情報を送信するか、または、使用する送信モード（送信方法、変調方式、誤り訂正方式等）の情報を送信し、受信装置は、その情報を得ることで、送信装置が用いた u 、 v の値を知ることができ、これにより、上述で示した関係式を導き、復調（検波）を行うことになる。

[0818] 本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング後の変調信号に対し、位相変更値を切り替える場合を例として説明したが、他の実施の形態の説明と同様に、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング後の変調信号に対し、位相変更値を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いている t を f （周波数（サブ）キャリア）に置き換えることになる。

[0819] よって、時間軸方向にプリコーディング後の変調信号に対し、位相変更値を切り替える場合、 $z1(t)$ 、 $z2(t)$ において、同一時間の $z1(t)$ 、 $z2(t)$ は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。そして、周波数軸方向にプリコーディング後の変調信号に対し、位相変更値を切り替える場合、 $z1(f)$ 、 $z2(f)$ において、同一周波数（同一サブキャリア）の $z1(f)$ 、 $z2(f)$ は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。

[0820] また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング後の変調信号に対し、位相変更方法を切り替える場合についても他の実施の形態で述べたように同様に実施することが可能である。なお、本実施の形態におけるプリコーディング後の変調信号に対し、位相変更方法を切り替える方法は、本明細書で説明

したプリコーディング後の変調信号に対し、位相変更方法を切り替える方法に限定されるものではない。

- [0821] また、2ストリームのベースバンド信号 $s_1(i)$ 、 $s_2(i)$ （ただし、 i は、（時間、または、周波数（キャリア）の）順番をあらわす）に対し、規則的な位相変更およびプリコーディングを行い（順番はどちらが先であってもよい）生成された、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ において、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$ とし、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ とする。このとき、ベースバンド成分の入れ替えを行い、
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$
- とし、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ に相当する変調信号を送信アンテナ1、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ に相当する変調信号を送信アンテナ2から、同一時刻に同一周波数を用いて送信する、というように、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ に相当する変調信号と入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ を異なるアンテナから、同一時刻に同一周波数を用いて送信するとしてもよい。また、
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$
 - ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$
- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分

分を $Q_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i)$ 、直交成分を $I_1(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i)$ 、直交成分を $I_2(i)$

としてもよい。また、上述では、2ストリームの信号に対し両者の信号処理を行い、両者の信号処理後の信号の同相成分と直交成分の入れ替えについて説明したが、これに限ったものではなく、2ストリームより多い信号に対し両者の信号処理後を行い、両者の信号処理後の信号の同相成分と直交成分の入れ替えを行うことも可能である。

[0822] 加えて、以下のような信号の入れ替えを行ってもよい。例えば、

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i)$ 、直交成分を $Q_1(i)$

なお、この入れ替えについては、図55の構成により、実現することができる。

[0823] また、上記の例では、同一時刻（同一周波数（（サブ）キャリア））のベースバンド信号の入れ替えを説明しているが、同一時刻のベースバンド信号の入れ替えでなくてもよい。例として、以下のように記述することができる

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直

[illegible]

分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $I_2(i+w)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $Q_2(i+w)$ 、直交成分を $I_1(i+v)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $Q_1(i+v)$ 、直交成分を $I_2(i+w)$

加えて、以下のような信号の入れ替えを行ってもよい。例えば、

- ・入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_2(i+w)$ 、直交成分を $Q_2(i+w)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_1(i+v)$ 、直交成分を $Q_1(i+v)$

なお、これについても、図55の構成により、実現することができる。

[0824] 図55は、上記の記載を説明するためのベースバンド信号入れ替え部5502を示す図である。図面1に示すように、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_1(i)$ 5501__1、 $z_2(i)$ 5501__2において、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_1(i)$ 5501__1の同相成分を I_1 (

i ）、直交成分を $Q_1(i)$ とし、両者の信号処理後のベースバンド信号 $z_2(i)$ の同相成分を $I_2(i)$ 、直交成分を $Q_2(i)$ とする。そして、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分を $I_{r_1}(i)$ 、直交成分を $Q_{r_1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分を $I_{r_2}(i)$ 、直交成分を $Q_{r_2}(i)$ とすると、入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(i)$ の同相成分 $I_{r_1}(i)$ 、直交成分 $Q_{r_1}(i)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(i)$ の同相成分 $I_{r_2}(i)$ 、直交成分を $Q_{r_2}(i)$ は上述で説明したいずれかであらわされるものとする。なお、この例では、同一時刻（同一周波数（サブ）キャリア）の両者の信号処理後のベースバンド信号の入れ替えについて説明したが、上述のように、異なる時刻（異なる周波数（サブ）キャリア）の両者の信号処理後のベースバンド信号の入れ替えであってもよい。

[0825] また、上述の入れ替えは、規則的に入れ替え方法を切り替えてもよい。

例えば、

時間 0 において、

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(0)$ の同相成分を $I_1(0)$ 、直交成分を $Q_1(0)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(0)$ の同相成分を $I_2(0)$ 、直交成分を $Q_2(0)$

時間 1 において、

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(1)$ の同相成分を $I_2(1)$ 、直交成分を $Q_2(1)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(1)$ の同相成分を $I_1(1)$ 、直交成分を $Q_1(1)$

...

としてもよい、つまり、

時間 $2k$ のとき（ k は整数）

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(2k)$ の同相成分を $I_1(2k)$ 、直交成分を $Q_1(2k)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(2k)$ の同相成分

を $I_2(2k)$ 、直交成分を $Q_2(2k)$

とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(2k+1)$ の同相成分を $I_2(2k+1)$ 、直交成分を $Q_2(2k+1)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(2k+1)$ の同相成分を $I_1(2k+1)$ 、直交成分を $Q_1(2k+1)$

としてもよい。

また、

時間 $2k$ のとき (k は整数)

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(2k)$ の同相成分を $I_2(2k)$ 、直交成分を $Q_2(2k)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(2k)$ の同相成分を $I_1(2k)$ 、直交成分を $Q_1(2k)$

とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(2k+1)$ の同相成分を $I_1(2k+1)$ 、直交成分を $Q_1(2k+1)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(2k+1)$ の同相成分を $I_2(2k+1)$ 、直交成分を $Q_2(2k+1)$

としてもよい。

[0826] 同様に、周波数軸方向で切り替えてもよい。つまり、

周波数 ((サブ) キャリア) $2k$ のとき (k は整数)

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(2k)$ の同相成分を $I_1(2k)$ 、直交成分を $Q_1(2k)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(2k)$ の同相成分を $I_2(2k)$ 、直交成分を $Q_2(2k)$

とし、

周波数 ((サブ) キャリア) $2k+1$ のとき (k は整数)

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(2k+1)$ の同相成分を $I_2(2k+1)$ 、直交成分を $Q_2(2k+1)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(2k+1)$ の同相成分を $I_1(2k+1)$ 、直交成分を $Q_1(2k+1)$

としてもよい。

また、

周波数（（サブ）キャリア） $2k$ のとき（ k は整数）

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(2k)$ の同相成分を $I_2(2k)$ 、直交成分を $Q_2(2k)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(2k)$ の同相成分を $I_1(2k)$ 、直交成分を $Q_1(2k)$

とし、

周波数（（サブ）キャリア） $2k+1$ のとき（ k は整数）

入れ替え後のベースバンド信号 $r_1(2k+1)$ の同相成分を $I_1(2k+1)$ 、直交成分を $Q_1(2k+1)$ 、入れ替え後のベースバンド信号 $r_2(2k+1)$ の同相成分を $I_2(2k+1)$ 、直交成分を $Q_2(2k+1)$

としてもよい。

（実施の形態G1）

本実施の形態では、一例として、QPSKのマッピングを施した変調信号と16QAMのマッピングを施した変調信号を送信する場合に、QPSKのマッピングを施した変調信号の平均電力と16QAMのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定する方法の実施の形態F1と異なる方法について説明する。

[0827] 実施の形態F1で説明したように、 s_1 の変調信号の変調方式をQPSK、 s_2 の変調信号の変調方式を16QAM（または、 s_1 の変調信号の変調方式を16QAM、 s_2 の変調信号の変調方式をQPSK）とし、QPSKのマッピングを施した変調信号の平均電力と16QAMのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定した場合、送信装置が使用するプリコーディング行列によっては、送信装置が具備する送信電力増幅器のPAPR（Peak-to-Average Power Ratio）（ピーク電力対平均電力比）が大きくなり、送信装置の消費電力が大きくなるという課題が発生することがある。

[0828] 本実施の形態では、「実施の形態1」等にした本明細書において、規則

的に位相を変更する方法に用いるプリコーディング行列の式(36)において、 $\alpha \neq 1$ としても、PAPRへの影響が少ないプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法について述べる。

本実施の形態では、一例として、 s_1 、 s_2 の変調方式がQPSK、16QAMのいずれかであるときに関して説明を行う。

[0829] まず、QPSKのマッピング、および、16QAMのマッピング方法について説明を行う。なお、本実施の形態における s_1 、 s_2 は、以下で述べるQPSKのマッピング、または、16QAMのマッピングいずれかに基づく信号であるものとする。

まず、16QAMのマッピングについて、図80を用いて説明する。図80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。図80の信号点8000は、送信するビット(入力ビット)を $b_0 \sim b_3$ とすると、例えば、送信するビットが $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (1, 0, 0, 0)$ (この値は、図80に記載されている値である。)のとき、同相I-直交Q平面における座標は、 $(I, Q) = (-3 \times g, 3 \times g)$ であり、このI、Qの値が、マッピング後の信号となる。なお、送信するビット (b_0, b_1, b_2, b_3) が他の値のときも、 (b_0, b_1, b_2, b_3) にもとづき、図80から、 (I, Q) のセットが決定し、I、Qの値が、マッピング後の信号(s_1 および s_2)となる。

[0830] 次に、QPSKのマッピングについて、図81を用いて説明する。図81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。図81の信号点8100は、送信するビット(入力ビット)を b_0, b_1 とすると、例えば、送信するビットが $(b_0, b_1) = (1, 0)$ (この値は、図81に記載されている値である。)のとき、同相I-直交Q平面における座標は、 $(I, Q) = (-1 \times h, 1 \times h)$ であり、このI、Qの値が、マッピング後の信号となる。なお、送信するビット (b_0, b_1) が他の値のときも、 (b_0, b_1) にもとづき、図81から、 (I, Q) のセットが決定し、I、Qの値が、マッピング後の信号(s_1 および s_2)となる。

[0831] なお、 s_1 、 s_2 の変調方式がQPSK、16QAMのいずれかであるとき、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力を等しくするために、 h は式(78)となり、 g は式(79)となる。

図85に示したプリコーディング関連の信号処理部を用いた時、変調方式、パワー変更値、位相変更値の、時間軸（または、周波数軸、時間および周波数軸）における変更方法の例を図87、図88に示す。

[0832] 図87の例では、時間 $t = 0$ から $t = 11$ における、各時間の、設定する変調方式、パワー変更値(u 、 v)、位相変更値($y[t]$)を表として示している。なお、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ において、同一時間の $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。(図87では、時間軸で記載しているが、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているとき、時間軸方向で、各種方法(変調方式、パワー変更値、位相変更値)を切り替えるのではなく、周波数(サブキャリア)軸方向で、各種方法を切り替えることも可能である。したがって、図87に示しているように、 $t = 0$ を $f = f_0$ 、 $t = 1$ を $f = f_1$ 、...と置き換えて考えればよい。(fは周波数(サブキャリア)を示しており、 f_0 、 f_1 、...は使用する周波数(サブキャリア)を示している。)このとき、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ において、同一周波数(同一サブキャリア)の $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。)

図87に示すように、変調方式がQPSKのとき、QPSKの変調信号に対しては、パワー変更部(ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。)では、 a を乗算することになる(a は実数)。そして、変調方式が16QAMのとき、16QAMの変調信号に対しては、パワー変更部(ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。)では、 b を乗算することになる(b は実数)。

[0833] 図87では、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる

位相変更値として、 $y[0]$ 、 $y[1]$ 、 $y[2]$ の3種類を用意し、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法としての切り替え周期は3となる。 $(t_0 \sim t_2, t_3 \sim t_5, \dots)$ で周期を形成している。)なお、本実施の形態では、図85の例のように、プリコーディング後に、一方のプリコーディング後の信号に対し、位相変更を行うため、 $y[i]$ は絶対値が1の複素数(したがって、 $y[i]$ は $e^{j\theta}$ とあらわすことができる)を扱う。しかし、本明細書に示したように、複数のプリコーディング後の信号に位相変更をすることも可能である。このとき、位相変更値は、複数のプリコーディング後の信号に対し、それぞれ存在することになる。

[0834] そして、 $s_1(t)$ の変調方式は、 $t_0 \sim t_2$ ではQPSK、 $t_3 \sim t_5$ では16QAM、 $\dots$ となっており、 $s_2(t)$ の変調方式は、 $t_0 \sim t_2$ では16QAM、 $t_3 \sim t_5$ ではQPSK、 $\dots$ となっている。したがって、 $(s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットは、(QPSK、16QAM)または(16QAM、QPSK)となっている。

[0835] このとき、重要となる点は、

「 $y[0]$ で位相変更を行う際の $(s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在している点であり、同様に、 $y[1]$ で位相変更を行う際の $(s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在しており、また、同様に、 $y[2]$ で位相変更を行う際の $(s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在する。」

ことである。

[0836] また、パワー変更部(8501A)は、 $s_1(t)$ の変調方式がQPSKのとき、 $s_1(t)$ に a を乗算し、 $a \times s_1(t)$ を出力することになり、 $s_1(t)$ の変調方式が16QAMのとき、 $s_1(t)$ に b を乗算し、 $b \times s_1(t)$ を出力することになる。

パワー変更部(8501B)は、 $s_2(t)$ の変調方式がQPSKのとき、 $s_2(t)$ に a を乗算し、 $a \times s_2(t)$ を出力することになり、 $s_2(t)$ の変調方式が16QAMのとき、 $s_2(t)$ に b を乗算し、 $b \times s_2(t)$ を出力することになる。

[0837] なお、QPSKのマッピングを施した変調信号の平均電力と16QAMのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定する場合の方法については、実施の形態F1で説明したとおりである。

したがって、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットを考慮すると、図87に示すように、位相変更と変調方式切り替えを考慮したときの周期は $6 = 3 \times 2$ 、(3:プリコーディング後に定期的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の数、2:各位相変更値において、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在する)となる。

[0838] 以上のように、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)が存在するようにし、かつ、プリコーディング後に定期的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の各位相変更において、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在するようにすることで、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のPAPRに与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、LOS環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[0839] なお、上述の説明において、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の場合で説明したが、これに限ったものではなく、($s_1(t)$ の変調方式、

$s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、64QAM)、(64QAM、QPSK)、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(16QAM、64QAM)、(64QAM、16QAM)、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(128QAM、64QAM)、(64QAM、128QAM)、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(256QAM、64QAM)、(64QAM、256QAM)等であってもよく、つまり、異なる2つの変調方式を用意し、 $s_1(t)$ の変調方式と $s_2(t)$ の変調方式を異なるように設定すれば、同様に実施することができる。

[0840] 図88は、時間 $t=0$ から $t=11$ における、各時間の、設定する変調方式、パワー変更値、位相変更値を表として示している。なお、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ において、同一時間の $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。(図88では、時間軸で記載しているが、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているとき、時間軸方向で、各種方法を切り替えるのではなく、周波数(サブキャリア)軸方向で、各種方法を切り替えることも可能である。したがって、図88に示しているように、 $t=0$ を $f=f_0$ 、 $t=1$ を $f=f_1$ 、・・・と置き換えて考えればよい。(fは周波数(サブキャリア)を示しており、 f_0 、 f_1 、・・・は使用する周波数(サブキャリア)を示している。)このとき、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ において、同一周波数(同一サブキャリア)の $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。)なお、図88は、図87で説明した要件を満たす、図87とは異なる例である。

[0841] 図88に示すように、変調方式がQPSKのとき、QPSKの変調信号に対しては、パワー変更部(ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。)では、 a を乗算することになる(a は実数)。そして、変調方式が16QAMのとき、16QAMの変調信号に対しては、パワー変更部(ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更

部、重み付け部と呼んでもよい。)では、 b を乗算することになる(b は実数)。

[0842] 図88では、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として、 $y[0]$ 、 $y[1]$ 、 $y[2]$ の3種類を用意し、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法としての切り替え周期は3となる。($t_0 \sim t_2$ 、 $t_3 \sim t_5$ 、 $\dots$ で周期を形成している。)

そして、 $s_1(t)$ の変調方式は、時間軸において、QPSKと16QAMが交互に設定されるようになっており、また、この点については、 $s_2(t)$ についても同様である。そして、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットは、(QPSK、16QAM)または(16QAM、QPSK)となっている。

[0843] このとき、重要となる点は、

「 $y[0]$ で位相変更を行う際の($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在している点であり、同様に、 $y[1]$ で位相変更を行う際の($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在しており、また、同様に、 $y[2]$ で位相変更を行う際の($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在する。」

である。

[0844] また、パワー変更部(8501A)は、 $s_1(t)$ の変調方式がQPSKのとき、 $s_1(t)$ に a を乗算し、 $a \times s_1(t)$ を出力することになり、 $s_1(t)$ の変調方式が16QAMのとき、 $s_1(t)$ に b を乗算し、 $b \times s_1(t)$ を出力することになる。

パワー変更部(8501B)は、 $s_2(t)$ の変調方式がQPSKのとき、 $s_2(t)$ に a を乗算し、 $a \times s_2(t)$ を出力することになり、 $s_2(t)$ の変調方式が16QAMのとき、 $s_2(t)$ に b を乗算し、 $b \times s_2(t)$

t) を出力することになる。

[0845] したがって、(s 1 (t) の変調方式、s 2 (t) の変調方式) のセットを考慮すると、図 8 8 に示すように、位相変更と変調方式切り替えを考慮したときの周期は $6 = 3 \times 2$ 、(3 : プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の数、2 : 各位相変更値において、(s 1 (t) の変調方式、s 2 (t) の変調方式) のセットが (Q P S K、1 6 Q A M)、(1 6 Q A M、Q P S K) の両者が存在する) となる。

[0846] 以上のように、(s 1 (t) の変調方式、s 2 (t) の変調方式) のセットが (Q P S K、1 6 Q A M)、(1 6 Q A M、Q P S K) が存在するようにし、かつ、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の各位相変更値において、(s 1 (t) の変調方式、s 2 (t) の変調方式) のセットが (Q P S K、1 6 Q A M)、(1 6 Q A M、Q P S K) の両者が存在するようにすることで、Q P S K の平均電力と 1 6 Q A M の平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器の P A P R に与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、L O S 環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[0847] なお、上述の説明において、(s 1 (t) の変調方式、s 2 (t) の変調方式) のセットが (Q P S K、1 6 Q A M)、(1 6 Q A M、Q P S K) の場合で説明したが、これに限ったものではなく、(s 1 (t) の変調方式、s 2 (t) の変調方式) のセットが (Q P S K、6 4 Q A M)、(6 4 Q A M、Q P S K)、(s 1 (t) の変調方式、s 2 (t) の変調方式) のセットが (1 6 Q A M、6 4 Q A M)、(6 4 Q A M、1 6 Q A M)、(s 1 (t) の変調方式、s 2 (t) の変調方式) のセットが (1 2 8 Q A M、6 4 Q A M)、(6 4 Q A M、1 2 8 Q A M)、(s 1 (t) の変調方式、s 2 (t) の変調方式) のセットが (2 5 6 Q A M、6 4 Q A M)、(6 4 Q A

M、256QAM)等であってもよく、つまり、異なる2つの変調方式を用意し、 $s_1(t)$ の変調方式と $s_2(t)$ の変調方式を異なるように設定すれば、同様に実施することができる。

[0848] また、各時間(各周波数)の、設定する変調方式、パワー変更値、位相変更値の関係は、図87、図88に限ったものではない。

以上をまとめると、以下の点が重要となる。

($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)が存在するようにし、変調方式Aの平均電力と変調方式Bの平均電力が異なるように設定する。

そして、パワー変更部(8501A)は、 $s_1(t)$ の変調方式が変調方式Aのとき、 $s_1(t)$ に a を乗算し、 $a \times s_1(t)$ を出力することになり、 $s_1(t)$ の変調方式が変調方式Bのとき、 $s_1(t)$ に b を乗算し、 $b \times s_1(t)$ を出力する。同様に、パワー変更部(8501B)は、 $s_2(t)$ の変調方式が変調方式Aのとき、 $s_2(t)$ に a を乗算し、 $a \times s_2(t)$ を出力することになり、 $s_2(t)$ の変調方式が変調方式Bのとき、 $s_2(t)$ に b を乗算し、 $b \times s_2(t)$ を出力する。

[0849] また、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値として、 $y[0]$ 、 $y[1]$ 、 $\dots$ 、 $y[N-2]$ 、 $y[N-1]$ (つまり、 $y[k]$ において、 k は0以上 $N-1$ 以下)が存在するものとする。そして、 $y[k]$ において、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)の両者が存在するものとする。(このとき、「すべての k で、 $y[k]$ において、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)の両者が存在する」としてもよいし、また、「 $y[k]$ において、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)の両者が存在する、 k が存在する」としてもよい。)

以上のように、 $(s_1(t))$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)が存在するようにし、かつ、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の各位相変更値において、 $(s_1(t))$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)の両者が存在するようにすることで、変調方式Aの平均電力と変調方式Bの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のPAPRに与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、LOS環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[0850] 上記に関連し、以下では、 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ の生成方法について説明する。図3、図4に示したように、 $s_1(t)$ はマッピング部306A、 $s_2(t)$ はマッピング部306Bにより、生成される。したがって、上記の例では、図87、図88にしたがって、マッピング部306A、306Bは、QPSKのマッピングを行う場合と、16QAMのマッピングを行う場合の切り替えを行うことになる。

[0851] なお、図3、図4では、 $s_1(t)$ 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を別々に設けているが、必ずしもこれに限ったものではなく、例えば、図89のように、マッピング部(8902)は、デジタルデータ(8901)を入力とし、例えば、図87、図88にしたがって、 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ を生成し、 $s_1(t)$ をマッピング後の信号307Aとして出力し、また、 $s_2(t)$ をマッピング後の信号307Bとして出力する。

[0852] 図90は、図85、図89とは異なる重み付け合成部(プリコーディング部)周辺の構成の一例を示している。図90において、図3、図85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。そして、図91は、図90に対し、時間 $t=0$ から $t=11$ における、各時間の、設定する変調方

式、パワー変更値、位相変更値を表として示している。なお、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ において、同一時間の $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。（図91では、時間軸で記載しているが、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているとき、時間軸方向で、各種方法を切り替えるのではなく、周波数（サブキャリア）軸方向で、各種方法を切り替えることも可能である。したがって、図91に示しているように、 $t=0$ を $f=f_0$ 、 $t=1$ を $f=f_1$ 、 $\dots$ と置き換えて考えればよい。（ f は周波数（サブキャリア）を示しており、 f_0 、 f_1 、 $\dots$ は使用する周波数（サブキャリア）を示している。）このとき、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ において、同一周波数（同一サブキャリア）の $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。）

図91に示すように、変調方式がQPSKのとき、QPSKの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、 a を乗算することになる（ a は実数）。そして、変調方式が16QAMのとき、16QAMの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、 b を乗算することになる（ b は実数）。

[0853] 図91では、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として、 $y[0]$ 、 $y[1]$ 、 $y[2]$ の3種類を用意し、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法としての切り替え周期は3となる。（ $t_0 \sim t_2$ 、 $t_3 \sim t_5$ 、 $\dots$ で周期を形成している。）

そして、 $s_1(t)$ の変調方式は、QPSKで固定となっており、 $s_2(t)$ の変調方式は、16QAMで固定となっている。そして、図90の信号入れ替え部（9001）は、マッピング後の信号307A、307B、および、制御信号（8500）を入力とし、制御信号（8500）に基づき、マッピング後の信号307A、307Bに対し、入れ替え（入れ替えを行わな

い場合もある)を行い、入れ替え後の信号($9002A : \Omega 1(t)$)、および、入れ替え後の信号($9002B : \Omega 2(t)$)を出力する。

[0854] このとき、重要となる点は、

「 $y[0]$ で位相変更を行う際の($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在している点であり、同様に、 $y[1]$ で位相変更を行う際の($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在しており、また、同様に、 $y[2]$ で位相変更を行う際の($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在する。」

ことである。

[0855] また、パワー変更部(8501A)は、 $\Omega 1(t)$ の変調方式がQPSKのとき、 $\Omega 1(t)$ に a を乗算し、 $a \times \Omega 1(t)$ を出力することになり、 $\Omega 1(t)$ の変調方式が16QAMのとき、 $\Omega 1(t)$ に b を乗算し、 $b \times \Omega 1(t)$ を出力することになる。

パワー変更部(8501B)は、 $\Omega 2(t)$ の変調方式がQPSKのとき、 $\Omega 2(t)$ に a を乗算し、 $a \times \Omega 2(t)$ を出力することになり、 $\Omega 2(t)$ の変調方式が16QAMのとき、 $\Omega 2(t)$ に b を乗算し、 $b \times \Omega 2(t)$ を出力することになる。

[0856] なお、QPSKのマッピングを施した変調信号の平均電力と16QAMのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定する場合の方法については、実施の形態F1で説明したとおりである。

したがって、($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式)のセットを考慮すると、図91に示すように、位相変更と変調方式切り替えを考慮したときの周期は $6 = 3 \times 2$ 、(3:プリコーディング後に定期的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の数、2:各位相変更値において、($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式)のセッ

トが (QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK) の両者が存在する) となる。

[0857] 以上のように、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式) のセットが (QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK) が存在するようにし、かつ、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の各位相変更値において、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式) のセットが (QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK) の両者が存在するようにすることで、QPSK の平均電力と 16QAM の平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器の PAPR に与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、LOS 環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[0858] なお、上述の説明において、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式) のセットが (QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK) の場合で説明したが、これに限ったものではなく、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式) のセットが (QPSK、64QAM)、(64QAM、QPSK)、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式) のセットが (16QAM、64QAM)、(64QAM、16QAM)、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式) のセットが (128QAM、64QAM)、(64QAM、128QAM)、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式) のセットが (256QAM、64QAM)、(64QAM、256QAM) 等であってもよく、つまり、異なる 2 つの変調方式を用意し、 $\Omega_1(t)$ の変調方式と $\Omega_2(t)$ の変調方式を異なるように設定すれば、同様に実施することができる。

[0859] 図 92 は、図 90 に対し、時間 $t = 0$ から $t = 11$ における、各時間の、設定する変調方式、パワー変更値、位相変更値を表として示しており、図 91 と異なる表である。なお、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ において、同一時間の

$z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。（図92では、時間軸で記載しているが、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているとき、時間軸方向で、各種方法を切り替えるのではなく、周波数（サブキャリア）軸方向で、各種方法を切り替えることも可能である。したがって、図92に示しているように、 $t=0$ を $f=f_0$ 、 $t=1$ を $f=f_1$ 、・・・と置き換えて考えればよい。（ f は周波数（サブキャリア）を示しており、 f_0 、 f_1 、・・・は使用する周波数（サブキャリア）を示している。）このとき、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ において、同一周波数（同一サブキャリア）の $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。）

図92に示すように、変調方式がQPSKのとき、QPSKの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、 a を乗算することになる（ a は実数）。そして、変調方式が16QAMのとき、16QAMの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、 b を乗算することになる（ b は実数）。

[0860] 図92では、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として、 $y[0]$ 、 $y[1]$ 、 $y[2]$ の3種類を用意し、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法としての切り替え周期は3となる。（ $t_0 \sim t_2$ 、 $t_3 \sim t_5$ 、・・・で周期を形成している。）

そして、 $s_1(t)$ の変調方式は、QPSKで固定となっており、 $s_2(t)$ の変調方式は、16QAMで固定となっている。そして、図90の信号入れ替え部（9001）は、マッピング後の信号307A、307B、および、制御信号（8500）を入力とし、制御信号（8500）に基づき、マッピング後の信号307A、307Bに対し、入れ替え（入れ替えを行わない場合もある）を行い、入れ替え後の信号（9002A： $\Omega_1(t)$ ）、および、入れ替え後の信号（9002B： $\Omega_2(t)$ ）を出力する。

[0861] このとき、重要となる点は、

「 $y[0]$ で位相変更を行う際の ($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式) のセットが (QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK) の両者が存在している点であり、同様に、 $y[1]$ で位相変更を行う際の ($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式) のセットが (QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK) の両者が存在しており、また、同様に、 $y[2]$ で位相変更を行う際の ($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式) のセットが (QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK) の両者が存在する。」

ことである。

[0862] また、パワー変更部 (8501A) は、 $\Omega 1(t)$ の変調方式が QPSK のとき、 $\Omega 1(t)$ に a を乗算し、 $a \times \Omega 1(t)$ を出力することになり、 $\Omega 1(t)$ の変調方式が 16QAM のとき、 $\Omega 1(t)$ に b を乗算し、 $b \times \Omega 1(t)$ を出力することになる。

パワー変更部 (8501B) は、 $\Omega 2(t)$ の変調方式が QPSK のとき、 $\Omega 2(t)$ に a を乗算し、 $a \times \Omega 2(t)$ を出力することになり、 $\Omega 2(t)$ の変調方式が 16QAM のとき、 $\Omega 2(t)$ に b を乗算し、 $b \times \Omega 2(t)$ を出力することになる。

[0863] なお、QPSK のマッピングを施した変調信号の平均電力と 16QAM のマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定する場合の方法については、実施の形態 F1 で説明したとおりである。

したがって、($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式) のセットを考慮すると、図 92 に示すように、位相変更と変調方式切り替えを考慮したときの周期は $6 = 3 \times 2$ 、(3 : プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の数、2 : 各位相変更値において、($\Omega 1(t)$ の変調方式、 $\Omega 2(t)$ の変調方式) のセットが (QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK) の両者が存在する) となる。

[0864] 以上のように、 $(\Omega_1(t))$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)が存在するようにし、かつ、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の各位相変更値において、 $(\Omega_1(t))$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在するようにすることで、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のPAPRに与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、LOS環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[0865] なお、上述の説明において、 $(\Omega_1(t))$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の場合で説明したが、これに限ったものではなく、 $(\Omega_1(t))$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、64QAM)、(64QAM、QPSK)、 $(\Omega_1(t))$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(16QAM、64QAM)、(64QAM、16QAM)、 $(\Omega_1(t))$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(128QAM、64QAM)、(64QAM、128QAM)、 $(\Omega_1(t))$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(256QAM、64QAM)、(64QAM、256QAM)等であってもよく、つまり、異なる2つの変調方式を用意し、 $\Omega_1(t)$ の変調方式と $\Omega_2(t)$ の変調方式を異なるように設定すれば、同様に実施することができる。

[0866] また、各時間(各周波数)の、設定する変調方式、パワー変更値、位相変更値の関係は、図91、図92に限ったものではない。

以上をまとめると、以下の点が重要となる。

$(\Omega_1(t))$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)が存在するようにし、変調

方式Aの平均電力と変調方式Bの平均電力が異なるように設定する。

[0867] そして、パワー変更部(8501A)は、 $\Omega_1(t)$ の変調方式が変調方式Aのとき、 $\Omega_1(t)$ にaを乗算し、 $a \times \Omega_1(t)$ を出力することになり、 $\Omega_1(t)$ の変調方式が変調方式Bのとき、 $\Omega_1(t)$ にbを乗算し、 $b \times \Omega_1(t)$ を出力する。同様に、パワー変更部(8501B)は、 $\Omega_2(t)$ の変調方式が変調方式Aのとき、 $\Omega_2(t)$ にaを乗算し、 $a \times \Omega_2(t)$ を出力することになり、 $\Omega_2(t)$ の変調方式が変調方式Bのとき、 $\Omega_2(t)$ にbを乗算し、 $b \times \Omega_2(t)$ を出力する。

[0868] また、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値として、 $y[0]$ 、 $y[1]$ 、 $\dots$ 、 $y[N-2]$ 、 $y[N-1]$ (つまり、 $y[k]$ において、kは0以上N-1以下)が存在するものとする。そして、 $y[k]$ において、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)の両者が存在するものとする。(このとき、「すべてのkで、 $y[k]$ において、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)の両者が存在する」としてもよいし、また、「 $y[k]$ において、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)の両者が存在する、kが存在する」としてもよい。)

以上のように、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)が存在するようにし、かつ、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法で用いる位相変更値として用意した位相変更値の各位相変更値において、($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(変調方式A、変調方式B)、(変調方式B、変調方式A)の両者が存在するようにすることで、変調方式Aの平均電力と変調方式Bの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のPAPRに与える影響を少なくすること

ができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、LOS環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[0869] 次に、受信装置の動作について、説明する。受信装置の動作については、実施の形態1等で説明したとおりであり、例えば、受信装置の構成は、図7、図8、図9に示されている。

図5の関係から、受信信号 $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$ は、チャネル変動値、 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ を用いると、図87、図88、図91、図92のように送信装置が変調信号を送信した場合、以下の2つの式のいずれかの関係が成立する。

[0870] [数93]

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v e^{j0} & 0 \\ 0 & u e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (G1)} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

[0871]

[数94]

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v e^{j0} & 0 \\ 0 & u e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (G 2)} \\
&= \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) \\ h21(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

[0872] ただし、式（G 1）、式（G 2）に示すFは、時間tに用いたプリコーディング行列であり、y（t）は位相変更値ある。受信装置は、上記2つの式の関係を利用して、復調（検波）を行うことになる（実施の形態1の説明と同様に実施すればよいことになる）。ただし、上記2つの式には、雑音成分、周波数オフセット、チャネル推定誤差等の歪み成分は、式にあらわされておらず、これらを含んだ形で、復調（検波）が行われることになる。なお、送信装置がパワー変更を行うために使用するu、vの値については、送信装置が、これらに関する情報を送信するか、または、使用する送信モード（送信方法、変調方式、誤り訂正方式等）の情報を送信し、受信装置は、その情報を得ることで、送信装置が用いたu、vの値を知ることができ、これにより、上記2つの関係式を導き、復調（検波）を行うことになる。

[0873] 本実施の形態では、時間軸方向に位相変更値を切り替える場合を例として説明するが、他の実施の形態の説明と同様に、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向に位相変更値を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているtをf（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。また、時間一周波数軸方向で、位相変更値を切り替える場合についても同様に実施することが可能である。なお、本実施の形態におけるプリコーディン

グ後に規則的に位相変更を行う方法は、本明細書で説明したプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法に限定されるものではなく、また、位相変更を行わず、プリコーディングを行う方式に対して、本実施の形態を適用しても、PAPRへの影響が少ない、という効果を得ることができる。

[0874]

(実施の形態G2)

本実施の形態では、放送（または、通信）システムが、s1の変調方式がQPSK、s2の変調方式が16QAMの場合とs1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合をサポートしている場合、回路規模を削減することができる、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法について説明する。

[0875] まず、s1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合のプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法について述べる。

s1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合のプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法に用いるプリコーディング行列の例を実施の形態1で示している。プリコーディング行列Fは次式で表わされる。

[0876] [数95]

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (G3)}$$

[0877] 以下では、s1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合のプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法のプリコーディング行列として、式(G3)を用いる場合を例に説明する。

本実施の形態における、s1の変調方式がQPSK、s2の変調方式が16QAMの場合とs1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合をサポートしている場合の重み付け合成（プリコーディング）部周

辺の構成を図93に示す。図93において、図3、図6、図85と同様に動作するものについては、同一符号を付し、ここでは説明を省略する。

[0878] 図93のベースバンド信号入れ替え部9301は、プリコーディング後の信号309A ($z_1(t)$) およびプリコーディング・位相変更後の信号309B ($z_2(t)$)、制御信号8500を入力とし、制御信号8500が、「信号の入れ替えを行わない」ということを示している場合、信号9302A ($r_1(t)$) としてプリコーディング後の信号309A ($z_1(t)$) を出力し、信号9302B ($r_2(t)$) としてプリコーディング・位相変更後の信号309B ($z_2(t)$) を出力する。

[0879] そして、制御信号8500が、「信号の入れ替えを行う」ということを示している場合、ベースバンド信号入れ替え部8501は、

時間 $2k$ のとき (k は整数)

信号9302A ($r_1(2k)$) として、プリコーディング後の信号309A ($z_1(2k)$) を出力し、信号9302B ($r_2(2k)$) としてプリコーディング・位相変更後の信号309B ($z_2(2k)$) を出力する
とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

信号9302A ($r_1(2k+1)$) としてプリコーディング・位相変更後の信号309B ($z_2(2k+1)$) を出力し、信号9302B ($r_2(2k+1)$) としてプリコーディング後の信号309A ($z_1(2k+1)$) を出力する。

また、

時間 $2k$ のとき (k は整数)

信号9302A ($r_1(2k)$) としてプリコーディング・位相変更後の信号309B ($z_2(2k)$) を出力し、信号9302B ($r_2(2k)$) としてプリコーディング後の信号309A ($z_1(2k)$) を出力する
とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

信号 $9302A(r_1(2k+1))$ として、プリコーディング後の信号 $309A(z_1(2k+1))$ を出力し、信号 $9302B(r_2(2k+1))$ としてプリコーディング・位相変更後の信号 $309B(z_2(2k+1))$ を出力する。（ただし、上述の信号の入れ替えは、一つの例であり、これに限ったものではなく、「信号の入れ替えを行う」となった場合、信号の入れ替えを行うことがある、ということが重要となる。）

そして、図3、図4、図5、図12、図13等で説明したように、信号 $9302A(r_1(t))$ は、 $z_1(t)$ のかわりに、アンテナから送信される（ただし、図3、図4、図5、図12、図13等で示したように、所定の処理が行われる。）。また、信号 $9302B(r_2(t))$ は、 $z_2(t)$ のかわりに、アンテナから送信される（ただし、図3、図4、図5、図12、図13等で示したように、所定の処理が行われる。）。このとき、信号 $9302A(r_1(t))$ と信号 $9302B(r_2(t))$ は異なるアンテナから送信されることになる。

[0880] なお、この信号入れ替えは、プリコーディングを行っているシンボルに対して行われるのであって、他の挿入されているシンボル、例えば、パイロットシンボルやプリコーディングを行わない情報を伝送するためのシンボル（例えば、制御情報シンボル）には適用されないものとする。また、上述では、時間軸方向で、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を適用する場合について、説明しているが、これに限ったものではなく、周波数軸において、または、時間一周波数軸において、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を適用する場合でも同様に本実施の形態を適用することができ、また、信号入れ替えについても、上述では、時間軸方法で説明を行っているが、周波数軸において、または、時間一周波数軸において、信号入れ替えを行ってもよい。

[0881] 次に、 s_1 の変調方式が16QAM、 s_2 の変調方式が16QAMの場合の図93の各部の動作について説明する。

$s_1(t)$ および $s_2(t)$ は、変調方式16QAMのベースバンド信号

(マッピング後の信号)であるため、マッピング方法は、図80のとおりであり、 g は式(79)のとおりである。

[0882] パワー変更部(8501A)は、変調方式16QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307A、制御信号(8500)を入力とし、制御信号(8500)に基づき、設定したパワー変更のための値を v とすると、変調方式16QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307Aを v 倍した信号(パワー変更後の信号:8502A)を出力する。

[0883] パワー変更部(8501B)は、変調方式16QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307B、制御信号(8500)を入力とし、制御信号(8500)に基づき、設定したパワー変更のための値を u とすると、変調方式16QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307Bを u 倍した信号(パワー変更後の信号:8502B)を出力する。

[0884] このとき、 $v = u = \Omega$ であり、 $v^2 : u^2 = 1 : 1$ とする。これにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができることになる。

重み付け合成部600は、パワー変更後の信号8502A(変調方式16QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307Aを v 倍した信号)およびパワー変更後の信号8502B(変調方式16QAMのベースバンド信号(マッピング後の信号)307Bを u 倍した信号)、信号処理方法に関する情報315を入力とし、重み付け合成方法に関する情報315の情報に基づいて、プリコーディング行列を決定し、プリコーディングが行われ、プリコーディング後の信号309A($z_1(t)$)および、プリコーディング後の信号316B($z_2'(t)$)を出力する。

[0885] 位相変更部317Bは、プリコーディング後の信号316B($z_2'(t)$)、信号処理方法に関する情報315を入力とし、プリコーディング後の信号316B($z_2'(t)$)に対し、信号処理方法に関する情報315に基づく位相変更方法を施し、プリコーディング・位相変更後の信号309B($z_2(t)$)を出力する。

このとき、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法におけるプ

リコーディング行列を F 、位相変更値を $y(t)$ とすると、以下の関係式が成立する。

[0886] [数96]

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} ve^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} \Omega & 0 \\ 0 & \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (G 4)} \end{aligned}$$

[0887] ただし、 $y(t)$ は絶対値が1の複素数（したがって、 $y(t)$ は $e^{j\theta}$ とあらわすことができる）である。

s_1 の変調方式が16QAM、 s_2 の変調方式が16QAMのとき、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を適用したときのプリコーディング行列 F が、式 (G 3) であらわされたとき、実施の形態1で示したように、 α として、式 (3 7) が適した値となる。 α が式 (3 7) であらわされたとき、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、図94のように、I-Q平面において、256点のいずれかの信号点に相当するベースバンド信号となる。なお、図94は一例であり、原点を中心に、位相を回転させた形の256点の信号点配置となることもある。

[0888] s_1 の変調方式が16QAM、 s_2 の変調方式が16QAMであるので、重み付け合成、および、位相変更された信号である $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ はいずれも、16QAMで4ビット、16QAMで4ビットの計8ビットが伝送されているので、図94のように256点の信号点となるが、このとき、信号点の最小ユークリッド距離が大きいため、受信装置において、よりよいデータの受信品質が得られることになる。

[0889] ベースバンド信号入れ替え部9301は、プリコーディング後の信号30

9 A ($z_1(t)$) およびプリコーディング・位相変更後の信号 3 0 9 B ($z_2(t)$)、制御信号 8 5 0 0 を入力とし、s 1 の変調方式が 1 6 Q A M、s 2 の変調方式が 1 6 Q A M であるので、制御信号 8 5 0 0 が、「信号の入れ替えを行わない」ということを示しており、したがって、信号 9 3 0 2 A ($r_1(t)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 A ($z_1(t)$) を出力し、信号 9 3 0 2 B ($r_2(t)$) としてプリコーディング・位相変更後の信号 3 0 9 B ($z_2(t)$) を出力する。

[0890] 次に、s 1 の変調方式が Q P S K、s 2 の変調方式が 1 6 Q A M の場合の図 1 1 6 の各部の動作について説明する。

s 1 (t) は、変調方式 Q P S K のベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図 8 1 のとおりであり、h は式 (7 8) のとおりである。s 2 (t) は、変調方式 1 6 Q A M のベースバンド信号（マッピング後の信号）であるため、マッピング方法は、図 8 0 のとおりであり、g は式 (7 9) のとおりである。

[0891] パワー変更部 (8 5 0 1 A) は、変調方式 Q P S K のベースバンド信号（マッピング後の信号）3 0 7 A、制御信号 (8 5 0 0) を入力とし、制御信号 (8 5 0 0) に基づき、設定したパワー変更のための値を v とすると、変調方式 Q P S K のベースバンド信号（マッピング後の信号）3 0 7 A を v 倍した信号（パワー変更後の信号：8 5 0 2 A）を出力する。

[0892] パワー変更部 (8 5 0 1 B) は、変調方式 1 6 Q A M のベースバンド信号（マッピング後の信号）3 0 7 B、制御信号 (8 5 0 0) を入力とし、制御信号 (8 5 0 0) に基づき、設定したパワー変更のための値を u とすると、変調方式 1 6 Q A M のベースバンド信号（マッピング後の信号）3 0 7 B を u 倍した信号（パワー変更後の信号：8 5 0 2 B）を出力する。

[0893] このとき、実施の形態 F 1 において、「Q P S K の平均電力と 1 6 Q A M の平均電力の比は $v^2 : u^2 = 1 : 5$ 」にすると一つの良い例であることを示した。（これにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができることになる。）このときのプリコーディング後に規則的に位相変更を行う

方法について以下で説明する。

重み付け合成部600は、パワー変更後の信号8502A（変調方式QPSKのベースバンド信号（マッピング後の信号）307Aを v 倍した信号）およびパワー変更後の信号8502B（変調方式16QAMのベースバンド信号（マッピング後の信号）307Bを u 倍した信号）、信号処理方法に関する情報315を入力とし、信号処理方法に関する情報315の情報に基づいて、プリコーディングが行われ、プリコーディング後の信号309A（ $z_1(t)$ ）および、プリコーディング後の信号316B（ $z_2'(t)$ ）を出力する。

[0894] このとき、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法におけるプリコーディング行列を F 、位相変更値を $y(t)$ とすると、以下の関係式が成立する。

[0895] [数97]

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v e^{j\theta} & 0 \\ 0 & u e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & y(t) \end{pmatrix} F \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & \sqrt{5}v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (G5)} \end{aligned}$$

[0896] ただし、 $y(t)$ は絶対値が1の複素数（したがって、 $y(t)$ は $e^{j\theta}$ とあらわすことができる）である。

s_1 の変調方式がQPSK、 s_2 の変調方式が16QAMのとき、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を適用したときのプリコーディング行列 F が、式(G3)であらわされたとき、 s_1 の変調方式が16QAM、 s_2 の変調方式が16QAMのときと同様、 α として、式(37)が適した値となる。その理由について説明する。

[0897] 図95は、上述の送信状態における16QAMのI-Q平面における16点の信号点とQPSKのI-Q平面における4点の信号点の位置の関係を示しており、○は16QAMの信号点、●はQPSKの信号点である。図95からわかるように、16QAMの16個の信号点の内の4つとQPSKの4つの信号点とは重なる状態となる。このような状況で、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を適用したときのプリコーディング行列Fが、式(G3)であらわされ、 α として、式(37)とした場合、 $z_1(t)$ 及び $z_2(t)$ はいずれも、 s_1 の変調方式が16QAM、 s_2 の変調方式が16QAMである時の図94の256点の信号点に対し、64点抽出した信号点に相当するベースバンド信号となる。なお、図94は一例であり、原点を中心に、位相を回転させた形の256点の信号点配置となることもある。

[0898] s_1 の変調方式がQPSK、 s_2 の変調方式が16QAMであるので、重み付け合成・位相変更された信号である $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ はQPSK 2ビット、16QAMで4ビットの計6ビットが伝送されているので、64点の信号点となるが、このとき、上述で説明したような64点の信号点となるので、信号点の最小ユークリッド距離が大きいため、受信装置において、よりよいデータの受信品質が得られることになる。

[0899] ベースバンド信号入れ替え部9301は、プリコーディング後の信号309A($z_1(t)$)およびプリコーディング・位相変更後の信号309B($z_2(t)$)、制御信号8500を入力とし、 s_1 の変調方式がQPSK、 s_2 の変調方式が16QAMであるので、制御信号8500が、「信号の入れ替えを行う」ということを示しているので、ベースバンド信号入れ替え部9301は、例えば、

時間 $2k$ のとき(k は整数)

信号9302A($r_1(2k)$)として、プリコーディング後の信号309A($z_1(2k)$)を出力し、信号9302B($r_2(2k)$)としてプリコーディング・位相変更後の信号309B($z_2(2k)$)を出力する

とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

信号 $9302A(r_1(2k+1))$ としてプリコーディング・位相変更後の信号 $309B(z_2(2k+1))$ を出力し、信号 $9302B(r_2(2k+1))$ としてプリコーディング後の信号 $309A(z_1(2k+1))$ を出力する。

また、

時間 $2k$ のとき (k は整数)

信号 $9302A(r_1(2k))$ としてプリコーディング・位相変更後の信号 $309B(z_2(2k))$ を出力し、信号 $9302B(r_2(2k))$ としてプリコーディング後の信号 $309A(z_1(2k))$ を出力する

とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

信号 $9302A(r_1(2k+1))$ として、プリコーディング後の信号 $309A(z_1(2k+1))$ を出力し、信号 $9302B(r_2(2k+1))$ としてプリコーディング・位相変更後の信号 $309B(z_2(2k+1))$ を出力する。

[0900] なお、上述では、 s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16QAM のとき、信号入れ替えを行うものとしている。このようにすることで、実施の形態 F1 で記載したように、PAPR の削減が可能のため、送信装置の消費電力を抑えることができるという効果を得ることができる。ただし、送信装置の消費電力を問題としない場合、 s_1 の変調方式が 16QAM、 s_2 の変調方式が 16QAM のときと同様に、信号の入れ替えを行わない、としてもよい。

[0901] また、 s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16QAM のとき、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ とした場合がよい例であるので、このときを例に説明したが、 $v^2 < u^2$ という条件で、 s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16QAM の場合のプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法と s

1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合のプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を同一として、両者の場合で、良好な受信品質を得ることができる場合は存在する。したがって、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ に限ったものではない。

[0902] 以上のように、s1の変調方式がQPSK、s2の変調方式が16QAMの場合のプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法とs1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合のプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を同一の方法とすることで、送信装置の回路規模を削減することができるとともに、式(G4)および式(G5)、信号入れ替え方法、に基づいて、受信装置は、復調を行うことになるが、上記のように、信号点を共有しているため、受信候補信号点を求める演算部の共有が可能となるため、受信装置において、回路規模を削減することができるという効果を得ることができる。

[0903] なお、本実施の形態では、式(G3)を用いたプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を例に説明したが、プリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法はこれに限ったものではない。

本発明とポイントとなる点は、以下のようになる。

- ・ s1の変調方式がQPSK、s2の変調方式が16QAMの場合とs1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合をサポートしている場合、両者の場合で使用するプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を同一とする。

- ・ s1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合 $v^2 = u^2$ であり、s1の変調方式がQPSK、s2の変調方式が16QAMの場合、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす

ということになる。

[0904] なお、受信装置において、良好な受信品質を得ることができるよい例としては、

例1（以下の2つの項目を満たす。）：

・ s_1 の変調方式が 16 QAM、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合 $v^2 = u^2$ であり、 s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ の条件を満たす。

・ s_1 の変調方式が 16 QAM、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合、 s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合、いずれの場合も、同一のプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を用いる。

例 2（以下の 2 つの項目を満たす。）：

・ s_1 の変調方式が 16 QAM、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合 $v^2 = u^2$ であり、 s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす。

・ s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合と s_1 の変調方式が 16 QAM、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合をサポートしている場合、両者の場合で使用するプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法は同一であり、プリコーディング行列は式 (G 3) であらわされる。

例 3（以下の 2 つの項目を満たす。）：

・ s_1 の変調方式が 16 QAM、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合 $v^2 = u^2$ であり、 s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす。

・ s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合と s_1 の変調方式が 16 QAM、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合をサポートしている場合、両者の場合で使用するプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法は同一であり、プリコーディング行列は式 (G 3) であらわされ、 α は式 (3 7) であらわされる。

例 4（以下の 2 つの項目を満たす。）：

・ s_1 の変調方式が 16 QAM、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合 $v^2 = u^2$ であり、 s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ の条件を満たす。

・ s_1 の変調方式が QPSK、 s_2 の変調方式が 16QAM の場合と s_1 の変調方式が 16QAM、 s_2 の変調方式が 16QAM の場合をサポートしている場合、両者の場合で使用するプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法は同一であり、プリコーディング行列は式 (G3) であらわされ、 α は式 (37) であらわされる。

[0905] なお、本実施の形態は、変調方式を QPSK および 16QAM のときを例に説明したがこれに限ったものではない。したがって、本実施の形態を拡張すると、以下のように考えることができる。変調方式 A と変調方式 B があり、変調方式 A の I-Q 平面における信号点数を a 、変調方式 B の I-Q 平面における信号点の数を b とし、 $a < b$ とする。すると、本発明のポイントは以下のように与えることができる。

[0906] 以下の 2 つの項目を満たす。

・ s_1 の変調方式が変調方式 A、 s_2 の変調方式が変調方式 B の場合と s_1 の変調方式が変調方式 B、 s_2 の変調方式が変調方式 B の場合をサポートしている場合、両者の場合で使用するプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法を同一とする。

・ s_1 の変調方式が変調方式 B、 s_2 の変調方式が変調方式 B の場合 $v^2 = u^2$ であり、 s_1 の変調方式が変調方式 A、 s_2 の変調方式が変調方式 B の場合、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす。

[0907] このとき、図 93 を用いて説明したベースバンド信号入れ替えは、実施してもよいし、実施しなくてもよい。ただし、 s_1 の変調方式が変調方式 A、 s_2 の変調方式が変調方式 B の場合、PAPR の影響を考慮すると、上記で述べたベースバンド信号入れ替えを実施するとよい。

または、以下の 2 つの項目を満たす。

・ s_1 の変調方式が変調方式 A、 s_2 の変調方式が変調方式 B の場合と s_1 の変調方式が変調方式 B、 s_2 の変調方式が変調方式 B の場合をサポートしている場合、両者の場合でプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法は同一であり、プリコーディング行列は式 (G3) であらわされる。

・ s 1 の変調方式が変調方式 B、 s 2 の変調方式が変調方式 B の場合 $v^2 = u^2$ であり、 s 1 の変調方式が変調方式 A、 s 2 の変調方式が変調方式 B の場合、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす。

[0908] このとき、図 9 3 を用いて説明したベースバンド信号入れ替えは、実施してもよいし、実施しなくてもよい。ただし、 s 1 の変調方式が変調方式 A、 s 2 の変調方式が変調方式 B の場合、 P A P R の影響を考慮すると、上記で述べたベースバンド信号入れ替えを実施するとよい。

変調方式 A と変調方式 B のセットとしては、（変調方式 A、変調方式 B）が（Q P S K、1 6 Q A M）、（1 6 Q A M、6 4 Q A M）、（6 4 Q A M、1 2 8 Q A M）、（6 4 Q A M、2 5 6 Q A M）等がある。

[0909] 上述の説明では、一方のプリコーディング後の信号に対し、位相変更を行う場合を例に説明しているが、これに限ったものではなく、本明細書に示したように、複数のプリコーディング後の信号に位相変更をする場合についても、本実施の形態を実施することができ、上述で述べた、変調信号のセットとプリコーディング行列の関係（本発明とポイントとなる点）を満たすとよい。

[0910] また、本実施の形態では、プリコーディング行列 F を式（G 3）として説明したがこれに限ったものではなく、例えば、

[0911] [数 98]

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

[0912] [数 99]

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

[0913] [数100]

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

[0914] [数101]

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (G 9)}$$

[0915] [数102]

$$F = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}} & e^{j(\theta_{11} + \lambda + \pi)} \\ e^{j\theta_{21}} & \alpha \times e^{j(\theta_{21} + \lambda)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式 (G 1 0)}$$

[0916] のいずれかに設定しもよい。ただし、式 (G 9)、式 (G 1 0) において、 θ_{11} 、 θ_{21} 、 λ は固定値である（単位はラジアン）。

本実施の形態では、時間軸方向に位相変更値を切り替える場合を例として説明するが、他の実施の形態の説明と同様に、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向に位相変更値を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いている t を f （周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。また、時間一周波数軸方向で、位相変更値を切り替える場合についても同様に実施することが可能である。なお、本実施の形態におけるプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法は、本明細書で説明したプリコーディング後に規則的に位相変更を行う方法に限定されるものではない。

[0917] また、受信装置は、本実施の形態における2つの変調方式の設定パターンいずれにおいても、実施の形態F1で述べた受信方法を用いて、復調、検波

が行われることになる。

産業上の利用可能性

[0918] 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、例えばOFDM-MIMO通信システムに適用して好適である。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、このとき、複数の送信箇所を用いて、本発明で説明したような複数の変調信号を送信することになる。また、変調信号は、複数の送信箇所から送信されてもよい。

符号の説明

[0919] 302A, 302B 符号化器
304A, 304B インタリーバ
306A, 306B マッピング部
314 信号処理方法情報生成部
308A, 308B 重み付け合成部
310A, 310B 無線部
312A, 312B アンテナ
317A, 317B 位相変更部
402 符号化器
404 分配部
504#1, 504#2 送信アンテナ
505#1, 505#2 受信アンテナ
600 重み付け合成部
701__X, 701__Y アンテナ
703__X, 703__Y 無線部
705__1 チャネル変動推定部

705__2 チャンネル変動推定部
707__1 チャンネル変動推定部
707__2 チャンネル変動推定部
709 制御情報復号部
711 信号処理部
803 INNER MIMO検波部
805A, 805B 対数尤度算出部
807A, 807B デインタリーバ
809A, 809B 対数尤度比算出部
811A, 811B Soft-in/soft-outデコーダ
813A, 813B インタリーバ
815 記憶部
819 係数生成部
901 Soft-in/soft-outデコーダ
903 分配部
1201A, 1201B OFDM方式関連処理部
1302A, 1302A シリアルパラレル変換部
1304A, 1304B 並び換え部
1306A, 1306B 逆高速フーリエ変換部
1308A, 1308B 無線部

請求の範囲

[請求項1] 複数のベースバンド信号から同一の周波数帯域かつ同一の時刻に送信される複数の信号を生成する信号生成方法であって、

第1の複数ビットから生成された第1のベースバンド信号 s_1 を u 倍し、第2の複数ビットから生成された第2のベースバンド信号 s_2 を v 倍し、前記 u と前記 v とは互いに異なる実数であり、

前記 u 倍された第1のベースバンド信号 s_1 及び前記 v 倍された第2のベースバンド信号 s_2 の両方に対して位相変更を行い、位相変更後の信号 $u \times s_1'$ 及び位相変更後の信号 $v \times s_2'$ を生成し、

前記位相変更後の信号 $u \times s_1'$ と、前記位相変更後の信号 $v \times s_2'$ とに対して、所定の行列 F に応じた重み付け合成を行い、第1の重み付け合成信号 z_1 と第2の重み付け合成信号 z_2 を、前記同一の周波数帯域かつ同一の時刻に送信される複数の信号として生成し、

前記第1の重み付け合成信号 z_1 及び前記第2の重み付け合成信号 z_2 は、 $(z_1, z_2)^T = F (u \times s_1', v \times s_2')^T$ を満たし、

前記 u 倍された第1のベースバンド信号 s_1 及び前記 v 倍された第2のベースバンド信号 s_2 に対して施される位相変更量は、それぞれ N 個の位相変更量の候補を切り替えながら選択された一つの位相変更量であり、前記 N 個の位相変更量のそれぞれは、所定の期間内で少なくとも一回選択される、信号生成方法。

[請求項2] 複数のベースバンド信号から同一の周波数帯域かつ同一の時刻に送信される複数の信号を生成する信号生成装置であって、

第1の複数ビットから生成された第1のベースバンド信号 s_1 を u 倍し、第2の複数ビットから生成された第2のベースバンド信号 s_2 を v 倍し、前記 u と前記 v とは互いに異なる実数であるパワー変更部と、

前記 u 倍された第1のベースバンド信号 s_1 及び前記 v 倍された第

2のベースバンド信号 s_2 の両方に対して位相変更を行い、位相変更後の信号 $u \times s_1'$ 及び位相変更後の信号 $v \times s_2'$ を生成する位相変更部と、

前記位相変更後の信号 $u \times s_1'$ と、前記位相変更後の信号 $v \times s_2'$ とに対して、所定の行列 F に応じた重み付け合成を行い、第1の重み付け合成信号 z_1 と第2の重み付け合成信号 z_2 を、前記同一の周波数帯域かつ同一の時刻に送信される複数の信号として生成する重み付け合成部とを備え、

前記第1の重み付け合成信号 z_1 及び前記第2の重み付け合成信号 z_2 は、 $(z_1, z_2)^T = F(u \times s_1', v \times s_2')^T$ を満たし、

前記 u 倍された第1のベースバンド信号 s_1 及び前記 v 倍された第2のベースバンド信号 s_2 に対して施される位相変更量は、それぞれ N 個の位相変更量の候補を切り替えながら選択された一つの位相変更量であり、前記 N 個の位相変更量の候補のそれぞれは、所定の期間内で少なくとも一回選択される、信号生成装置。